



João Pedro Fernandes Trovão

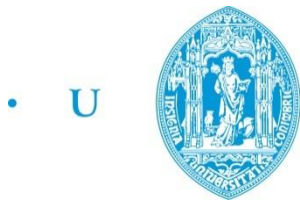
OPTIMIZAÇÃO E GESTÃO DE MÚLTIPLAS FONTES DE ENERGIA EM VEÍCULOS ELÉCTRICOS

Tese submetida para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica, especialidade de Sistemas de Energia, pela Universidade de Coimbra, sob a supervisão do Doutor Humberto Manuel Matos Jorge, Professor Auxiliar do DEEC-FCTUC, e do Doutor Paulo José Gameiro Pereirinha, Professor Coordenador do ISEC-IPC.

Outubro 2012



UNIVERSIDADE DE COIMBRA



• U • C •

FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS
E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Optimização e Gestão de Múltiplas Fontes de Energia em Veículos Eléctricos

João Pedro Fernandes Trovão

Licenciado em Engenharia Electrotécnica, ramo de Energia (1999)
Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, área de especialização em Energia (2004)
pele
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Ciências e Tecnologia
da Universidade de Coimbra

Tese submetida para satisfação parcial dos requisitos do grau
de Doutor em Engenharia Electrotécnica, Especialidade de
Sistemas de Energia

Tese realizada sob supervisão do
Doutor Humberto Manuel Matos Jorge,
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores,
da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra
e do
Doutor Paulo José Gameiro Pereirinha,
Professor Coordenador do Departamento de Engenharia Electrotécnica,
do Instituto Superior de Engenharia de Coimbra do Instituto Politécnico de Coimbra.

Coimbra, Outubro de 2012



Nota: esta tese encontra-se escrita na língua que aprendi na minha Escola Primária e da qual ainda não prescindo, o PORTUGUÊS sem acordo ortográfico.

*À minha filha Mariana Sofia,
nascida durante a realização destes trabalhos
e à minha mulher, Donzília*

AGRADECIMENTOS

“Porque um só tempo é o nosso. E o tempo é hoje”
Manuel Alegre

Como em qualquer trabalho, existiram avanços e recuos, mas foram eles que me fizeram perceber a real necessidade de uma experiência deste tipo, no meu caminho pessoal e académico. Contudo, muitas foram as pessoas que contribuíram para a sua concretização, umas pelo tempo, meios ou conhecimentos, que generosamente puseram à minha disposição, e outras com a sua compreensão, apoio e dedicação.

De entre todos, e correndo o risco de me esquecer de alguém, gostaria de agradecer:

Aos meus orientadores, Prof. Doutor Humberto Jorge e Prof. Doutor Paulo Pereirinha, que com toda a sua experiência e capacidade de trabalho, souberam prestar uma valiosa orientação científica. Agradeço-lhes também a confiança e compreensão que tiveram comigo, bem como a excelente relação de trabalho e amizade demonstrada ao longo de todos estes anos. Agradeço ainda as sugestões, orientações e correcções que efectuaram durante a revisão do manuscrito e que foram fundamentais para o resultado final desta tese de doutoramento.

Aos colegas do DEE-ISEC, agradeço o incentivo e ambiente de camaradagem que me proporcionaram ao longo deste trabalho. Mas de uma forma muito especial aos colegas, António Campos, Luís Marques, Frederico Santos, Marco Silva, João Silvestre e Paulo Tavares, que decidiram embarcar na aventura de se construir um protótipo de um veículo eléctrico, sem o qual não teria surgido o tema deste doutoramento. E ainda, ao colega Victor Santos pelos preciosos esclarecimentos na implementação de algumas rotinas em Matlab®.

Ao Prof. Doutor Carlos Henggeler, as importantes explicações na utilização e implementação das técnicas de optimização meta-heurísticas.

Ao Prof. Doutor Rui Araújo e ao Ricardo Castro, da FEUP, pela colaboração e longas discussões das quais resultaram a definição da camada de controlo utilizada nesta tese.

Ao Mário Silva e ao Hugo Melo, a companhia nos vários dias passados no laboratório de Accionamentos Electromecânicos e ajuda na concretização de algum do *Hardware*.

Ao DEE-ISEC, nomeadamente aos laboratórios de Máquinas Eléctricas e Accionamentos Electromecânicos, a disponibilização dos equipamentos fundamentais à construção do protótipo e do *set-up* experimental, que serviram de suporte ao trabalho experimental apresentado nesta tese.

Ao INESC Coimbra, pelo suporte financeiro necessário à realização de algumas partes deste trabalho e à participação em conferências internacionais.

À FCT, o apoio dado através de Bolsa de Doutoramento (SFRH/BD/36094/2007) e do Projecto MESMO-EV: *Multiple Energy Storage Systems Management Optimization for Electric Vehicles* (PTDC/EEA-EEL/121284/2010 e FCOMP-01-0124-FEDER-020391), que permitiram cobrir parte dos encargos económicos inerentes à realização deste trabalho.

Finalmente, mas não em último lugar, aos amigos, especialmente à Carla pelos incansáveis incentivos, à minha família, sobretudo, à Mariana Sofia, por todas as brincadeiras e birras em que não estive presente, e à minha mulher, Donzília, pelo apoio, constante força, carinho e paciência durante todo este tempo.

A todos, o meu sincero obrigado.
João Pedro

RESUMO

De uma forma amplamente reconhecida, os veículos eléctricos assumem um papel fundamental na procura de uma mobilidade mais sustentável. A menos que seja alcançado um grande avanço tecnológico ao nível do armazenamento electroquímico de energia, o futuro dos veículos eléctricos poderá passar por sistemas de alimentação com múltiplas fontes. Assim, nesta tese, é abordado, principalmente, o tema da optimização e gestão de múltiplas fontes de energia na alimentação de veículos eléctricos, com vista à sua implementação em tempo real.

Em primeiro lugar, é estabelecido o estado actual do protótipo a analisar, com a apresentação da conversão de um pequeno veículo de combustão interna num protótipo de veículo eléctrico a baterias. Em seguida, apresentam-se as fontes de energia passíveis de serem embarcadas em veículos eléctricos e estuda-se a melhoria do sistema de alimentação do protótipo, combinando múltiplas fontes. A selecção de novas fontes a utilizar introduz a problemática do dimensionamento optimizado do sistema de alimentação, para o qual se apresenta uma metodologia assente nas restrições de fontes comercialmente disponíveis e dos requisitos máximos de um ciclo de condução normalizado, considerando vários cenários de mobilidade diária.

Seguidamente desenvolve-se uma arquitectura de gestão baseada numa estrutura hierárquica de três níveis de decisão: planeamento estratégico, planeamento da acção e execução das operações. Esta permite uma abordagem modular e sistemática do problema, em que o primeiro módulo implementa a função de gestão de energia, através da restrição dinâmica do espaço de pesquisa, o segundo realiza a função de gestão de potência, utilizando meta-heurísticas para tratar a componente estocástica do problema, e o terceiro executa as decisões dos anteriores módulos, com recurso a controladores especialmente desenvolvidos para uma arquitectura modular do problema de gestão.

É, ainda, especificado e desenvolvido um modelo completo para toda a cadeia de tracção de veículos eléctricos em Matlab[®]/Simulink[®], considerando o controlo dos conversores de electrónica de potência e a estratégia de gestão de energia, que permita estudos por simulação e prepare a implementação física do sistema global de gestão. Por último, implementa-se um *set-up* experimental baseado na técnica de *Hardware-In-The-Loop* com emulação dinâmica da carga do sistema de tracção, no qual se realizaram ensaios que permitiram validar o sistema global de gestão optimizada de energia, com diferentes ciclos de condução normalizados, tendo-se verificado um aumento da autonomia e uma utilização mais eficaz da energia.

Palavras-Chaves: Veículos Eléctricos, Múltiplas Fontes de Energia, Baterias, Supercondensadores, Dimensionamento Optimizado, Gestão Optimizada de Energia, Meta-heurísticas.

ABSTRACT

Electric vehicles are widely recognized as a fundamental technology to achieve increasing sustainable mobility. Unless a major technological breakthrough is achieved, multiple energy sources hybridization may be a possible solution for these vehicles in order to benefit from the best qualities of the available energy sources. Therefore, this thesis focuses on the optimized sizing and on the management of multiple energy sources for electric vehicles and its real time implementation.

Firstly, the current state of the case study prototype, a small internal combustion engine vehicle converted into a battery electric vehicle, is presented. Next, the energy sources with potential to be applied to electric vehicles are introduced and compared. For the prototype vehicle, the improvement of the power supply system through the aggregation of several energy sources is explored. The selection of new sources introduces the optimized sizing problem of the power supply system. Therefore, one methodology based on the available power supply restrictions is presented, considering the maximum requirements for one standard driving cycle and several daily mobility scenarios.

Subsequently, a management architecture based on a three-level decision hierarchy is developed. The three levels are strategy, tactics and operation. This architecture allows for a systematic and modular approach of the problem. The first module defines an energy management strategy through the dynamic restriction of research space. The second implements the power management tactics by using meta-heuristics for treating the problem's stochastic component. Finally, the third one carries out the decisions of the previous modules using special developed controllers for a modular architecture of the management problem.

A global model for the electrical vehicle traction chain using software Matlab[®]/Simulink[®] is developed, considering the control for power electronics converters and the strategy for energy management. This allows performing simulation tests and assisting the experimental application of the global management system. At last, an experimental set-up based on Hardware-In-The-Loop technique with dynamic load evolution of the traction system is implemented. The tests that allow the validation of the global optimized energy management system are performed in this set-up with different standard driving cycles. The obtained results have shown the increase of the vehicle autonomy and more effective energy utilization.

Key-words: Electric Vehicles, Multiple Energy Sources, Batteries, Supercapacitors, Optimized Sizing, Optimized Energy Management, Meta-heuristics.

RÉSUMÉ

De manière largement reconnue, les véhicules électriques jouent un rôle clé dans la recherche d'une mobilité s'inscrivant dans le cadre du développement durable. A moins d'une rupture technologique majeure en termes de stockage électrochimique de l'énergie, les systèmes mettant en jeu plusieurs sources d'alimentation pourraient être l'avenir des véhicules électriques. Ainsi, cette thèse aborde plus particulièrement la question de l'optimisation et la gestion de multiples sources d'énergie dans les véhicules électriques en vue de sa mise en œuvre en temps réel.

Tout d'abord, l'état actuel du prototype à analyser est établi, avec la présentation de la conversion d'un petit véhicule à combustion interne en un prototype de véhicule électrique à batteries. Ensuite, les sources d'énergie qui sont applicables dans les véhicules électriques sont présentées. Pour le véhicule étudié, l'amélioration du système d'alimentation par l'agrégation de plusieurs sources d'énergie est exploitée. La sélection de nouvelles sources introduit le problème du dimensionnement optimal du système d'alimentation. Par conséquent, une méthodologie est développée, basée sur les contraintes de sources disponibles commercialement et les exigences maximales d'un cycle de conduite standard et plusieurs scénarios de trajets quotidiens.

Par la suite, une architecture de gestion reposant sur une hiérarchie de trois niveaux de décision est développée. Les trois niveaux sont la planification stratégique, la planification tactique et l'exécution des opérations. Cette architecture permet une approche systématique et modulaire du problème. Le premier module implémente la gestion de l'énergie, par la restriction dynamique de l'espace de recherche. Le second exécute la gestion de la puissance, utilisant des méta-heuristiques pour traiter la composante stochastique du problème. Enfin, le troisième module exécute les décisions des modules précédents, utilisant une structure de commande spécialement développée pour une architecture modulaire du problème de gestion.

Un modèle complet pour toute la chaîne de traction des véhicules électriques est également défini à l'aide du logiciel Matlab®/Simulink®, considérant l'intégration de la commande des convertisseurs d'électronique de puissance et la stratégie de gestion de l'alimentation. Cette modélisation permet d'obtenir des résultats de simulation et d'aider à l'implémentation expérimentale du système de gestion globale. Finalement, un dispositif expérimental a été implémenté utilisant la technique de *Hardware-In-the-Loop* avec l'émulation dynamique de la charge du système d'entraînement. Sur ce dispositif, des essais ont été réalisés pour valider le système global de gestion optimisée d'énergie suivant différents cycles de conduite standard. Les résultats obtenus montrent une augmentation de l'autonomie du véhicule et une utilisation plus efficace de l'énergie.

Mots-Clés: Véhicules Électriques, Multiples Sources d'Énergie, Batteries, Supercondensateurs, Dimensionnement Optimisé, Gestion Optimisée de l'Énergie, Méta-heuristiques.

SIGLAS E ACRÓNIMOS

Sigla / Acrónimo	Significado
AC	Corrente Alternada (<i>Alternating Current</i>)
ADVISOR	<i>ADvanced VehIcle SimulatOR</i>
APVE	Associação Portuguesa do Veículo Eléctrico
ARTEMIS	<i>Assessment and Reliability of Transport Emission Models and Inventory Systems</i>
Bat, bat	Bateria
BEV	Veículo eléctrico a baterias (<i>Battery Electric Vehicle</i>)
BIN	<i>Battery Interface Node</i>
CAN	<i>Controller Area Network</i>
cRIO	<i>Compact Reconfigurable Input Output</i>
CT	Caixa de transmissão
DC	Corrente contínua (<i>Direct Current</i>)
DC_{Link}	Barramento DC comum
DEE	Departamento de Engenharia Electrotécnica
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EUA	Estados Unidos da América
ECU	<i>Electronic Control Unit</i>
EMC	Compatibilidade electromagnética (<i>Electromagnetic Compatibility</i>)
EMS	Sistema de gestão de energia (<i>Energy Management System</i>)
EUDC	<i>Extra-Urban Driving Cycle</i>
EUDCL	<i>Extra-Urban Driving Cycle for Low-Powered</i>
EV	Veículo eléctrico (<i>Electric Vehicle</i>)
FC	Pilha de combustível (<i>Fuel Cell</i>)
FCEV	Veículo eléctrico a pilha de combustível (<i>Fuel Cell Electric Vehicle</i>)
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
f_{ob}	Função objectivo
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
FTP	<i>Federal Test Procedure</i>
HEV	Veículo eléctrico híbrido (<i>Hybrid Electric Vehicle</i>)
HIL	<i>Hardware-In-the-Loop</i>
IEA	Agência Internacional de Energia (<i>International Energy Agency</i>)
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IPC	Instituto Politécnico de Coimbra
ISEC	Instituto Superior de Engenharia de Coimbra
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
LME	Laboratório de Máquinas Eléctricas

Sigla / Acrónimo	Significado
MI	Motor de Indução
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
MOBI.E	Programa para a mobilidade eléctrica
MSEV	Veículo eléctrico com múltiplas fontes (<i>Multiple Sources Electric Vehicle</i>)
NCM	<i>Nickel-Cobalt-Manganese</i>
NEDC	<i>New European Driving Cycle</i>
NEV	Veículos eléctricos de proximidade (<i>Neighborhood Electric Vehicle</i>)
PC	Computador Pessoal (<i>Personal Computer</i>)
PDA	Assistente digital pessoal (<i>Personal Digital Assistant</i>)
PEM	<i>Proton Exchange Membrane</i>
PEV	Veículo eléctrico de recarregamento pela rede (<i>Plug-In Electric Vehicle</i>)
PHEV	Veículo eléctrico híbrido de recarregamento pela rede (<i>Plug-In Hybrid Electric Vehicle</i>)
PI	Proporcional e Integrativo
PIB	Produto Interno Bruto
PID	Proporcional, Integrativo e Derivativo
PLC	<i>Programmable Logic Controllers</i>
PMSM	Motor síncrono de ímanes permanentes (<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>)
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
PV	Painéis Fotovoltaicos
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse-Width Modulation</i>)
REM	Representação Energética Macroscópica
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SA	<i>Simulated Annealing</i>
SC	Supercondensador
SIMPLEV	Simulação Simples de Veículos Eléctricos (<i>simple EV simulation</i>)
SoC	Estado de carga (<i>State of Charge</i>)
SOFC	<i>Solid Oxid Fuel Cell</i>
SRM	Motor de relutância controlada (<i>Switched Reluctance Motor</i>)
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
TFT-LCD	<i>Thin-film transistor liquid crystal display</i>
TMO	<i>Advanced Transition Metal Oxide</i>
TPES	Aprovisionamento total em energia primária (<i>Total Primary Energy Supply</i>)
UE	União Europeia
UK	Reino Unido (<i>United Kingdom</i>)
UPS	Alimentação Estática Ininterrupta (<i>Uninterruptible Power Supply</i>)
US	<i>United States</i>
VDR	Taxa de descarga de tensão (<i>Voltage Discharge Rate</i>)
VAB	Valor Acrescentado Bruto

Sigla / Acrónimo	Significado
VEIL	Veículo Eléctrico Isento de Licença de condução
VEV	Variador Electrónico de Velocidade
VI	<i>Virtual Instrument</i>
VRLA	Bateria de Ácido-chumbo regulada por válvula (<i>Valve-Regulated Lead-Acid</i>)
VSP	Automóvel sem licença de condução (<i>Voiture Sans Permis</i>)
WEVA	Associação mundial do veículo eléctrico (<i>World Electric Vehicle Association</i>)
ZEV	Veículo eléctrico com emissões nulas (<i>Zero Emission Vehicle</i>)

SIMBOLOGIA

Símbolo	Nome / Significado	Unidade	Abreviatura
<i>Veículo, Sistema de Tracção e Motor:</i>			
ε	Coefficiente de escorregamento das rodas	adimensional	--
A_f	Área frontal do veículo	metro quadrado	m ²
C_d	Coefficiente de resistência aerodinâmica	adimensional	--
F_{hc}	Força resultante da deslocação no plano inclinado	newton	N
F_{ad}	Força de resistência aerodinâmica	newton	N
F_{la}	Força resultante da aceleração linear	newton	N
F_{rr}	Força de resistência ao rolamento	newton	N
F_{te}	Força total de resistência ao movimento	newton	N
$F_{\omega a}$	Força resultante da aceleração angular	newton	N
i_{CT}	Razão de transmissão do diferencial	adimensional	--
μ_{rr}	Coefficiente de resistência ao rolamento	adimensional	--
F	Fricção viscosa combinada do rotor	newton-metro-segundo	N.m.s
FP	Factor de Potência (motor)	adimensional	--
J	Momento de inércia	quilograma-metro quadrado	kg.m ²
N	Velocidade do motor	rotações/minuto	rpm
T	Binário	newton-metro	N.m
g	Aceleração gravitacional	metro/segundo quadrado	m/s ²
m	Massa	quilograma	kg
p	Número de pares de pólos	adimensional	--
v	Velocidade	quilómetro/hora	km/h
r	Raio	metro	m
η	Rendimento	adimensional	--
θ	Ângulo de inclinação da estrada	radiano	rad
λ	Amplitude do fluxo rotórico	weber	Wb
ρ	Densidade do ar	quilograma/metro cúbico	kg/m ³
φ	Posição angular do rotor	radiano	rad
ω	Velocidade angular ou frequência angular	radiano/segundo	rad/s
X, x	Reactância	ohm	Ω
Ψ	Fluxo ligado	weber	Wb

Símbolo	Nome / Significado	Unidade	Abreviatura
<i>Fontes e Sistema de Alimentação:</i>			
$G_{cl}(S)$	Função de transferência em malha fechada	adimensional	--
ω_n	Frequência natural do sistema	radiano/segundo	rad/s
A	Área das placas dos supercondensadores	metro quadrado	m ²
A	Amplitude exponencial da tensão	volt	V
B	Constante exponencial de tempo inverso	(ampère-hora) ⁻¹	(Ah) ⁻¹
C_n	Capacidade a uma taxa de descarga de n horas (baterias)	ampère-hora	Ah
$C(S)$	Função de transferência do controlador	adimensional	--
Cap	Capacidade (supercondensadores)	farad	F
d_j	<i>Duty-cycle</i>	adimensional	--
EPR	Resistência em paralelo (supercondensadores)	ohm	Ω
ESR	Resistência em série (supercondensadores)	ohm	Ω
K	Número de ramos em paralelo	adimensional	--
P	Potência	watt	W
$P(S)$	Função de transferência da planta	adimensional	--
Q	Carga armazenada (baterias e/ou supercondensadores)	coulomb ou ampère-hora	C ou Ah
VDR	Relação de descarga de tensão nos supercondensadores	adimensional	--
W	Energia Eléctrica	watt-hora	Wh
X	Número de células em série	adimensional	--
d	Distância entre placas dos supercondensadores	metro	m
f	Frequência de comutação PWM	hertz	Hz
k	Factor de multiplicação da capacidade nominal	adimensional	--
K	Tensão de polarização	volt	V
p	Custo	euro	€
δ	Queda de tensão máxima em circuito aberto	volt	V
ξ	Coeficiente de amortecimento	adimensional	--
ϵ	Permitividade do dieléctrico (supercondensadores)	farad por metro	F/m
τ	Constante de tempo	segundo	s

Símbolo	Nome / Significado	Unidade	Abreviatura		
Estratégias de Gestão e Técnicas de Optimização:					
C_j	Factor de divisão da potência	adimensional	--		
N_{Cycles}	Número máximo de iterações	adimensional	--		
N_{swarm}	População (PSO)	adimensional	--		
T_S	Passo de integração	segundo	s		
c_1 e c_2	Coefficientes de aceleração (PSO)	adimensional	--		
p'	Número aleatoriamente gerado	adimensional	--		
X^*	Melhor solução (SA)	adimensional	--		
τ_{HF}	Constante de tempo do filtro passa alto	segundo	s		
LB	Limite inferior do espaço de pesquisa	adimensional	--		
T	Temperatura (SA)	adimensional	--		
UB	Limite superior do espaço de pesquisa	adimensional	--		
g_{best}	Melhor posição do enxame	adimensional	--		
p_{best}	Melhor posição da partícula	adimensional	--		
w	Peso inercial (PSO)	adimensional	--		
P	Vector com as melhores posições de cada partícula (PSO)	adimensional	--		
V	Vector das velocidades de cada partícula (PSO)	adimensional	--		
X	Vector das posições de cada partícula (PSO)	adimensional	--		
X	Solução gerada na iteração (SA)	adimensional	--		
α	Coefficiente de redução de temperatura (SA)	adimensional	--		
τ	Limiar de operacionalidade (<i>threshold</i>)	adimensional	--		
Genéricos:					
I, i	Corrente	ampère	A		
L, l	Indutância	henry	H		
P	Potência	watt	W		
R, r	Resistência	ohm	Ω		
V, v	Tensão	volt	V		
t	Tempo	segundo	s		
Químicos:					
H_2O	Água	M	Metal	C	Carbono
O	Oxigénio	Pb	Chumbo	Cd	Cádmio
Ni	Níquel	Zn	Zinco	MH	Hidretos metálicos
Li	Lítio	Ion	Iões	Po	Polímero
PbO_2	Óxido de chumbo	H_2SO_4	Ácido sulfúrico	$PbSO_4$	Sulfato de chumbo (II)
$NiOOH$	Óxi-hidróxido de níquel	$Cd(OH)_2$	Hidróxido de cádmio	$Ni(OH)_2$	Hidróxido de níquel (II)
$Zn(OH)_2$	Hidróxido de zinco	KOH	Hidróxido de potássio		

Subscritos:

DC_{Link} – grandeza referida ao barramento DC comum	0 – grandeza inicial ou de referência
CT – grandeza referida à caixa de transmissão	$Load$ – grandeza relativa à emulação de carga
DC – grandeza referida ao conversor DC/DC	PV – grandeza referida aos painéis fotovoltaicos
ME – grandeza referida ao motor	SC – grandeza referida aos supercondensadores
N – taxa de descarga nominal (capacidade das baterias)	T_C – grandeza relativa ao custo total
R – grandeza referida às rodas ou resistente	$Total$ – grandeza total
VEV – grandeza referida ao VEV	W – grandeza relativa à energia eléctrica
d – grandeza referida ao eixo d	a – grandeza relativa à aceleração
$disp$ – grandeza dissipada	bat – grandeza referida às baterias
e – electromagnético	dem – grandeza solicitada (eléctrica)
f – valor final	g – grandeza relativa à inclinação da estrada
i – grandeza interna ou valor inicial	$ge.st$ – grandeza gerada ou armazenada
m – indutância de magnetização	max – grandeza máxima
n – grandeza nominal	ref – grandeza de referência
q – grandeza referida ao eixo q	reg – grandeza relativa à regeneração de energia
r – grandeza referida ao rotor	reg_SC – grandeza regenerada e armazenada nos SC
s – grandeza referida ao estator	tot_R – grandeza total referida à regeneração
u – grandeza mecânica útil	tot_T – grandeza total referida à tracção
v – grandeza referida ao veículo	v_{max} – grandeza relativa à velocidade máxima

Sobrescritos:

max – grandeza máxima	$'$ – grandeza referida ao barramento DC comum
min – grandeza mínima	$*$ – grandeza de referência
ref – grandeza de referência	$Total$ – grandeza total
OC – grandeza referida ao estado de circuito aberto	

ÍNDICE

AGRADECIMENTOS.....	VII
RESUMO	IX
ABSTRACT	XI
RÉSUMÉ.....	XIII
SIGLAS E ACRÓNIMOS	XV
SIMBOLOGIA	XIX
ÍNDICE	XXIII
LISTA DE FIGURAS	XXIX
LISTA DE TABELAS.....	XXXVII
1 INTRODUÇÃO	1-1
1.1 PROBLEMAS ECONÓMICOS E AMBIENTAIS NO SECTOR DOS TRANSPORTES	1-2
1.2 PERSPECTIVAS PARA SOLUÇÕES DE TRANSPORTES SUSTENTÁVEIS	1-7
1.2.1 Electrificação do Transporte Rodoviário	1-11
1.2.2 História do Veículo Eléctrico.....	1-13
1.2.3 Tipos de Veículos com Propulsão Eléctrica	1-16
1.3 O CONCEITO DE GESTÃO DE ENERGIA APLICADO AO VEÍCULO ELÉCTRICO.....	1-17
1.4 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	1-21
1.5 OBJECTIVOS PRINCIPAIS	1-22
1.6 METODOLOGIA	1-23
1.7 CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS.....	1-26
1.8 ESTRUTURA DA TESE	1-27
BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 1	1-31

2 UM VEÍCULO ELÉCTRICO PARA MEIOS URBANOS – PROJECTO VEIL.....	2-1
2.1 INTRODUÇÃO.....	2-2
2.2 CONCEITO DE VEÍCULO ELÉCTRICO PARA MEIOS URBANOS.....	2-5
2.3 ESTRUTURA DO PROJECTO VEIL	2-8
2.3.1 Sistema de Força Motriz.....	2-11
2.3.1.1 Modelo da Dinâmica de um Veículo	2-13
2.3.1.2 Selecção do Motor Eléctrico e Controlador	2-19
2.3.2 Escolha das Baterias a Utilizar no Veículo Eléctrico em Estudo	2-21
2.3.3 Conversor DC/DC Bidireccional.....	2-23
2.3.4 Sistema de Controlo de Tracção	2-25
2.3.4.1 Sensores de Auxílio à Condução.....	2-27
2.3.4.2 Rede de Comunicação, Armazenamento de Dados e Visualização	2-28
2.3.4.3 Sistema de Monitorização das Baterias	2-31
2.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	2-34
2.4.1 Resultados para Velocidade Máxima e Aceleração dos 0 aos 50 km/h	2-36
2.4.2 Resultados na Subida de uma Rampa	2-38
2.4.3 Testes em Circuito Fechado	2-40
2.4.3.1 Resultados com Condução Livre	2-40
2.4.3.2 Resultados para uma Condução com <i>Cruise Control</i>	2-42
2.4.4 Monitorização de uma Carga Realizada às Baterias	2-44
2.5 CONCLUSÃO	2-46
BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 2.....	2-49
3 FONTES DE ENERGIA APLICÁVEIS EM VEÍCULOS ELÉCTRICOS	3-1
3.1 INTRODUÇÃO.....	3-2
3.2 FONTES COMERCIALMENTE ELEGÍVEIS.....	3-3
3.2.1 Baterias.....	3-4
3.2.1.1 Baterias de Ácido-Chumbo (<i>Lead-Acid</i>)	3-9
3.2.1.2 Baterias de Níquel-Cádmio (Ni-Cd)	3-12
3.2.1.3 Baterias de Níquel Hidretos de Metálicos (Ni-MH).....	3-13
3.2.1.4 Baterias de Iões de Lítio (Li-Ion).....	3-16
3.2.1.5 Energia Específica Teórica e Prática de Diferentes Tecnologias	3-18
3.2.1.6 Definição de Energia Específica	3-21
3.2.1.7 Definição de Potência Específica	3-22
3.2.1.8 Definição de Capacidade e Taxa de Descarga.....	3-22

3.2.1.9 Definição de Estado de Carga	3-23
3.2.2 Pilha de Combustível (<i>Fuel Cell</i>).....	3-24
3.2.3 Supercondensadores	3-26
3.2.3.1 Definição de Grandezas Eléctricas Associadas aos Supercondensadores.....	3-29
3.2.4 Volantes de Inércia (<i>Flywheels</i>).....	3-30
3.2.5 Painéis ou Filmes Fotovoltaicos.....	3-33
3.3 ESTUDO COMPARATIVO DE FONTES DE ENERGIA	3-35
3.3.1 Metodologia Aplicada	3-37
3.3.2 Síntese do Estudo Comparativo	3-41
3.4 O CONCEITO DE HIBRIDAÇÃO DE FONTES DE ENERGIA	3-42
3.5 UTILIZAÇÃO DE MÚLTIPLAS FONTES EM VEÍCULOS ELÉCTRICOS - PERSPECTIVA ENERGÉTICA	3-44
3.5.1 Cenários de Teste e Fontes Escolhidas	3-44
3.5.2 Resultados para Utilizações diárias	3-48
3.5.2.1 Estudo da Influência do Rendimento da Cadeia de Tracção.....	3-52
3.5.2.2 Estudo das Diferentes Alternativas para o Aumento da Autonomia	3-55
3.6 CONCLUSÃO	3-59
BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 3	3-63
4 DIMENSIONAMENTO DE SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO COM MÚLTIPLAS FONTES DE ENERGIA.....	4-1
4.1 INTRODUÇÃO.....	4-2
4.2 CICLOS DE CONDUÇÃO NORMALIZADOS	4-4
4.3 METODOLOGIA PARA UM DIMENSIONAMENTO OPTIMIZADO DE FONTES DE ENERGIA ...	4-11
4.3.1 Metodologia de Dimensionamento	4-12
4.3.1.1 Dimensionamento Clássico de Fontes de Energia.....	4-14
4.3.1.1.1 Critério de Velocidade Máxima	4-18
4.3.1.1.2 Critério de Aceleração Máxima	4-19
4.3.1.1.3 Critério da Regeneração de Energia	4-23
4.3.1.1.4 Critério da Estrada com Inclinação	4-24
4.3.1.1.5 Síntese das Restrições a Aplicar às Variáveis de Decisão K_{bat} e K_{SC}	4-25
4.3.1.2 Dimensionamento do Sistema Auxiliar de Energia	4-26
4.3.1.3 Análise ao Custo Total e Massa vs. Cenários de Mobilidade.....	4-29
4.4 PRINCÍPIO DA HIBRIDIZAÇÃO PASSIVA E ACTIVA	4-34
4.4.1 Topologias para Associações Passivas	4-38
4.4.2 Topologias para Associações Semi-Activas	4-39

4.4.3 Topologia para Associações Activas	4-41
4.5 CONCLUSÃO	4-45
BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 4	4-49
5 A GESTÃO OPTIMIZADA DE ENERGIA E DE POTÊNCIA	5-1
5.1 INTRODUÇÃO.....	5-2
5.2 ESTRATÉGIAS DE GESTÃO BASEADAS EM REGRAS	5-6
5.2.1 Método da Desagregação da Frequência	5-7
5.2.2 Método Baseado em Mapa de Eficiência das Fontes de Energia	5-10
5.3 ESTRATÉGIAS DE GESTÃO OPTIMIZADA.....	5-15
5.4 CONCEITO DE GESTÃO HIERÁRQUICA ADAPTADO A VEÍCULOS ELÉCTRICOS COM MÚLTIPLAS FONTES	5-16
5.5 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA GLOBAL DE GESTÃO	5-20
5.5.1 Planeamento Estratégico - Gestão da Energia	5-21
5.5.2 Planeamento da Acção - Gestão da Potência	5-23
5.5.3 Controlo do Trânsito de Potências – Execução	5-24
5.6 PROBLEMA DE OPTIMIZAÇÃO	5-25
5.6.1 Formulação da Função Objectivo.....	5-26
5.6.2 Restrição Dinâmica do Espaço de Pesquisa	5-28
5.6.3 Métodos de Optimização Estocástica Utilizados	5-34
5.6.3.1 <i>Simulated Annealing</i>	5-35
5.6.3.2 <i>Particle Swarm Optimization</i>	5-39
5.7 IMPLEMENTAÇÃO E VALIDAÇÃO DA ARQUITECTURA DE GESTÃO	5-43
5.7.1 Comparação: Sistema Global de Gestão e Métodos Clássicos	5-51
5.7.2 Análise de Sensibilidade aos Parâmetros dos Algoritmos SA e PSO	5-58
5.7.2.1 <i>Simulated Annealing</i>	5-59
5.7.2.2 <i>Particle Swarm Optimization</i>	5-64
5.8 CONCLUSÃO	5-69
BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 5	5-71
6 MODELIZAÇÃO E SIMULAÇÃO DE VEÍCULOS ELÉCTRICOS	6-1
6.1 INTRODUÇÃO.....	6-2
6.2 MODELIZAÇÃO EM MATLAB [®] / SIMULINK [®]	6-7
6.3 MODELIZAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DE VEÍCULOS ELÉCTRICOS EM SIMULINK [®]	6-9
6.3.1 Modelização do Sistema Mecânico - Veículo	6-10

6.3.2 Modelização de Fontes de Energia – Sistemas de Armazenamento de Energia...	6-13
6.3.2.1 Baterias de Ni-MH	6-13
6.3.2.2 Módulos de Supercondensadores	6-17
6.3.3 Modelo para os Conversores DC/DC Bidireccionais	6-21
6.3.3.1 Efeito da Saturação na Bobina do Conversor	6-27
6.3.3.2 Estratégia de Controlo dos Conversores.....	6-30
6.3.4 Modelos para Motores Eléctricos e Controladores	6-39
6.3.4.1 Motor Síncrono de Ímanes Permanentes.....	6-40
6.3.4.2 Motor de Indução.....	6-42
6.3.4.3 Resultados de Simulação	6-45
6.4 IMPLEMENTAÇÃO DA ARQUITECTURA DE GESTÃO OPTIMIZADA.....	6-47
6.4.1 Estratégias de Gestão baseada em Regras	6-47
6.4.2 Estratégias de Gestão Optimizada	6-49
6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO	6-51
6.5.1 Simulação e Validação do Modelo para a versão actual do protótipo VEIL.....	6-51
6.5.2 Hibridização Activa–Gestão de Energia.....	6-54
6.5.2.1 Estratégias de Gestão baseada em Regras.....	6-56
6.5.2.1.1 Desagregação da Frequência	6-56
6.5.2.1.2 Mapa de Eficiência do Sistema de Alimentação	6-59
6.5.2.2 Estratégias de Gestão Optimizada.....	6-61
6.5.2.2.1 Estratégia baseada em <i>Simulated Annealing</i>	6-61
6.5.2.2.2 Estratégia baseada em <i>Particle Swarm Optimization</i>	6-64
6.6 CONCLUSÃO	6-67
BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 6	6-71
7 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA GLOBAL DE GESTÃO	7-1
7.1 INTRODUÇÃO.....	7-2
7.2 SET-UP EXPERIMENTAL	7-5
7.2.1 Fontes de Energia	7-7
7.2.2 Sistemas de Electrónica de potência	7-7
7.2.3 Unidade de Processamento e Controlo	7-9
7.2.3.1 <i>Compact Reconfigurable Input Output</i> (cRIO).....	7-11
7.2.3.2 Módulos de Aquisição e Geração de Sinais da cRIO	7-13
7.2.3.3 Linguagem de programação da cRIO - LabView®	7-13
7.2.4 Transdutores utilizados nas Aquisições de Sinais	7-14

7.2.5 Emulação do Sistema de Tracção	7-16
7.2.6 Código desenvolvido em LabViewRT®	7-17
7.2.6.1 Código implementado na FPGA da cRIO	7-17
7.2.6.2 Código implementado no Controlador da cRIO.....	7-19
7.2.6.2.1 Controladores dos Conversores DC/DC	7-20
7.2.6.2.2 Estratégias de Gestão	7-21
7.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	7-22
7.3.1 Validação do <i>Set-up</i> Experimental.....	7-23
7.3.2 Ciclo de Condução US06 <i>Highway</i>	7-29
7.3.3 Ciclo de Condução ECE 15	7-33
7.3.4 Ciclo de Condução ARTEMIS <i>Low Motor Urban Total</i>	7-39
7.3.5 Ciclo de Condução EPA <i>New York City Cycle</i> (NYCC)	7-43
7.4 CONCLUSÃO	7-46
BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 7	7-51
8 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	8-1
8.1 CONCLUSÕES	8-2
8.2 TRABALHOS FUTUROS	8-8
8.3 PUBLICAÇÕES	8-10
8.3.1 Capítulo de Livro Internacional	8-10
8.3.2 Artigos em Revistas Internacionais	8-10
8.3.3 Artigos em Actas de Conferência Científica Internacional.....	8-10
BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 8.....	8-15
ANEXO 1 - NEIGHBORHOOD ELECTRIC VEHICLES	A1-1
ANEXO 2 – COMPONENTES PASSIVOS DIMENSIONAMENTO.....	A2-2
ANEXO 3 – ESTUDO DO EFEITO DA SATURAÇÃO NAS BOBINAS DOS CONVERSORES DC/DC BIDIRECCIONAIS UTILIZADOS EM VEÍCULOS ELÉCTRICOS	A3-1
ANEXO 4 – CONTROLADOR PROPORCIONAL, INTEGRAL E DERIVATIVO (PID).....	A4-1

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 1:

Figura 1.1. Passageiros, mercadorias e PIB para a União Europeia a 27, no período 1995-2009.....	1-3
Figura 1.2. Consumo total final de petróleo por sector em Mtoe, no período 1971-2009.....	1-3
Figura 1.3. Valor de pico do barril de petróleo em USD para diferentes praças.....	1-4
Figura 1.4. Emissões de gases de efeito de estufa no sector dos transportes para a Europa a 27 no período de 1990 a 2008	1-5
Figura 1.5. Esperança média de vida com e sem influência de poluição atmosférica.....	1-6
Figura 1.6. Mapas de ruído da cidade de Londres: a) dia útil; b) dia de fim-de-semana.....	1-6
Figura 1.7. Consumo de energia “fonte à utilização” (<i>source-to-service</i>), em função do tipo de veículo (com base nos valores mais elevados de aquecimento de todas as matérias-primas químicas passíveis de gerar energia).	1-7
Figura 1.8. Emissões de gases de efeito de estufa para diferentes combustíveis e diferentes sistemas de tracção.	1-8
Figura 1.9. a) Primeiro veículo eléctrico de Thomas Parker (1884); b) Um dos melhores veículos eléctricos à época, de Thomas Edison “ <i>Detroit Electric</i> ” (1914).....	1-13
Figura 1.10. Evolução cronológica com alguns modelos de veículos eléctricos ou híbridos comercialmente disponíveis (1914-2012).....	1-15
Figura 1.11. Perspectiva de evolução do mercado de vendas de automóveis em função do seu tipo até 2050.	1-15
Figura 1.12. Diferentes tipos de veículos eléctricos em função da(s) fonte(s) de energia usada(s) e com recarregamento pela rede.....	1-16
Figura 1.13. Número de publicações relativas a veículos eléctricos e gestão de energia em veículos eléctricos registados na base de dados do IEEE (pesquisa realizada no IEEEExplore com critério de pesquisa “ <i>Electric Vehicles</i> ”, e refinado por “ <i>Energy Management</i> ” em 12 de Setembro de 2012).....	1-20
Figura 1.14. Cadeia de tracção de um veículo eléctrico com uma possível arquitectura de alimentação.	1-22

Capítulo 2:

Figura 2.1. Aspecto do veículo urbano LIGIER 162 GL escolhido para ser transformado em veículo eléctrico.	2-9
Figura 2.2. Configuração utilizada na transformação do veículo original em veículo eléctrico.	2-9
Figura 2.3. Representação das forças aplicadas ao veículo.....	2-14
Figura 2.4. Velocidade, binário resistente, potência útil e forças resistentes aplicadas ao VEIL com aceleração dos 0 aos 50 km/h em 20 s.....	2-17
Figura 2.5. Velocidade, binário resistente, potência útil e forças resistentes aplicadas ao VEIL com aceleração dos 0 aos 14 km/h em 20 s e um ângulo de inclinação de 10°.	2-18
Figura 2.6. Características Binário-Velocidade para motores de indução DV: a) Ligação do estator em estrela e frequência de base de 50 Hz; b) Ligação do estator em triângulo e frequência de base de 87 Hz.....	2-20
Figura 2.7. Ligier 162 GL a) Motorização original – Motor de combustão interna LOMBARDINI; b) Adaptação do motor assíncrono trifásico – DV112M4 da SEW-Eurodrive.....	2-21
Figura 2.8. Fotografia da uma bateria designada por Super High Energy Ni-MH battery module da SAFT.	2-22

Figura 2.9. Conversor DC/DC: a) Funcionamento como elevador (<i>Boost</i>); b) Funcionamento como redutor (<i>Buck</i>).....	2-23
Figura 2.10. Primeiro protótipo de conversor DC/DC.	2-25
Figura 2.11. Arquitectura do sistema de controlo de tracção.....	2-26
Figura 2.12. Arquitectura de controlo do protótipo VEIL com sensores, actuadores e unidades de processamento (alguns dos componentes mostrados diferem dos utilizados à época).	2-29
Figura 2.13. Uma das possíveis versões disponíveis para painel de instrumentos do protótipo VEIL.	2-31
Figura 2.14. Arquitectura da sub-rede de monitorização de um banco de baterias Ni-MH.	2-32
Figura 2.15. Fotografia de um BIN para aquisição da tensão e temperatura de uma bateria com dimensão reduzida (48x15 mm).	2-32
Figura 2.16. Aspecto final dos componentes utilizados no protótipo VEIL: Bancos de baterias de Ni-MH e respectivo sistema de monitorização, VEV industrial, Conversores DC/DC, rede de comunicação CAN e respectivos ECU e painel de instrumentos.	2-34
Figura 2.17. Protótipo VEIL durante a realização de testes em estrada no <i>campus</i> do ISEC.	2-35
Figura 2.18. Circuitos utilizados nos testes em estrada realizados no <i>campus</i> do ISEC.....	2-36
Figura 2.19. Resultados de velocidade máxima e aceleração dos 0 aos 50 km/h..	2-37
Figura 2.20. Resultados da subida de rampa com inclinação de 11% e aceleração dos 0 aos 18 km/h.	2-39
Figura 2.21. Resultados de uma volta ao circuito fechado com condução livre.	2-41
Figura 2.22. Resultados de cinco voltas ao circuito fechado com Cruise Control.	2-43
Figura 2.23. Resultados de uma carga realizada às baterias de Ni-MH.	2-45
Figura 2.24. Verificação da temperatura das baterias com câmara termográfica.	2-46

Capítulo 3:

Figura 3.1. Princípio de funcionamento e principais componentes de uma célula de uma bateria.	3-5
Figura 3.2. Circuito equivalente simplificado de uma bateria e características de tensão 3-6	3-6
Figura 3.3. Bateria de ácido-chumbo: a) partes constituintes e b) esquema representativo de funcionamento.....	3-10
Figura 3.4. Bateria de Níquel Cádmio: a) partes constituintes e b) esquema representativo de Funcionamento.....	3-13
Figura 3.5. Bateria de Hidretos Metálicos de Níquel: a) partes constituintes (célula prismática) e b) esquema representativo de funcionamento.	3-14
Figura 3.6. Bateria de Iões de Lítio: a) partes constituintes e b) esquema representativo de funcionamento.....	3-17
Figura 3.7. Energia específica vs. densidade de energia para diferentes tecnologias de baterias.	3-19
Figura 3.8. Energia específica teórica alcançável para diferentes químicas de baterias de Li-Ion.	3-20
Figura 3.9. Gráfico comparativo da capacidade teórica de evolução da energia específica para diferentes químicas de baterias.	3-21
Figura 3.10. a) Célula de uma Pilha de combustível PEM; b) Esquema representativo de funcionamento.	3-25
Figura 3.11. a) Supercondensadores disponíveis comercialmente; b) Esquema representativo de funcionamento.....	3-27
Figura 3.12. a) Exemplo de um volante de inércia; b) Corte esquemático de um volante de inércia 3-32	3-32
Figura 3.13. a) Filme fotovoltaico; b) Esquema representativo de funcionamento de uma célula fotovoltaica.	3-34

Figura 3.14. Comparação dos diversos sistemas de baterias, com valores ao nível da célula incluindo supercondensadores.....	3-35
Figura 3.15. Diagrama de comparação dos parâmetros para sistemas de armazenamento de energia: Volantes de inércia, Supercondensadores, Baterias de Li-Ion e Ni-MH.	3-39
Figura 3.16. Diagrama de comparação dos parâmetros para sistemas de armazenamento de energia: Baterias de Ni Cd e ácido-chumbo, Painéis fotovoltaicos e pilhas de combustível.	3-40
Figura 3.17. Conceito de hibridização de fontes de energia: a) Fornecimento de energia partilhada; b) Fornecimento de energia e recarregamento da fonte com elevada potência; c) Armazenamento partilhado de energia regenerativa.	3-43
Figura 3.18. Hibridização com três fontes de energia para o projecto VEIL.	3-45
Figura 3.19. Ciclos de condução utilizados na definição dos cenários de estudo.	3-46
Figura 3.20. Diagramas exemplificativos da circulação de potências no sistema global de tracção: a) Modo de tracção; b) Modo de regeneração.	3-49
Figura 3.21. Potência mecânica e potência regenerativa total disponível nas rodas e potências nas fontes de energia durante um ciclo de condução ECE 15 para o protótipo VEIL.	3-51
Figura 3.22. Evolução da energia disponível para o Caso A, Cenário 1 (baterias Ni-MH, 2 x 27 x ECE 15, 2 x 27,35 km), considerando rendimento totais diferentes $\left(\eta_{tot} = 100\% \text{ ou } \eta_{tot} = \begin{cases} \eta_{totT} = 70\% \\ \eta_{totR} = 64\% \end{cases} \right)$	3-54
Figura 3.23. Evolução da energia disponível para o Caso C, Cenário 1 (baterias Li-Ion, 2 x 27 x ECE 15, 2 x 27,35 km), considerando rendimento totais diferentes $\left(\eta_{tot} = 100\% \text{ ou } \eta_{tot} = \begin{cases} \eta_{totT} = 70\% \\ \eta_{totR} = 64\% \end{cases} \right)$	3-54
Figura 3.24. Energia disponível para o Caso D (4 bancos de baterias Ni-MH) para três cenários de deslocações diferentes.	3-56
Figura 3.25. Energia disponível para o Caso F (Li-Ion) para três cenários de deslocações diferentes.	3-57

Capítulo 4:

Figura 4.1. Exemplo de um ciclo de condução estilizado com diferentes percursos (NEDC).	4-5
Figura 4.2. Exemplo de um ciclo de condução real (UG214).	4-6
Figura 4.3. Perfis de velocidade e de potência eléctrica para o protótipo VEIL em função dos ciclos de condução (US 06; ARTEMIS Urban; NEDC; NYCC).....	4-8
Figura 4.4. Evolução dos rendimentos da cadeia de tracção em função da velocidade: (motor eléctrico (η_{ME}); variador electrónico de velocidade (η_{VEV}); conversor DC/DC (η_{DC})).	4-10
Figura 4.5. Disposição das unidades/células de baterias e supercondensadores na criação dos respectivos bancos.	4-14
Figura 4.6. Ciclo de condução NEDC para veículos de baixa potência e NEDC adaptado ao projecto VEIL, e respectivas potências e energias.	4-16
Figura 4.7. Potências mecânica e eléctrica, e energia solicitada às fontes do projecto VEIL, para uma velocidade constante de 50 km/h.	4-19
Figura 4.8. Potências mecânica e eléctrica necessárias para que o veículo acelere dos 0 aos 50 km/h em 8 s.	4-20
Figura 4.9. Potências regeneradas total e efectiva do veículo VEIL durante a fase de travagem mais severa.	4-23
Figura 4.10. Potências mecânica e eléctrica para deslocação do VEIL em subidas com 10% de inclinação a velocidade constante de 23,5 km/h.....	4-25
Figura 4.11. a) Vista de cima do protótipo; b) Esquema de implementação da matriz de painéis.	4-27
Figura 4.12. Radiação solar média diária normal ao plano.	4-28

Figura 4.13. Energia média diária para o cenário com ciclos NEDC modificados.....	4-32
Figura 4.14. Energia média diária para o cenário com ciclos ECE 15.....	4-33
Figura 4.15. Energia média diária para o cenário com velocidade constante de 50 km/h.	4-34
Figura 4.16. Exemplo de um sistema de alimentação com múltiplas fontes de energia para um veículo eléctrico.	4-36
Figura 4.17. Topologias para associações passivas de fontes: a) sem regulação do DC_{Link} ; b) com regulação do DC_{Link}	4-38
Figura 4.18. Topologias para associações semi-activas: a) de supercondensadores; b) de baterias.	4-40
Figura 4.19. Topologias para associações activas em série: a) baterias; b) supercondensadores.	4-41
Figura 4.20. Topologia para associação activa em paralelo.....	4-43

Capítulo 5:

Figura 5.1. Classificação das estratégias de controlo e/ou gestão para veículos com múltiplas fontes.	5-5
Figura 5.2. Desagregação da frequência do sinal de potência.	5-7
Figura 5.3. Desagregação da frequência do sinal de potência para diversos ciclos de condução normalizados.....	5-8
Figura 5.4. Exemplos de desagregação da frequência do sinal da potência para diversos ciclos de condução: US06 <i>Highway</i> ($\tau_{HF} = 5$ s); ARTEMIS URBAN (meio ciclo; $\tau_{HF} = 16$ s); ECE 15 ($\tau_{HF} = 8$ s); NYCC ($\tau_{HF} = 16$ s).....	5-9
Figura 5.5. Acelerações consideradas na análise energética do sistema com duas fontes.	5-11
Figura 5.6. Distribuição de energia considerada para cada aceleração estudada.	5-11
Figura 5.7. Eficiência energética em função da razão da utilização das baterias para diferentes acelerações, α	5-13
Figura 5.8. Exemplos da distribuição de potência baseada num mapa de eficiência para diversos ciclos de condução: US06 <i>Highway</i> ; ARTEMIS URBAN (meio ciclo); ECE 15; NYCC.	5-15
Figura 5.9. Modelo clássico de gestão hierárquica.	5-17
Figura 5.10. Organização temporal das tomadas de decisões de um sistema de gestão hierárquica.....	5-18
Figura 5.11. Esquema da arquitectura de um sistema de gestão hierárquica para um veículo eléctrico com dupla fonte.	5-21
Figura 5.12. Conceito de restrição dinâmica do espaço de pesquisa em função de limites pré-definidos e da potência solicitada ao sistema de alimentação.....	5-29
Figura 5.13. Conjunto de regras com prioridade fraca para planeamento estratégico de longo prazo.....	5-31
Figura 5.14. Conjunto de regras com prioridade média para planeamento estratégico de longo prazo.	5-32
Figura 5.15. Conjunto de regras com prioridade forte para planeamento estratégico de longo prazo.	5-33
Figura 5.16. Exame de partículas: a) aleatoriamente distribuídas; b) após aplicação do algoritmo <i>PSO</i> , convergindo para uma região de um óptimo global.....	5-41
Figura 5.17. Exemplo de actualização da velocidade e posição de uma partícula.	5-42
Figura 5.18. Resultados com módulo de gestão de potência baseado num algoritmo <i>SA</i> ($T_0 = 15$; $\alpha = 0,6$ e $N_{Cycles} = 30$) para o ciclo de condução ARTEMIS.....	5-46
Figura 5.19. Resultados com módulo de gestão de potência baseado num algoritmo <i>PSO</i> ($N_{swarm} = 300$; $w = 0,8$ e $N_{Cycles} = 1500$) para o ciclo de condução ARTEMIS.	5-46
Figura 5.20. Zoom dos resultados com módulo de gestão de potência baseado num algoritmo <i>SA</i> ($T_0 = 15$; $\alpha = 0,6$ e $N_{Cycles} = 30$) para o ciclo de condução ARTEMIS.....	5-47

Figura 5.21. Zoom dos resultados com módulo de gestão de potência baseado num algoritmo <i>PSO</i> ($N_{swarm} = 300$; $w = 0,8$ e $N_{cycles} = 1500$) para o ciclo de condução ARTEMIS.....	5-47
Figura 5.22. Evolução dos coeficientes de partilha C_j para o ciclo de condução ARTEMIS para os algoritmos: a) <i>SA</i> ($T_0 = 15$; $\alpha = 0,6$ e $N_{cycles} = 30$); b) <i>PSO</i> ($N_{swarm} = 300$; $w = 0,8$ e $N_{cycles} = 1500$).....	5-50
Figura 5.23. Resultados para BEV, MSEV-EMS(1) e MSEV-EMS(2) considerando os ciclos de condução: a) 2xNYCC e b) ARTEMIS.....	5-52
Figura 5.24. Evolução dos coeficientes de partilha C_j para o ciclo de condução ARTEMIS para os algoritmos: a) <i>SA</i> ($T_0 = 15$; $\alpha = 0,6$ e $N_{cycles} = 30$); b) <i>PSO</i> ($N_{swarm} = 300$; $w = 0,8$ e $N_{cycles} = 1500$).....	5-56
Figura 5.25. a) SoC no final de cada ciclo de condução; b) potência máxima e c) corrente máxima requeridas às fontes de energia durante a operação de ciclos de condução.	5-57
Figura 5.26. Tempo médio de computação em função de: a) T_0 e α , para $N_{cycles} = \{30\}$; b) T_0 e N_{cycles} , para $\alpha = \{0,6\}$ e c) α e N_{cycles} , para $T_0 = \{15\}$	5-60
Figura 5.27. Valor final de SoC_{bat} em função de: a) T_0 e α , para $N_{cycles} = \{30\}$; b) T_0 e N_{cycles} , para $\alpha = \{0,6\}$ e c) α e N_{cycles} , para $T_0 = \{15\}$	5-62
Figura 5.28. Valor mínimo de SoC_{SC} em função de: a) T_0 e α , para $N_{cycles} = \{30\}$; b) T_0 e N_{cycles} , para $\alpha = \{0,6\}$ e c) α e N_{cycles} , para $T_0 = \{15\}$	5-63
Figura 5.29. Tempo médio de computação em função de: a) N_{swarm} e w , para $N_{cycles} = \{1500\}$; b) N_{swarm} e N_{cycles} , para $w = \{0,8\}$ e c) w e N_{cycles} , para $N_{swarm} = \{300\}$	5-65
Figura 5.30. Valor final de SoC_{bat} em função de: a) N_{swarm} e w , para $N_{cycles} = \{1500\}$; b) N_{swarm} e N_{cycles} , para $w = \{0,8\}$ e c) w e N_{cycles} , para $N_{swarm} = \{300\}$	5-66
Figura 5.31. Valor final de SoC_{SC} em função de: a) N_{swarm} e w , para $N_{cycles} = \{1500\}$; b) N_{swarm} e N_{cycles} , para $w = \{0,8\}$ e c) w e N_{cycles} , para $N_{swarm} = \{300\}$	5-68

Capítulo 6:

Figura 6.1. Bibliotecas de blocos do Simulink® (<i>Toolbox Simulink</i> e a <i>Toolbox SimPowerSystems</i> ™, entre outras).....	6-8
Figura 6.2. Esquemático do modelo global do protótipo VEIL a baterias.	6-10
Figura 6.3. Esquemático do modelo global da modelização mecânica de um veículo.....	6-11
Figura 6.4. Resultados do modelo do sistema mecânico para diferentes inclinações ($\theta=0^\circ$ e $\theta=6^\circ$).....	6-12
Figura 6.5. Modelo não linear de baterias.....	6-14
Figura 6.6. Curvas características de descarga de uma bateria 10 VHF da Saft: a) Fornecidas pelo fabricante; b) Obtidas através de modelização em Matlab®/Simulink®.	6-16
Figura 6.7. Curvas características de descarga do modelo simulado do banco de baterias Ni-MH da Saft.	6-16
Figura 6.8. Modelo clássico de uma célula (ou módulo) de um supercondensador.	6-17
Figura 6.9. Modelo de três ramos de uma célula (ou módulo) de um supercondensador.	6-18
Figura 6.10. Modelo clássico RC de N_{SC} células (ou módulos) de um banco de supercondensador.	6-19
Figura 6.11. a) Esquema da modelização em Simulink® de um módulo BMOD0330 da MAXWELL; b) Evolução da tensão, corrente e SoC obtido pelo modelo em Simulink® durante uma descarga e uma carga com resistência de $0,1 \Omega$	6-20
Figura 6.12. Arquitetura de potência baseada na topologia para associação paralela activa.....	6-21
Figura 6.13. Quadrantes de funcionamento do conversor DC/DC de Classe C.	6-22
Figura 6.14. Esquema com os blocos do Simulink® para modelização de um conversor DC/DC bidireccional.	6-25

Figura 6.15. Resultados para a simulação do conversor DC/DC modelizado, alimentando uma carga dinâmica reversível, com duty-cycle constante.....	6-26
Figura 6.16. Modelo proposto para implementação do efeito da saturação na bobina dos conversores DC/DC em Simulink®: a) Esquema para modelização do valor da indutância em função da corrente; b) Blocos para cálculo da corrente da bobina.....	6-28
Figura 6.17. Variação do valor da indutância da bobina (a) e respectiva variação da tensão nas baterias (b) em função da variação da corrente de carga do conversor DC/DC (c).....	6-29
Figura 6.18. Estrutura de controlo definida para operacionalizar a regulação da tensão no barramento DC comum e garantir a implementação dos algoritmos de gestão.....	6-30
Figura 6.19. Diagrama de blocos representativo da análise em malha fechada do controlo da corrente.....	6-33
Figura 6.20. Diagrama de blocos do Simulink® com implementação das malhas de controlo dos conversores DC/DC: a) malha global (cascata de PIs e filtro passa-baixo); b) controlador de tensão com <i>anti-windup</i> ; c) decoupling method.....	6-37
Figura 6.21. Resultados de simulação com arranque do sistema, variação de corrente nos supercondensadores e na carga.....	6-39
Figura 6.22. Esquema de alto-nível para accionamentos com PMSM ou IM com respectivos controladores, vector control drive e space vector PWM VSI drive, respectivamente.....	6-40
Figura 6.23. Modelo adaptado do “PM Synchronous Motor Drive” da <i>Toolbox SimPowerSystems™</i>	6-40
Figura 6.24. Modelo adaptado do “Space Vector PWM VSI Induction Motor Drive” da <i>Toolbox SimPowerSystems™</i>	6-43
Figura 6.25. Resultados de simulação para accionamentos com PMSM e MI em resposta ao ciclo de condução ECE 15.....	6-46
Figura 6.26. Modelização em Simulink® da estratégia de gestão baseada na desagregação da frequência do sinal de potência P_{dem}^*	6-48
Figura 6.27. Modelização em Simulink® da estratégia de gestão baseada no mapa de eficiência das fontes de energia.....	6-48
Figura 6.28. Modelização em Simulink® das estratégias de gestão optimizada baseadas na restrição dinâmica do espaço de pesquisa e em meta-heurísticas.....	6-51
Figura 6.29. Circuito de teste no <i>campus</i> do ISEC-IPC.....	6-52
Figura 6.30. Orografia do circuito de teste do <i>campus</i> do ISEC-IPC: a) uma volta e b) cinco voltas.....	6-52
Figura 6.31. Simulação para cinco voltas ao circuito de teste do <i>campus</i> do ISEC-IPC: a) orografia e velocidade do veículo e b) tensão e corrente das baterias, potência solicitada e valor absoluto eficaz da corrente do MI.....	6-53
Figura 6.32. Esquemático de implementação do modelo global em Matlab®/Simulink®.....	6-55
Figura 6.33. Estratégia de gestão baseada na desagregação da frequência: evolução das potências, correntes, SoCs e tensões, para secções específicas dos ciclos de condução a) US06 <i>Highway</i> , b) ARTEMIS, c) ECE 15 e d) NYCC.....	6-58
Figura 6.34. Estratégia de gestão baseada no Mapa de Eficiência do Sistema de Alimentação: evolução das potências, correntes, SoCs e tensões, para secções específicas dos ciclos de condução a) US06 <i>Highway</i> , b) ARTEMIS, c) ECE 15 e d) NYCC.....	6-60
Figura 6.35. Estratégia de gestão optimizada baseada em SA: evolução das potências, correntes, SoCs e tensões, para secções específicas dos ciclos de condução a) US06 <i>Highway</i> , b) ARTEMIS, c) ECE 15 e d) NYCC.....	6-62
Figura 6.36. Estratégia de gestão optimizada baseada em PSO: evolução das potências, correntes, SoCs e tensões, para secções específicas dos ciclos de condução a) US06 <i>Highway</i> , b) ARTEMIS, c) ECE 15 e d) NYCC.....	6-66

Capítulo 7:

Figura 7.1. Diagrama de blocos da arquitectura utilizada para testes experimentais.	7-4
Figura 7.2. <i>Set-up</i> experimental de escala reduzida utilizado nos testes de validação das estratégias de gestão.	7-6
Figura 7.3. Inversor trifásico comercial da INFINEON: a) fotografia do aspecto externo; b) topologia	7-8
Figura 7.4. Exemplos de plataformas de <i>hardware</i> de utilização genérica.	7-10
Figura 7.5. Arquitectura do sistema reconfigurável cRIO e respectiva correspondência de <i>hardware</i> : a) controlador baseado num DSP b) chassis com FPGA; c) variedade de módulos de entrada/saída.	7-12
Figura 7.6. Painel frontal de interacção com o utilizador da aplicação criada em LabView®	7-14
Figura 7.7. a) Ponta de prova diferencial “GE 8115”; b) Pinça amperimétrica de efeito <i>Hall</i> “E3N”	7-15
Figura 7.8. Código implementado na FPGA para aquisição e tratamento dos sinais.	7-17
Figura 7.9. Código implementado na FPGA para geração dos sinais PWM para comando dos IGBT	7-18
Figura 7.10. Implementação em ambiente LabView® do código para leitura dos sinais medidos, carregamento das referências, realização das malhas de controlo, obtenção de referência de comando e armazenamento de dados, para o HIL implementado.	7-19
Figura 7.11. Oscilogramas com a representação da corrente (onda a azul) de um conversor DC/DC, tensão (onda a laranja) na respectiva bobina e <i>duty-cycle</i> (onda a verde) aplicado ao semiconductor S1 da topologia utilizada (Tabela 6.1): a) <i>duty-cycle</i> de 45%; b) <i>duty-cycle</i> de 60%.	7-24
Figura 7.12. Resultados experimentais obtidos para o conversor DC/DC das baterias de Ni-MH e respectivo controlador.	7-25
Figura 7.13. Resultados experimentais obtidos para os conversores DC/DC das baterias de Ni-MH, supercondensadores e respectivos controladores.	7-26
Figura 7.14. Resultados experimentais obtidos para validação da emulação dinâmica da carga do sistema de tracção.	7-28
Figura 7.15. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução US06 <i>Highway</i> , utilizando diferentes estratégias de gestão de energia.	7-31
Figura 7.16. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução US06 <i>Highway</i> , utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia.	7-32
Figura 7.17. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução ECE 15, utilizando diferentes estratégias de gestão de energia baseadas em regras e um SoC_{SC} inicial de 90%	7-34
Figura 7.18. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução ECE 15, utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia e um SoC_{SC} inicial de 90%	7-35
Figura 7.19. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução ECE 15, utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia e um SoC_{SC} inicial de 60%	3-37
Figura 7.20. Resultados experimentais obtidos para uma parte do ciclo de condução ARTEMIS <i>Low Motor Urban Total</i> ($t_{\epsilon}[599,799]$ s), utilizando diferentes estratégias de gestão baseadas em regras.	7-40
Figura 7.21. Resultados experimentais obtidos para uma parte do ciclo de condução ARTEMIS <i>Low Motor Urban Total</i> ($t_{\epsilon}[599,799]$ s), utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia.	7-41
Figura 7.22 Resultados experimentais obtidos para uma parte do ciclo de condução EPA <i>New York City Cycle</i> ($t_{\epsilon}[645,845]$ s), utilizando diferentes estratégias de gestão baseadas em regras.	7-44
Figura 7.23. Resultados experimentais obtidos para uma parte do ciclo de condução EPA <i>New York City Cycle</i> ($t_{\epsilon}[645,845]$ s), utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia.	7-45

Anexo 3:

Figura A3.1. Variação da indutância em função da corrente do conversor, para os diferentes núcleos considerados: L – bobina ideal; Lx – bobina real (saturação alta); L1 – bobina real (duplo “T”) e L2 – bobina real (duplo “E” espelhados).	A3-2
Figura A3.2. Núcleos das bobinas: a) L1 – toroidal duplo; b) L2 – duplo “E” espelhados.	A3-3
Figura A3.3. Resposta do modelo de simulação do protótipo VEIL a um ciclo de condução ECE 15, considerando uma bobina ideal para o conversor DC/DC.	A3-5
Figura A3.4. Curvas de resposta a degrau (tensão e corrente) considerando várias bobinas.	A3-6
Figura A3.5 Evolução do duty-cycle em função da corrente na bobina para vários valores de indutância.	A3-7
Figura A3.6 Evolução do ripple da tensão em função da corrente na bobina para vários valores de indutância.	A3-8
Figura A3.7. Evolução do ripple da corrente em função da corrente de carga para diferentes valores de indutância.	A3-8
Figura A3.8. Fotografias com o aspecto final da construção das bobinas estudadas: a) L1 e b) L2.	A3-10

Anexo 4:

Figura A4.1. Diagrama de blocos referente a aplicação típica de controladores PID.	A4-2
Figura A4.2. Respostas a degrau de sistemas de segunda ordem vs. o coeficiente de amortecimento (ζ).	A4-3
Figura A4.3. Definição gráfica de <i>rise time</i> (t_r), <i>settling time</i> (t_s) e <i>overshoot</i> (M_p), para resposta a degrau de um sistema de 2ª ordem.	A4-3

LISTA DE TABELAS

Capítulo 2:

Tabela 2.1. Protótipos de veículos eléctricos desenvolvidos em Universidades e Institutos Politécnicos portugueses e respectivas características.	2-3
Tabela 2.2. Protótipo de veículos eléctricos implementados para competir na <i>Formula Student Electric</i> e principais características.	2-3
Tabela 2.3. Veículos eléctricos portugueses e respectivas características.	2-7
Tabela 2.4. Comparação quantitativa dos MI, SRM e PM sem escovas para veículos eléctricos.	2-12
Tabela 2.5. Comparação quantitativa de conversores para motores MI, SRM e PM sem escovas.	2-12
Tabela 2.6. Características do veículo do Projecto VEIL.	2-17
Tabela 2.7. Características do Motor de Indução DV112M4.	2-19
Tabela 2.8. Comparação do conjunto de baterias para obter 96 V, a C/3, em 2005.	2-22
Tabela 2.9. Pseudo-código do algoritmo do nó mestre de cada sub-rede de monitorização.	2-33

Capítulo 3:

Tabela 3.1. Cronograma da história dos principais desenvolvimentos de sistemas de baterias modernas.	3-7
Tabela 3.2. Classificação e reacção química total das principais baterias utilizadas em veículos eléctricos.	3-8
Tabela 3.3. Características de vários tipos de baterias de íões de lítio, ao nível da célula.	3-16
Tabela 3.4. Quadro resumo com valores dos parâmetros dos sistemas de armazenamento em análise.	3-38
Tabela 3.5. Quadro resumo dos parâmetros em análise para: Volantes de inércia, Supercondensadores, Baterias de Li-Ion e Ni-MH (fontes consideradas com HSP).	3-38
Tabela 3.6. Quadro resumo dos parâmetros em análise para: Baterias de Ni-Cd e de Ácido-chumbo, Painéis fotovoltaicos e Pilhas de combustível (fontes consideradas com HSE).	3-38
Tabela 3.7. Baterias consideradas no início do projecto (Secção 2.3.2) e novas baterias consideradas para se obter 96 V.	3-47
Tabela 3.8. Características dos supercondensadores e dos painéis fotovoltaicos considerados.	3-47
Tabela 3.9. Massa do veículo com as diferentes hibridizações de fontes consideradas.	3-47

Capítulo 4:

Tabela 4.1. Parâmetros dos ciclos de condução estudados.	4-9
Tabela 4.2. Características das unidades/células das baterias e dos supercondensadores considerados.	4-15
Tabela 4.3. Variação admissível para as variáveis X_{bat} and X_{SC} , considerando uma tensão de $96 V \pm 10\%$	4-16
Tabela 4.4. Avaliação das restrições para a variável de decisão K_{bat} para o ciclo NEDC modificado.	4-18
Tabela 4.5. Avaliação da variável de decisão K_{bat} para requisitos de velocidade máxima.	4-19
Tabela 4.6. Avaliação das variáveis de decisão K_{SC} e K_{bat} para requisitos de aceleração.	4-22
Tabela 4.7. Avaliação da variável de decisão K_{bat} para requisitos da estrada inclinada.	4-25
Tabela 4.8. Quadro resumo para valores mínimos das variáveis K_{bat} e K_{SC}	4-25
Tabela 4.9. Características dos Painéis BP MSX 30.	4-26
Tabela 4.10. Avaliação do custo total para o cenário: 9 x NEDC modificados.	4-30

Tabela 4.11. Avaliação do custo total para o cenário: 27 x ECE 15.	4-30
Tabela 4.12. Avaliação do custo total para o cenário de 2 períodos de 1,5 h, a velocidade constante de 50 km/h..	4-31
Tabela 4.13. Exemplos de hibridização de fontes de energia em veículos eléctricos híbridos.	4-44

Capítulo 5:

Tabela 5.1. Pseudo-código do algoritmo <i>Simulated Annealing</i> para um problema de minimização.	5-38
Tabela 5.2. Pseudo-código do algoritmo <i>Particle Swarm Optimization</i> para um problema de minimização.	5-43
Tabela 5.3. Características das fontes de energia seleccionadas para o Projecto VEIL.	5-44

Capítulo 6:

Tabela 6.1. Fases de funcionamento e respectivas equações características do conversor DC/DC durante a operação como redutor.	6-23
Tabela 6.2. Fases de funcionamento e respectivas equações características do conversor DC/DC durante a operação como elevador.	6-24
Tabela 6.3. Parâmetros nominais do sistema e especificações dos controladores.	6-37
Tabela 6.4. Grandezas e os subscritos utilizados no modelo de motor de indução.	6-44
Tabela 6.5. Características eléctricas dos accionamentos PMSM e MI e respectivos controladores.	6-46
Tabela 6.6. Código para implementação da cadência diferenciada.	6-50

Capítulo 7:

Tabela 7.1. Características das fontes de energia utilizadas no set-up experimental.	7-7
Tabela 7.2. Parâmetros nominais do sistema e especificações do controlo.	7-22

Anexo 1:

Tabela A1.1. Veículos eléctricos NEV e respectivas características.	A1-1
--	------

Anexo 2:

Tabela A2.1. Parâmetros de entrada.	A2-2
Tabela A2.2. Valores dos elementos passivos dimensionados para efeitos de construção e selecção.	A2-6
Tabela A2.3. Elementos passivos dimensionados vs. elementos passivos utilizados.	A2-6

Anexo 3:

Tabela A3.1. Características das bobinas projectadas.	A3-4
--	------

1 INTRODUÇÃO

De uma forma amplamente reconhecida, os veículos eléctricos assumem um papel fundamental para uma mobilidade mais sustentável. A menos que seja alcançado um grande avanço tecnológico ao nível do armazenamento electroquímico de energia, o futuro dos veículos eléctricos passará, pelo menos em alguns casos, por sistemas de alimentação com múltiplas fontes de energia, a fim de beneficiar das melhores características de cada fonte embarcada. Neste capítulo introdutório, os problemas económicos e ambientais no sector dos transportes são abordados, bem como as principais perspectivas para soluções de transportes sustentáveis. No futuro próximo, essas perspectivas recaem essencialmente na electrificação do transporte rodoviário. Assim, o presente capítulo resumirá a história do veículo eléctrico, de forma a se perceber o caminho já percorrido e define o que se entende nesta tese por veículo puramente eléctrico. Seguidamente, introduz-se o tema principal desta tese, a hibridização de fontes de energia associada ao veículo eléctrico, tendo como principal desafio a optimização da sua gestão em tempo real. Atendendo ao tipo de carga a alimentar, rapidamente se verifica a necessidade de um sistema de gestão de energia e de potência, que formule estratégias e arbitre a divisão do fornecimento de potência pelas várias fontes de energia e a carga. Portanto, esta tese aborda o problema da gestão de energia e de potência, em tempo real, através de uma análise sistemática, apresentando uma solução para a sua implementação funcional em veículos eléctricos autónomos.

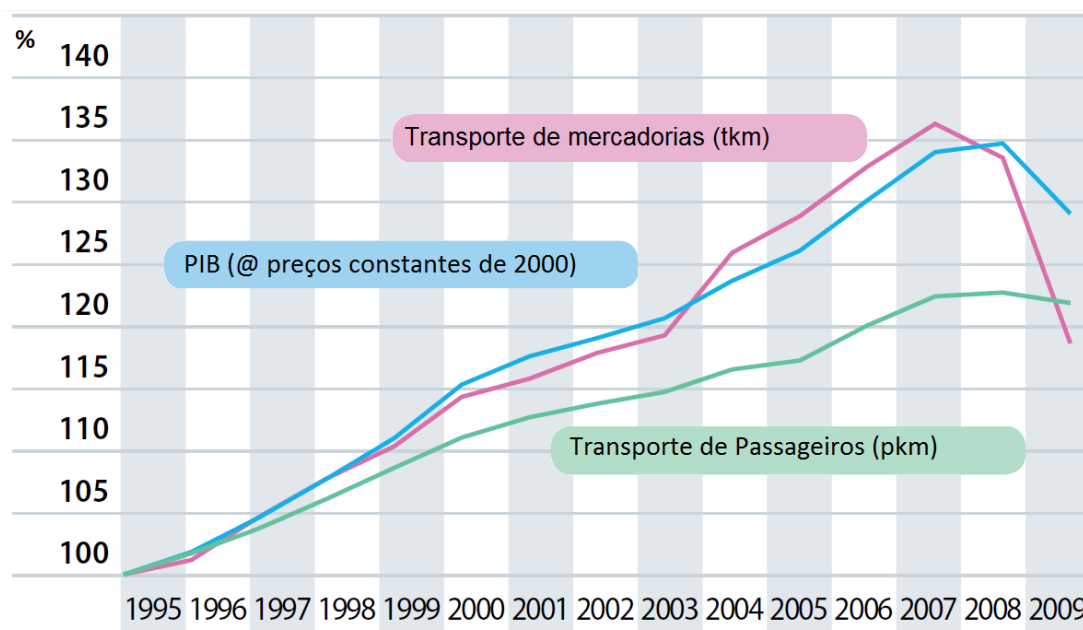
Neste Capítulo, apresenta-se, ainda, a metodologia seguida, formulando convenientemente a definição do problema, introduzindo os principais objectivos e contribuições originais obtidos. Por último, apresenta-se a estrutura da tese, como relatório do trabalho desenvolvido durante a realização deste doutoramento.

1.1 PROBLEMAS ECONÓMICOS E AMBIENTAIS NO SECTOR DOS TRANSPORTES

Uma das principais preocupações da agenda política e científica actual centra-se na disponibilidade de energia e respectivo custo, envolvendo factores económicos, ambientais e geopolíticos. Por exemplo, a União Europeia estabeleceu objectivos de redução das emissões de gases de efeito de estufa em 20%, de aumentar a quota de energias renováveis para 20% e fazer uma melhoria de 20% na eficiência energética global até 2020 [1.1]. Em Março de 2011, a União Europeia aprovou, ainda, o seu novo Livro Branco sobre política de transportes [1.2], onde figuram quarenta iniciativas a implementar na próxima década, de forma a reduzir a dependência da Europa relativamente à importação de petróleo e sobretudo diminuir as emissões de carbono no sector dos transportes em 60% até 2050. Em Dezembro de 2011, a União Europeia, divulgou o Roteiro para a Energia 2050, no sentido de se atingir as metas impostas pelo novo Livro Branco [1.2].

Como é sabido, actualmente, a economia mundial está fortemente ligada à mobilidade de pessoas e bens. Analisando a Figura 1.1, é evidente a correlação entre o crescimento do transporte de passageiros e de mercadorias, e do produto interno bruto (PIB) na União Europeia a 27 entre 1995 e 2009. Para o ano de 2008, o sector dos transportes teve impacto de 520 mil milhões de Euros no Valor Acrescentado Bruto (VAB), o que representa 4,6% do VAB total enquanto que, em 2006, foi apenas de 4,2%. Nesse mesmo ano, o sector empregava cerca de 9,1 milhões de pessoas, representando 4,5% da população activa ocupada [1.3]. Por outro lado, as famílias da Europa a 27, gastaram 890 mil milhões de Euros em transportes no ano de 2009, correspondendo a 13,2% do valor total gasto em bens de consumo, sendo 81% desse valor investido em equipamentos pessoais de transporte [1.3].

Por outro lado, de acordo com o Cenário de Novas Políticas, o cenário central do *World Energy Outlook 2011* supõe que, se as recentes medidas aprovadas pelos diferentes governos, relativamente à energia e alterações climáticas, forem implementadas de forma gradual, então, segundo a Agência Internacional de Energia (IEA), as previsões de procura mundial de energia primária aumentará cerca de um terço entre 2010 e 2035 [1.4]. O aprovisionamento total em energia primária (TPES) mundial, onde em 2009 os combustíveis fósseis tinham um peso de 87% [1.5], terá de atender a esta procura. De salientar que no ano de 2009, cerca de 31% do TPES foi gasto na transformação e produção de energia secundária, reservando-se apenas cerca de 69% para consumo directo.



Ano de Referência: 1995 (100%)

Figura 1.1. Passageiros, mercadorias e PIB para a União Europeia a 27, no período 1995-2009 (adaptado de [1.3]).

O consumo total final de energia no mundo moderno é ainda essencialmente efectuado na forma de combustíveis fósseis e, de acordo com a IEA, o petróleo continuará a ter um papel significativo como principal combustível no consumo total final (43,4% em 2005 e 41,3% em 2009), onde os sectores de transporte e gera o de energia eléctrica absorvem uma parte crescente da energia global. Na verdade, o sector dos transportes foi responsável por 60,3% do consumo mundial de petróleo em 2005, 60,5% em 2006, 61,4% em 2008 e 61,74% em 2009, comparativamente com 45,4% em 1973 [1.5] [1.6]. A Figura 1.2 demonstra a crescente procura de petróleo no sector dos transportes, em milhões de toneladas equivalentes de petróleo (Mtoe).

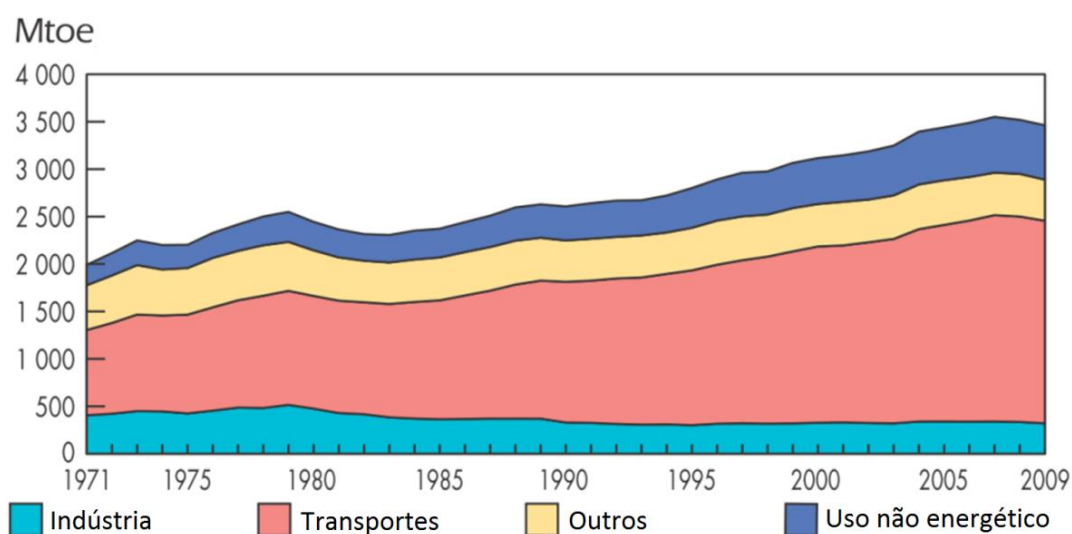


Figura 1.2. Consumo total final de petróleo por sector em Mtoe, no período 1971-2009 (adaptado de [1.5]).

Este consumo de combustível e cada vez mais os conflitos existentes ou latentes, principalmente no Médio Oriente, levam a temer a escassez de petróleo e ao aumento do seu preço [1.7] [1.8], confirmada pelos preços de pico praticados durante o mês de Julho de 2008, em que o barril de petróleo atingiu os US\$ 147,3. A evolução do valor do barril de petróleo no período 1985 a 2011, nas diversas praças, é reflectida no gráfico da Figura 1.3.

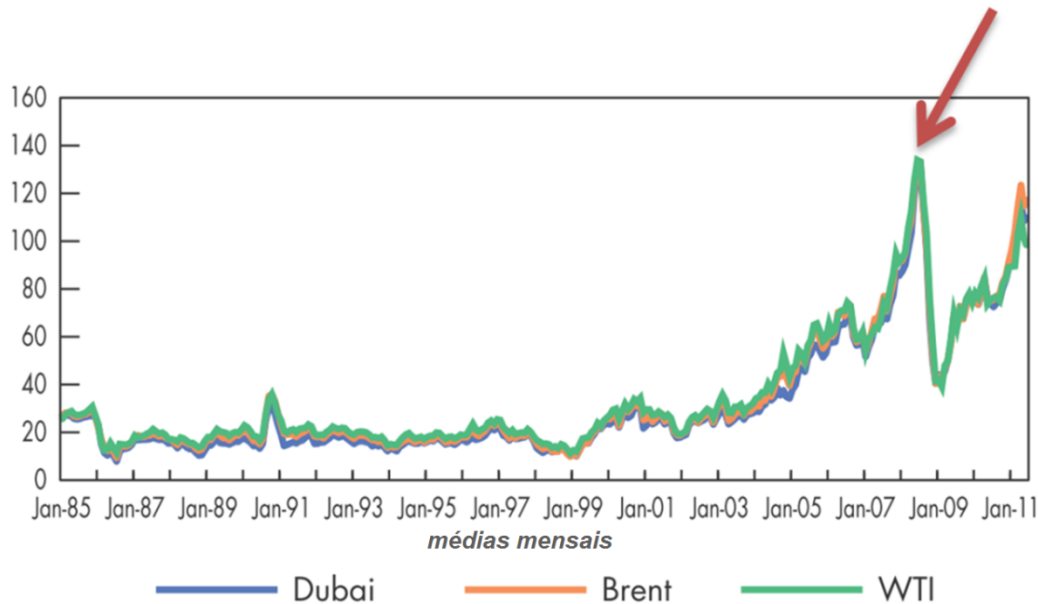


Figura 1.3. Valor de pico do barril de petróleo em US\$ para diferentes praças (adaptado de [1.5]).

Além do problema relacionado directamente com o preço do petróleo, a dependência energética é um factor chave e que levanta preocupações de segurança e de soberania nacional, uma vez que grande parte das reservas do petróleo está situada no Médio Oriente, onde ainda domina a instabilidade política [1.5]. Na verdade, apesar de, a crise económica de 2008 ter levado a uma consequente diminuição do consumo, e por conseguinte a uma redução dos preços do petróleo, os níveis de desenvolvimento e de mobilidade aos quais muitos países em desenvolvimento já se habituaram, nomeadamente as economias emergentes, em particular a China e a Índia, potenciam o aumento da procura do petróleo, consumo e respectivos preços [1.4] [1.5] [1.6].

Outra questão fundamental, relacionada com o sector dos transportes, é que a utilização massiva de veículos com motor de combustão interna tem como consequência um aumento significativo das emissões poluentes, nomeadamente de gases de efeito de estufa, que devem ser evitadas para a sustentabilidade do planeta e para uma melhor qualidade de vida. As emissões desse tipo de veículo são fontes importantes de poluição urbana, especialmente em cidades de média e grande dimensão. A Figura 1.4 apresenta a evolução das emissões de gases de efeito de

estufa no sector dos transportes, por tipo e em milhões de toneladas equivalentes de CO₂, no período de 1990 a 2008, em relação às emissões de 1990.

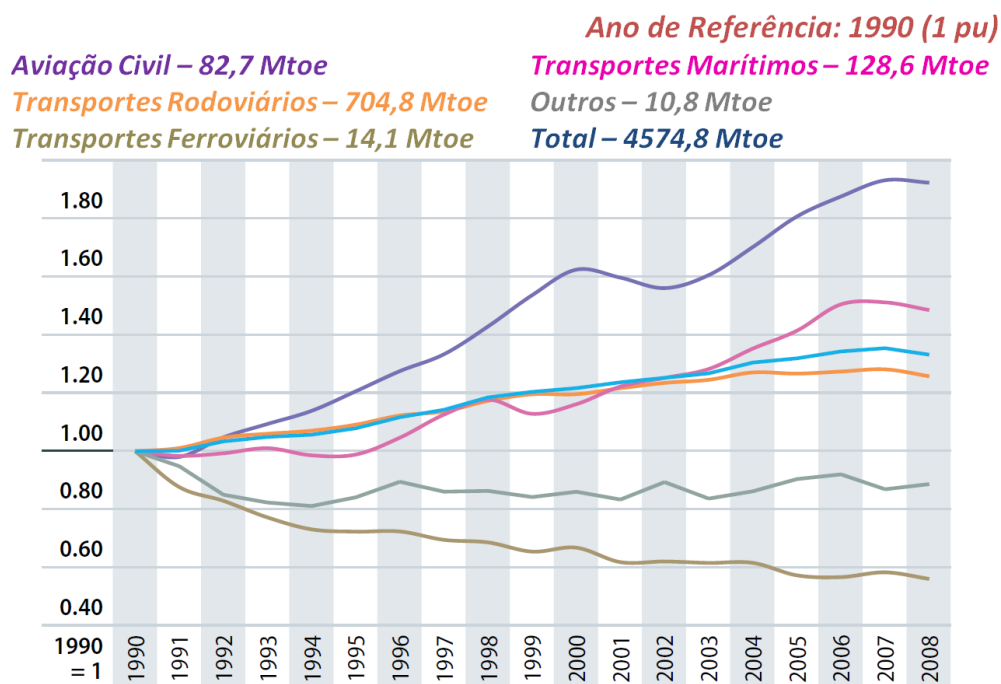


Figura 1.4. Emissões de gases de efeito de estufa no sector dos transportes para a Europa a 27 no período de 1990 a 2008 (adaptado de [1.3]).

A alta incidência de problemas respiratórios, alergias, asma e alguns tipos de cancro é um problema crescente, levando a preocupações de saúde pública, com a poluição do ar a contribuir definitivamente para mortalidade e morbilidade. Um estudo realizado na Alemanha, Áustria, França e Suíça estudou o impacto total da poluição do ar devido aos transportes rodoviários na saúde pública [1.9] e concluiu que a poluição do ar causa 6% da mortalidade total, ou seja, mais de 40 mil casos por ano. Cerca de metade de toda a mortalidade causada pela poluição do ar foi atribuída ao tráfego motorizado, sendo este ainda responsável por mais de 25 mil novos casos de bronquite crónica (em adultos), mais de 290 mil episódios de bronquite (em crianças), mais de meio milhão de ataques de asma e mais de 16 milhões de pessoas que sofreram restrições na sua vida quotidiana.

Uma vida contínua em cidades em que o ambiente tem altos níveis de poluição, sem dúvida que levará a uma diminuição do tempo espectável de vida [1.10]. No entanto, mesmo vivendo num ambiente normalmente não poluído, um pico de poluição pode causar um aumento “inesperado” no número de mortes e provocar inúmeras doenças do foro respiratório, como as que aconteceram na Europa durante o verão de 2003. A representação gráfica dessas descrições é apresentada na Figura 1.5, onde se verifica o impacto da poluição na diminuição da esperança média de vida em ΔL anos.

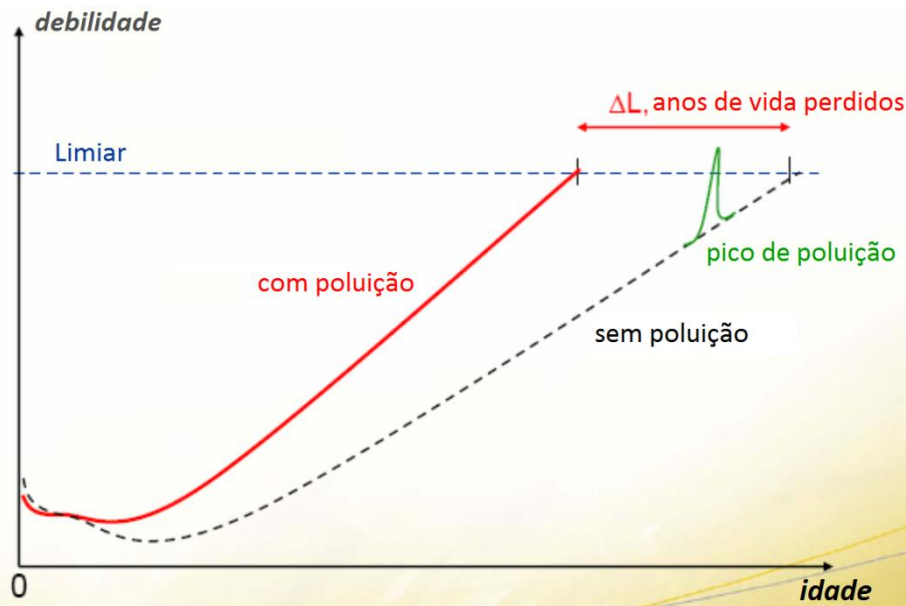


Figura 1.5. Esperança média de vida com e sem influência de poluição atmosférica (adaptado de [1.10]).

Outros problemas relacionados com o transporte nas nossas sociedades são os acidentes, o ruído, o aumento da vida sedentária dando origem a problemas graves de obesidade. Nos países ricos é conhecido como o problema da “não mobilidade” os congestionamentos em quase todas as cidades do mundo. Por exemplo, em cidades como Lisboa, é muito fácil despender-se quatro horas por dia em transportes para viajar poucos quilómetros (percurso casa-trabalho). Na maior parte das grandes cidades Europeias, um automóvel moderno desloca-se, em grande parte do seu percurso, à mesma velocidade do que uma carruagem a cavalos utilizada à centenas de anos atrás.

Relativamente à problemática do ruído, a Figura 1.6 permite comparar, para uma cidade como Londres, o impacto da presença massiva de veículos em dias úteis (Figura 1.6 a)), em comparação com um dia de fim-de-semana (Figura 1.6 b)).

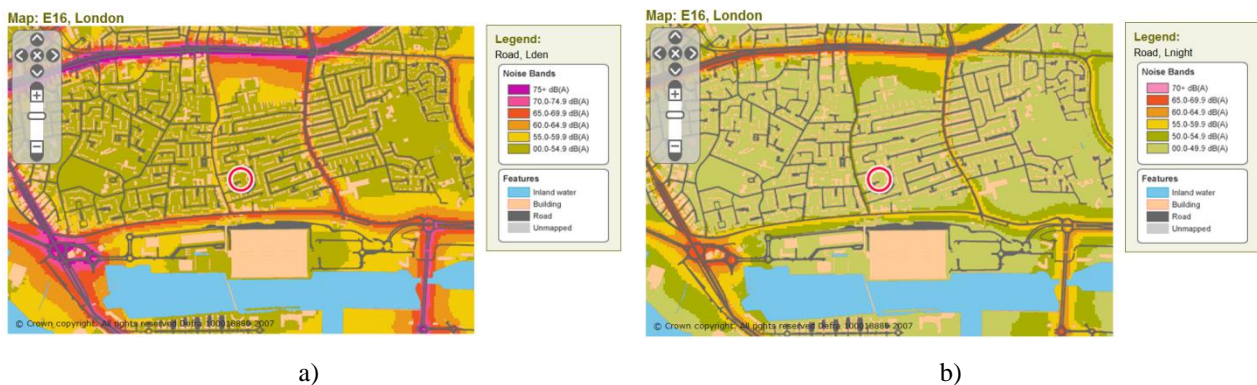
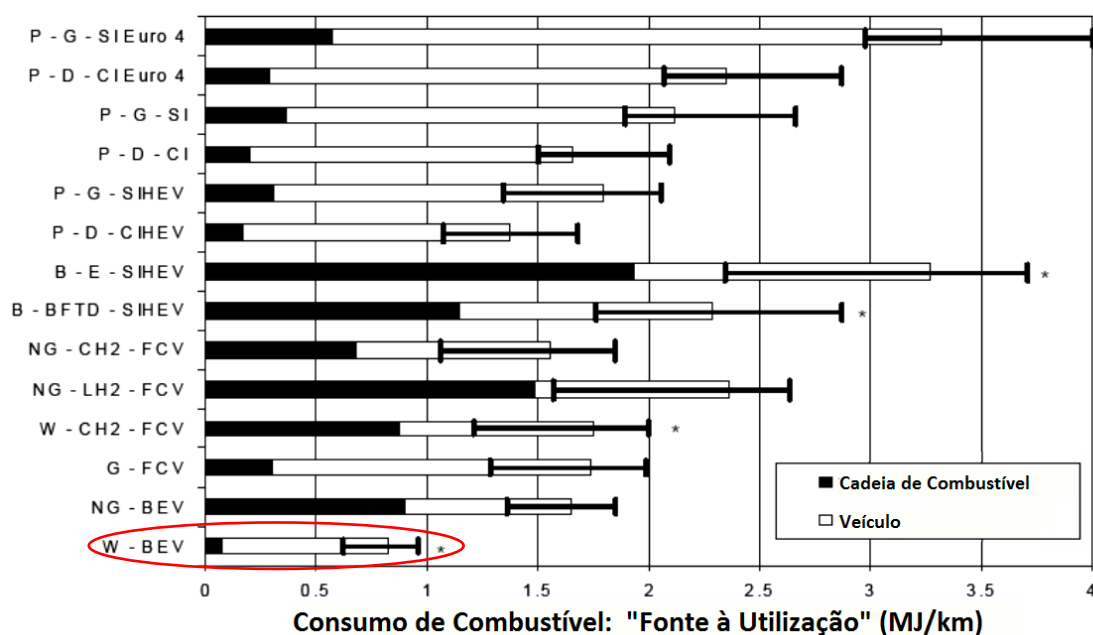


Figura 1.6. Mapas de ruído da cidade de Londres: a) dia útil; b) dia de fim-de-semana [1.12].

1.2 PERSPECTIVAS PARA SOLUÇÕES DE TRANSPORTES SUSTENTÁVEIS

Devido às questões mencionadas na secção anterior, existe uma maior e crescente consciência do público em geral, para a necessidade de sistemas de transporte mais económicos, ecológicos e eficientes. Reconhecidamente, a tracção eléctrica é a chave para sistemas de transporte mais desenvolvidos e sobretudo mais sustentáveis, em primeira instância devido à utilização de motores eléctricos com rendimentos (tipicamente de 70 - 90%) bastante acima do que os motores de combustão interna (10 - 30%). Baseando-se somente nesta diferença de eficiência, verifica-se de imediato consumos de energia do sistema de tracção muito mais baixos (ou na cadeia designada por: “do tanque à roda”) em veículos com motores eléctricos comparativamente com veículos convencionais, como demonstra a Figura 1.7 [1.13]. Com efeito, na Figura 1.7, estão representados os consumos de energia, em MJ/km, para as diferentes fontes de energia primária (*resources*), vectores energéticos (*energy carriers*) e tipos de cadeia de tracção (*powertrains*).



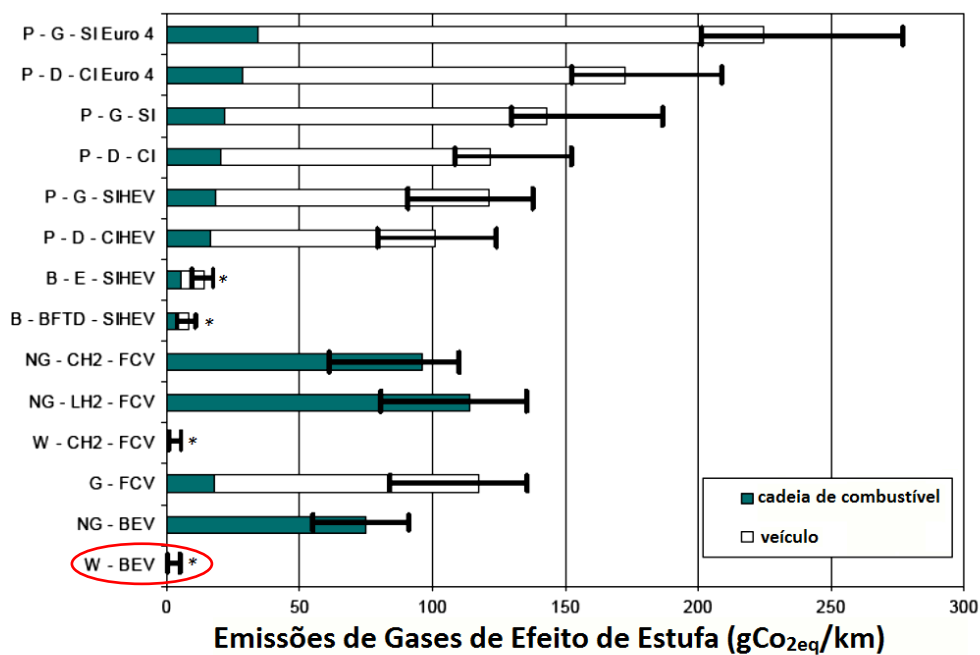
- **Recurso energético:** P = Petróleo; B = Biomassa; NG= Gás Natural; W = Vento; * = renovável
- **Vector energético:** G = Gasolina; D = Diesel; E = Etanol; BFTD = Biodiesel Fischer-Tropsch; CH2 = Hidrogénio Comprimido; LH2 = Hidrogénio Líquido; E = Electricidade
- **Cadeia de tracção:** SI = Ignição por faísca (gasolina); CI = Ignição por compressão (diesel); SIHEV = Híbrida Eléctrica com Ignição por faísca; CIHEV; Híbrida Eléctrica com Ignição por compressão; FCV = Pilha de Combustível; BEV = Eléctrica a baterias

Figura 1.7. Consumo de energia “fonte à utilização” (*source-to-service*), em função do tipo de veículo (com base nos valores mais elevados de aquecimento de todas as matérias-primas químicas passíveis de gerar energia) (adaptado de [1.13]).

O consumo total “fonte à utilização” (“*source-to-service*” ou “*well-to-wheel*”) é decomposto em duas componentes: a energia despendida na obtenção do combustível desde a sua extracção até ao seu armazenamento dentro do veículo, conhecido como “do poço até ao tanque” (“*well-to-tank*” ou “*fuel-chain*”) e na energia armazenada dentro do veículo necessária para o deslocar (“*vehicle-to-wheel*” ou “*tank-to-wheel*”), conhecida como “do tanque à roda”. De salientar ainda, que a diferença de eficiência se mantém mesmo quando confrontados com veículos convencionais cumprindo os requisitos da norma Euro 5¹ [1.11].

Na Figura 1.8 apresenta-se uma análise semelhante mas agora para as emissões de gases de efeito de estufa equivalentes.

Da Figura 1.7 e Figura 1.8, conclui-se que, mesmo os veículos eléctricos híbridos são mais eficientes e menos poluentes do que os veículos convencionais que utilizam a mesma tecnologia de motor de combustão interna. Os veículos eléctricos híbridos a gásóleo prometem ser uma opção muito eficaz, existindo já alguns modelos disponíveis comercialmente.



- **Recurso energético:** P = Petróleo; B = Biomassa; NG= Gás Natural; W = Vento; * = renovável
- **Vector energético:** G = Gasolina; D = Diesel; E = Etanol; BFTD = Biodiesel Fischer-Tropsch; CH₂ = Hidrogénio Comprimido; LH₂ = Hidrogénio Líquido; E = Electricidade
- **Cadeia de tração:** SI = Ignição por faísca (gasolina); CI = Ignição por compressão (diesel); SIHEV = Híbrida Eléctrica com Ignição por faísca; CIHEV; Híbrida Eléctrica com Ignição por compressão; FCV = Pilha de Combustível; BEV = Eléctrica a baterias

Figura 1.8. Emissões de gases de efeito de estufa para diferentes combustíveis e diferentes sistemas de tração (adaptado de [1.13]).

¹ Esta norma introduz requisitos comuns relativos às emissões de veículos a motor e das suas peças de substituição específicas, a fim de limitar a poluição causada pelos veículos rodoviários (Norma Euro 5).

De salientar que, apesar dos combustíveis de biomassa terem gases de efeito de estufa muito menores do que os combustíveis fósseis (Figura 1.8), o consumo global de combustível (i.e. “do poço à roda”) é bastante elevado (Figura 1.7). Esse aspecto contribui para a limitação do uso da biomassa em larga escala quando directamente produzida para esse efeito, ao contrário de notícias e esperanças que vieram a público, principalmente em 2006 e 2007, mas que rapidamente levaram a sérios problemas relacionados com os preços dos alimentos nos anos seguintes. Esse aumento resulta de um dilema crucial, a utilização de alimentos para produzir combustível e principalmente a utilização de terrenos férteis e recursos hídricos para produção de biomassa em vez de alimentos. Trata-se de uma consequência directa da eficiência extremamente baixa da fotossíntese que ronda apenas os 0,40% [1.14]. Tendo em conta as outras perdas na cadeia de combustível, a energia líquida da biomassa disponível para a produção de electricidade ou a utilização em transportes, é ainda muito menor.

Relativamente à produção de electricidade através de biomassa, se no mesmo espaço destinado à produção da mesma, se colocassem painéis fotovoltaicos, considerando uma área útil de ocupação de 80%, uma eficiência de 12% na geração em corrente contínua (DC) da matriz de painéis fotovoltaicos, e 85% para a conversão em corrente alternada (AC) e respectiva transmissão, a eficiência global para os sistemas fotovoltaicos situar-se-ia em 8,16%. Essa eficiência é maior do que a eficiência global de 0,137% obtida com ciclos de produção de electricidade com bio-metano ou de 0,074% com bio-hidrogénio [1.14]. De referir ainda que, convertendo directamente a energia despendida, para se obter uma colheita que leve à produção de biomassa num hectare de terra, em distância previsivelmente realizável por um veículo, obtém-se 21 500 km para o biodiesel e 22 500 km para o bio-etanol. Por outro lado, a distância percorrida com a electricidade produzida num hectare com painéis fotovoltaicos, seria de 3 250 000 km, portanto 151 e 144 vezes mais, do que o biodiesel e bio-etanol, respectivamente. Porém, no futuro poderão aparecer outros métodos mais eficientes de produção de biocombustíveis.

Desta análise, conclui-se que o problema energético relacionado com os transportes, não tem solução na substituição directa dos combustíveis fósseis por biocombustíveis, mas sim na troca de motores convencionais, bastante ineficientes, por motores eléctricos [1.14].

Como principal candidato à substituição dos actuais veículos convencionais, os veículos eléctricos são basicamente não poluentes durante toda a sua vida útil (considerando uma adequada reciclagem das baterias), altamente eficientes, silenciosos e de condução muito suave.

Em particular, os veículos eléctricos a baterias (BEV) têm localmente emissões nulas, o que lhe confere uma vantagem de redobrada importância em deslocações essencialmente urbanas. Por outro lado, se as baterias forem recarregadas com energia eléctrica produzida a partir de fontes de energias renováveis, nomeadamente eólica (círculo a vermelho na Figura 1.7 e na Figura 1.8) ou solar fotovoltaica, então as diferenças, relativamente aos veículos convencionais, aumentam e demonstram todo o potencial dos veículos eléctricos a baterias. Por todas estas razões, o futuro da mobilidade sustentável passará certamente por veículos eléctricos a baterias, recarregadas a partir de energia eólica, hídrica e fotovoltaica, ou outras fontes renováveis de energia eficientes e limpas.

Deve-se salientar ainda, que actualmente apenas uma pequena percentagem da electricidade produzida a nível mundial é obtida a partir do petróleo (5,8% em 2006, diminuindo para 5,1% em 2009 [1.5]). Existe uma outra vantagem em desviar a parte de energia primária, petróleo, afecta aos transportes, para electricidade, especialmente se os dispositivos de armazenamento de energia forem recarregados durante a noite, utilizando-se o excedente de energia disponível na rede geralmente produzido por aerogeradores.

Em virtude do que foi apresentado, actualmente, as perspectivas futuras para soluções de transportes sustentáveis parecem ser [1.14] [1.15] [1.16]:

- Utilização massiva de veículos eléctricos ou híbridos para o transporte regular e local, inferior a 100 km (eficiência até 70% na cadeia “vento até à roda” (“*wind-to-wheel*”));
- Disponibilização de hidrogénio, através de uma rede segura e fácil de reabastecimento, para veículos de combustão interna e veículos a pilhas de combustível (eficiência de 20% a 25% na cadeia “vento até à roda”);
- Reservar os combustíveis fósseis e biocombustíveis para grandes distâncias, nomeadamente para transporte aéreo e marítimo.

Um primeiro passo para uma transição efectiva, aguardando por uma solução ideal com veículos com emissões nulas (ZEV), é o recurso a veículos com baixas emissões, como os veículos eléctricos híbridos, especialmente os *Plug-In* (PHEV). Vários projectos e modelos de veículos eléctricos, híbridos e PHEV, incluindo autocarros, carrinhas e carros ligeiros, têm sido desenvolvidos nos últimos anos, resultando em veículos menos poluentes, mais económicos e menos barulhentos, estando alguns deles já disponíveis comercialmente. [1.17] [1.18]

No entanto, faltam ainda alguns incentivos que permitam o desenvolvimento de tecnologias mais efectivas, permitindo que os veículos eléctricos se tornem mais competitivos.

1.2.1 ELECTRIFICAÇÃO DO TRANSPORTE RODOVIÁRIO

Com o aumento da população mundial e respectivas necessidades de transporte, mantendo-se o paradigma actual de mobilidade, baseado no petróleo, num futuro próximo não existirão recursos naturais suficientes para fornecer tanto combustível e abastecer todos os veículos necessários para o transporte de bens e pessoas. Como referido anteriormente, também o aumento da poluição e tudo o que ela acarreta, bem como a dependência energética e a segurança de abastecimento são problemas muito sérios cuja resolução não pode ser adiada.

Neste contexto, reconhece-se o aparecimento do veículo eléctrico como uma boa parte da solução para estes problemas, fazendo com que os transportes sejam livres de emissões no local de utilização, reduzindo assim significativamente a poluição atmosférica. Ao nível da energia, os veículos eléctricos podem oferecer uma opção segura, abrangente, e equilibrada revelando-se eficiente e amiga do ambiente. Além disso pode ajudar a integração de vários tipos de energias renováveis no sistema electroprodutor. Desta forma, é inegável o potencial dos veículos eléctricos como um impacto benéfico no sector da energia, no sector dos transportes e no ambiente, podendo levar à criação de novas indústrias e a novos desenvolvimentos na economia.

Por mais surpreendente que possa parecer, não é necessário aguardar por uma revolução no sector da energia renovável para intensificar o recurso a veículos eléctricos. Mesmo com a matriz energética actual, relativamente intensa em carbono, a electrificação de transporte rodoviário pode proporcionar uma redução imediata dos gases de efeito de estufa, uma melhoria da qualidade do ar, sobretudo em médias e grandes cidades, menores níveis de ruído, e custos operacionais significativamente mais baixos. [1.19]

Estabelecer e acelerar a electrificação do sector dos transportes rodoviários resolve directamente muitos dos desafios ambientais, pois para além da “simples” mitigação das alterações climáticas, alivia a pressão sobre ecossistemas frágeis. Além disso, essa electrificação irá aumentar a segurança global, ao reduzir-se substancialmente a dependência energética (petróleo) em 95%, o que actualmente induz a um clima altamente desestabilizador em todo o mundo [1.19].

Os decisores políticos têm um papel importante a desempenhar, a fim de remover as barreiras de mercado para estimular a produção e aquisição de veículos eléctricos particulares, acabando com o paradigma actual altamente focalizado numa autonomia praticamente ilimitada, baseada no petróleo e em reabastecimentos rápidos.

A esse propósito, Portugal assumiu no passado uma política activa na integração de veículos eléctricos, através do Decreto-Lei n.º 39/2010 de 26 de Abril, definindo um Programa para a Mobilidade Eléctrica (MOBI.E), assente em três objectivos muito concretos:

- Incentivar a aquisição e utilização de veículos eléctricos, com isenção do imposto sobre veículos e do imposto único sobre circulação (5 000 € ou até 6 500€ incluindo o incentivo ao abate).
- Garantir que o carregamento de baterias de veículos eléctricos se realizasse através de uma rede integrada de carregamento, de forma cómoda e eficaz, criando para o efeito uma rede nacional piloto de pontos de carregamento, à qual aderiram 25 cidades com instalação de 1350 pontos de carregamento.
- Consagrar um regime de universalidade e equidade no acesso aos serviços de mobilidade eléctrica.

Sem quaisquer reservas, a celeridade na electrificação dos transportes rodoviários proporcionará novos modelos de negócios no sector dos transportes e da energia, potenciando oportunidades únicas para o relançamento da economia, beneficiando o ambiente, serviços públicos, empresas ligadas às novas tecnologias, produtores e fornecedores de energias renováveis. O sector dos transportes e indústria automóvel têm um papel fundamental na prestação de serviços de mobilidade essenciais, que sustentam o nosso desenvolvimento económico e social, existindo actualmente cerca de 800 milhões de veículos convencionais em todo mundo, com tendência de crescimento muito rápido [1.19]. Como ficou demonstrado, a electrificação dos transportes rodoviários pode facilitar a transição necessária para um paradigma de transporte, que se exige altamente eficiente e compatível com um futuro energeticamente sustentável e renovável.

No entanto, a procura de um sector dos transportes ambientalmente sustentável não se baseia unicamente no desafio da electrificação dos transportes rodoviários. Assim, devem ser tomadas medidas adicionais para reduzir o recurso global a meios de transporte, através de um planeamento urbano inteligente, incentivando a utilização de transportes públicos, transferir o transporte rodoviário para o ferroviário, aumentar a utilização de tecnologias de telecomunicações e a partilha de um mesmo carro, estimular a utilização de veículos de duas rodas, nomeadamente eléctricos, originando contribuições necessariamente significativas.

1.2.2 HISTÓRIA DO VEÍCULO ELÉCTRICO

Apesar dos veículos eléctricos terem ultimamente ganho uma nova dimensão, estes não são recentes. Pelo contrário, os primeiros apareceram em França, Inglaterra e nos Estados Unidos da América (EUA) nos finais da última década do século XIX. Algumas dessas unidades são apresentadas na Figura 1.9.



Figura 1.9. a) Primeiro veículo eléctrico de Thomas Parker (1884); b) Um dos melhores veículos eléctricos à época, de Thomas Edison “*Detroit Electric*” (1914).

Desde essa época, o desenvolvimento da indústria automóvel intensificou-se e no início do século XX, existiam a par dos veículos eléctricos, os automóveis a gasolina e a vapor. No entanto, os veículos eléctricos eram os mais procurados, dada a ausência de odores, vibrações e ruído, existindo por altura de 1900 um total de 2 370 automóveis em Nova Iorque, Chicago e Boston, sendo que 800 desses automóveis eram eléctricos. Apenas 400 desses automóveis eram a gasolina, sendo os restantes 1 170 a vapor, uma tecnologia bastante popular à época. A título de exemplo, o preço normal dos carros com motores de combustão rondava os US\$ 1 000, enquanto, que o dos veículos eléctricos rondava os US\$ 3 000, tendo estes, entre 1910 e 1912, atingido o seu pico de produção [1.20].

O veículo eléctrico começou a sofrer a concorrência do motor a combustão no início do século XX, e apesar do veículo eléctrico ter estado sempre à frente em termos tecnológicos, e de eficiência, já por essa altura, era penalizado pelas desvantagens que ainda hoje são os seus maiores problemas: autonomia, tempo de carregamento e preço das baterias.

A melhoria das estradas e acessos, possibilitando uma melhor interligação entre cidades, originou a procura de veículos com maiores autonomias, onde conjuntamente com a precariedade das redes eléctricas levaram ao natural declínio do veículo eléctrico frente ao de combustão interna. Aliado a esses factores, a descoberta de novas reservas de petróleo, resultou na redução do custo da gasolina e conseqüentemente a avanços tecnológicos nos motores de combustão interna, onde Charles Kettering, em 1912, inventou a ignição eléctrica, eliminando assim a

necessidade de se “dar à manivela”. Por essa altura, Henry Ford iniciou a produção em massa de veículos de motor de combustão interna (Ford Modelo T), sendo estes vendidos a preços entre os US\$ 500 e os US\$ 1 000, enquanto que o preço do veículo eléctrico continuava a aumentar, sendo remetido apenas a algumas funções específicas de transporte [1.20].

Também a primeira guerra mundial, com a necessidade de veículos com grande autonomia, facilidade, rapidez e segurança no abastecimento, agravou definitivamente esta tendência.

O desaparecimento do veículo eléctrico de uso particular ocorre por volta da década de 1930, ressurgindo passados 30-40 anos, com a crise do petróleo e conseqüente necessidade de encontrar alternativas ao uso da gasolina. A evolução até ao presente, tem sido em grande parte fomentada por legislação, tratados, regulamentos e medidas internacionais para a redução das emissões de gases de efeito de estufa e ultimamente com as políticas de desenvolvimento sustentável.

Mais recentemente apareceram os veículos eléctricos híbridos como uma alternativa imediata, com uma redução clara do consumo de gasolina e simultaneamente uma autonomia compatível com a dos actuais veículos convencionais.

Na evolução do veículo eléctrico destaca-se o projecto audaz da Tesla Motors em 2003, disponibilizando comercialmente, a partir de 2004, um veículo eléctrico de elevada performance e de *design* ousado, estando portanto reunidas todas as condições para que o veículo eléctrico deixasse de ser encarado como um veículo secundário.

Actualmente, muitos são os fabricantes de automóveis que oferecem modelos comerciais com características interessantes, bastando adaptar as necessidades diárias às soluções presentes no mercado e os grandes construtores de automóveis apresentam soluções de veículos eléctricos ou híbridos, cada vez mais optimizados, com maior performance e autonomia [1.18].

A Figura 1.10 apresenta alguns dos veículos eléctricos ou híbridos produzidos no século XX e XXI, de uma forma cronológica, para permitir visualizar os avanços tecnológicos e preocupação com o *design* dos mesmos.

A Figura 1.11 apresenta a perspectiva da IEA de evolução do mercado automóvel em função do tipo de veículo até 2050, verificando-se uma previsão da redução a curto prazo dos veículos baseados em combustíveis fósseis e o crescente aumento da procura de veículos eléctricos e veículos eléctricos híbridos, destacando-se desses os PHEV.

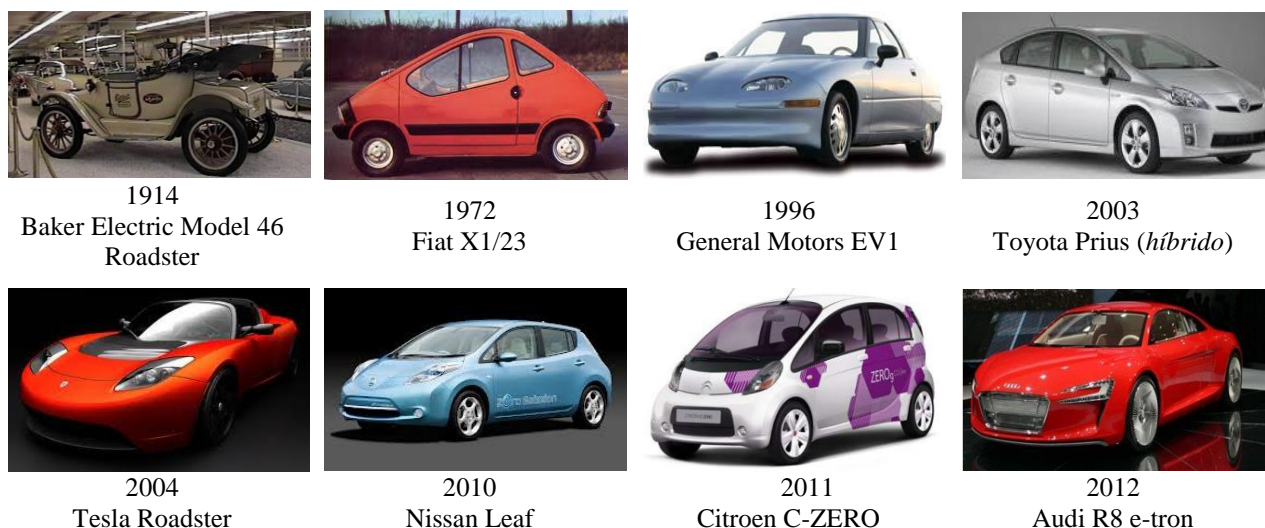


Figura 1.10. Evolução cronológica com alguns modelos de veículos eléctricos ou híbridos comercialmente disponíveis (1914-2012).

Desta forma, a verificar-se a projecção da Figura 1.11, virando-se o mercado automóvel para soluções de mobilidade conectáveis com a rede eléctrica, tais como veículos eléctricos e PHEV – complementadas por uma utilização inteligente dos combustíveis fósseis e biocombustíveis para viagens mais longas – ter-se-á um sector dos transportes sucessivamente mais eficiente e limpo, culminando num sistema global de energia mais seguro e sustentável.

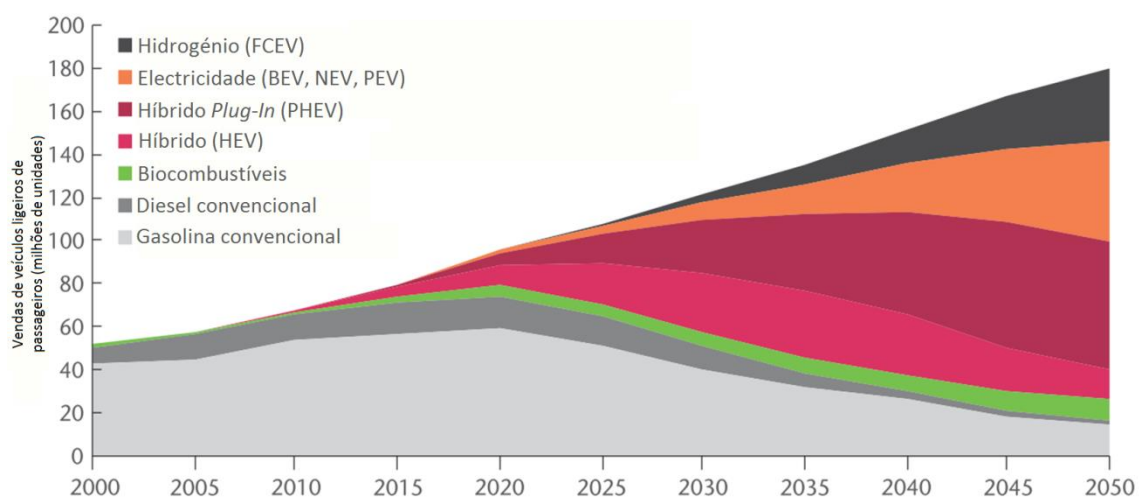
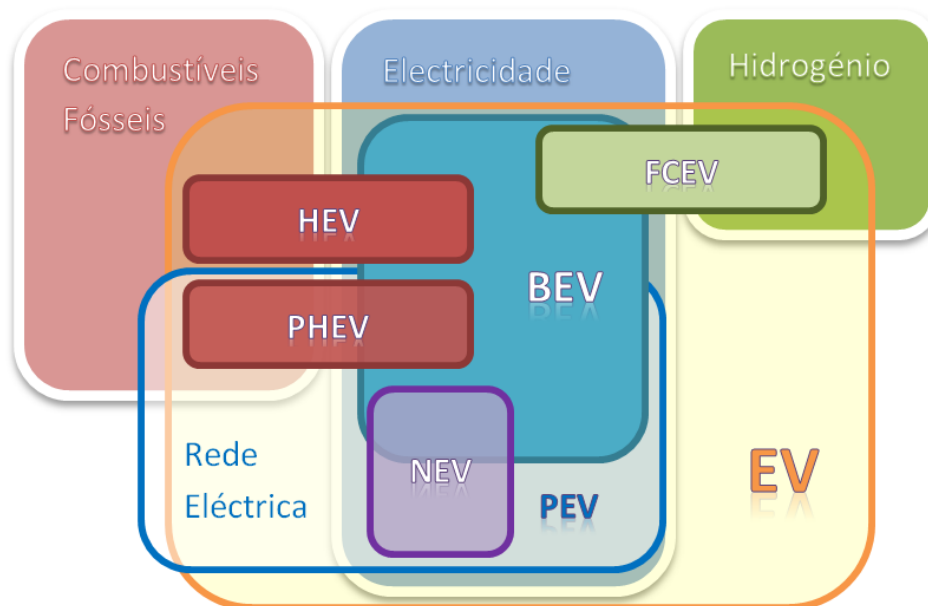


Figura 1.11. Perspectiva de evolução do mercado de vendas de automóveis em função do seu tipo até 2050 (adaptado de [1.21]).

1.2.3 TIPOS DE VEÍCULOS COM PROPULSÃO ELÉCTRICA

De acordo com a evolução tecnológica verificada nas últimas décadas e algumas novas perspectivas mais recentes, é possível identificar e tipificar os veículos eléctricos em função do seu tipo de alimentação e se são de tracção eléctrica total ou parcial. A Figura 1.12 apresenta uma possível organização dos diferentes tipos de veículos em função do tipo de energia utilizada na propulsão e/ou armazenamento de energia, e ainda se têm ou não recarregamento pela rede. Como apresentado, a designação de veículo eléctrico é ampla e engloba a totalidade dos “veículos rodoviários com propulsão eléctrica” [1.22]², isto é, cuja propulsão é baseada em motores eléctricos e como tal, é necessário que tenha uma fonte ou um sistema de armazenamento de energia eléctrica.



- EV (*Electric Vehicle*) → Veículo eléctrico
- FCEV (*Fuel Cell Electric Vehicle*) → Veículo eléctrico a pilha de combustível
- BEV (*Battery Electric Vehicle*) → Veículo eléctrico a baterias
- PEV (*Plug-In Electric Vehicle*) → Veículo eléctrico de recarregamento pela rede
- NEV (*Neighborhood Electric Vehicle*) → Veículos eléctricos de proximidade
- HEV (*Hybrid Electric Vehicle*) → Veículo eléctrico híbrido
- PHEV (*Plug-In Hybrid Electric Vehicle*) → Veículo eléctrico híbrido de recarregamento pela rede

Figura 1.12. Diferentes tipos de veículos eléctricos em função da(s) fonte(s) de energia usada(s) e com recarregamento pela rede.

² Em fase de tradução para versão portuguesa (APVE).

Dentro dos veículos eléctricos sobressaem os veículos eléctricos a baterias, nos quais a energia é fornecida ao sistema de tracção por bancos de baterias, que podem ser recarregados pela rede eléctrica ou em andamento recorrendo a outros combustíveis como é o caso dos veículos eléctricos híbridos e PHEV (gasolina ou gasóleo) ou dos veículos eléctricos a pilha de combustível (hidrogénio). No caso de veículos eléctricos exclusivamente a baterias, existem diferentes gamas onde, pela sua reduzida autonomia, baixa velocidade e pequenas dimensões se destaca o veículo eléctrico de proximidade, conhecido por *Neighborhood Electric Vehicle* (NEV), essencialmente apropriado para fazer pequenos percursos urbanos de repetição diária.

Feita a apresentação do conceito global de veículo eléctrico, é altura de referir que, ao longo de todo o texto, a referência ao veículo eléctrico considera apenas veículos com propulsão eléctrica, alimentados por um sistema de alimentação baseado exclusivamente em fontes ou sistemas de armazenamento de energia eléctrica, onde a fonte principal é a bateria. Contudo, no estudo levado a cabo nesta tese, tendo como principal tema os veículos eléctricos com múltiplas fontes de energia, recorreu-se à utilização de fontes secundárias, com características de produção de energia eléctrica a partir de uma fonte renovável (energia solar) ou de armazenamento de energia na sua forma eléctrica (supercondensadores). De referir ainda que, toda a energia obtida externamente ao veículo (recarregamentos) é primeiramente armazenada na fonte principal (baterias), antes de ser distribuída pela fonte secundária (supercondensadores), no sentido de auxiliar nas deslocações do veículo.

1.3 O CONCEITO DE GESTÃO DE ENERGIA APLICADO AO VEÍCULO ELÉCTRICO

Por definição, o conceito de gestão refere-se à acção e ao efeito de gerir ou de administrar. A sua aplicabilidade ao caso particular do veículo eléctrico depende da topologia do próprio veículo. Na sua versão mais simples (veículo eléctrico a baterias), esse conceito corresponde a uma mera acção de compatibilizar de forma eficaz o sistema de alimentação com o sistema de tracção, reduzindo ao mínimo as suas perdas, por forma a aumentar a eficiência global do sistema. Nesta versão, a gestão dos fluxos energéticos é de impacto reduzido, uma vez que a única fonte embarcada no veículo terá forçosamente de responder a todas as solicitações de potência do sistema de tracção.

Uma das particularidades dos veículos eléctricos, assenta no facto de poderem reaproveitar a energia cinética proveniente das desacelerações e travagens. Para maximizar esta vantagem, as operações como acelerações e desacelerações rápidas requerem o fornecimento ou armazenamento de picos de potência, por parte de um sistema de alimentação de energia que seja preparado para esse efeito. Para um veículo eléctrico cuja única fonte seja um banco de baterias, o seu sobredimensionamento, para permitir fornecer ou recuperar todos os picos de potência, leva a um aumento de energia armazenada, massa e volume, muitas vezes desnecessárias para o propósito do veículo e até inoportáveis. Por exemplo, seguir esta estratégia para um pequeno veículo essencialmente urbano (e.g. NEV), levaria à perda das suas principais características: ser pequeno, leve, barato e ágil.

Como se verá mais adiante nesta tese, circuitos tipicamente urbanos requerem picos de potência muito elevados, durante curtos instantes, a fim de acelerar o veículo para a velocidade desejada. Por outro lado, durante as desacelerações rápidas a energia cinética é convertida, através da chamada travagem regenerativa, em elevadas correntes eléctricas durante períodos de tempo muito curtos. Para evitar o sobredimensionamento das baterias ou a sua degradação antecipada, procura-se utilizar, em conjunto com as mesmas, um dispositivo de armazenamento cujas características permitam a recuperação desses picos de potência e, quando requerido, forneça as altas potências na aceleração do veículo. Os sistemas actualmente disponíveis para realizar estas tarefas, correspondem a elementos electromecânicos (volantes de inércia), elementos electroquímicos (baterias com elevada densidade de potência) e elementos passivos (condensadores de elevada capacidade). Contudo, estes elementos não apresentam características energéticas suficientes para alimentarem de forma exclusiva um veículo eléctrico. Desta forma, essencialmente na última década, começou a surgir o conceito de hibridização de fontes em veículos eléctricos.

A combinação de várias fontes de energia proporciona uma maior abrangência de características úteis para uma utilização mais otimizada do conjunto. Fundamentalmente, essa combinação só pode resultar envolvendo fontes que tenham uma alta densidade de energia com uma outra que possua alta densidade de potência. A referida combinação permite uma utilização mais eficiente de energia, com resposta sempre que necessário às solicitações mais severas de potência, enquanto maximiza a energia total armazenada nas fontes e simultaneamente aumenta a vida útil das baterias. Assim, o recurso a várias fontes de energia, embora dote o sistema de alimentação de características necessárias a um maior rendimento, também introduz um maior grau de complexidade, devido à necessidade de um sistema que coordene e arbitre os fluxos de

potência entre as diferentes fontes e o sistema de tracção. A utilização de várias fontes de energia requer uma selecção criteriosa, dependendo essencialmente do diagrama de carga a alimentar durante um percurso do veículo.

Por outro lado, a aplicabilidade do conceito de gestão aos veículos eléctricos, resulta precisamente do facto de ser necessário produzir, em tempo útil, uma coordenação efectiva entre as múltiplas fontes, por forma a fornecer a potência necessária ao veículo, recorrendo a uma utilização eficaz e eficiente das diferentes fontes previamente escolhidas. O principal desafio decorrente da abordagem com múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos assenta na procura de estratégias de gestão capazes, em tempo real, de gerar dinamicamente decisões, com total desconhecimento antecipado da potência solicitada.

Embora existam algumas patentes e escritos técnicos, especialmente de finais do século XIX, os primeiros registos de trabalhos de investigação relativos à área dos veículos eléctricos, na comunidade científica electrotécnica, remontam ao final dos anos 70, coincidindo com a crise energética ocorrida à época. Desde essa altura, o domínio dos veículos eléctricos foi considerado uma área essencialmente da engenharia automóvel e mecânica, não recolhendo grande popularidade junto de investigadores ligados à electrotecnia. Essa tendência verificou-se até à metade da década de 90, onde ocorre uma alteração, que se deveu, essencialmente, a uma mudança de paradigma, onde a investigação deixou de olhar para os veículos eléctricos como simples veículos convencionais onde apenas era alterado o meio de propulsão para eléctrico.

O gráfico da Figura 1.13 apresenta a evolução das publicações, disponíveis através do *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE), relativas aos veículos eléctricos nos últimos 30 anos. Esse gráfico demonstra, claramente, que a última década tem verificado um crescente aumento de publicações relacionadas com esse domínio do conhecimento em geral, e, em particular, com a gestão da energia embarcada através de sistemas de armazenamento e fontes. Embora o número de artigos, para o ano de 2012, esteja incompleto, os dados demonstram a mesma tendência de crescimento que no ano anterior. Considerando que ainda falta contabilizar algumas conferências de grandes dimensões, relacionadas com o tópico da propulsão eléctrica e gestão da sua energia, como é exemplo da 8.th *IEEE Vehicule Power and Propulsion conference* (VPPC'2012), em Outubro de 2012, o número de publicações tenderá a aumentar significativamente, aproximando-se ou ultrapassando os dados de 2011.

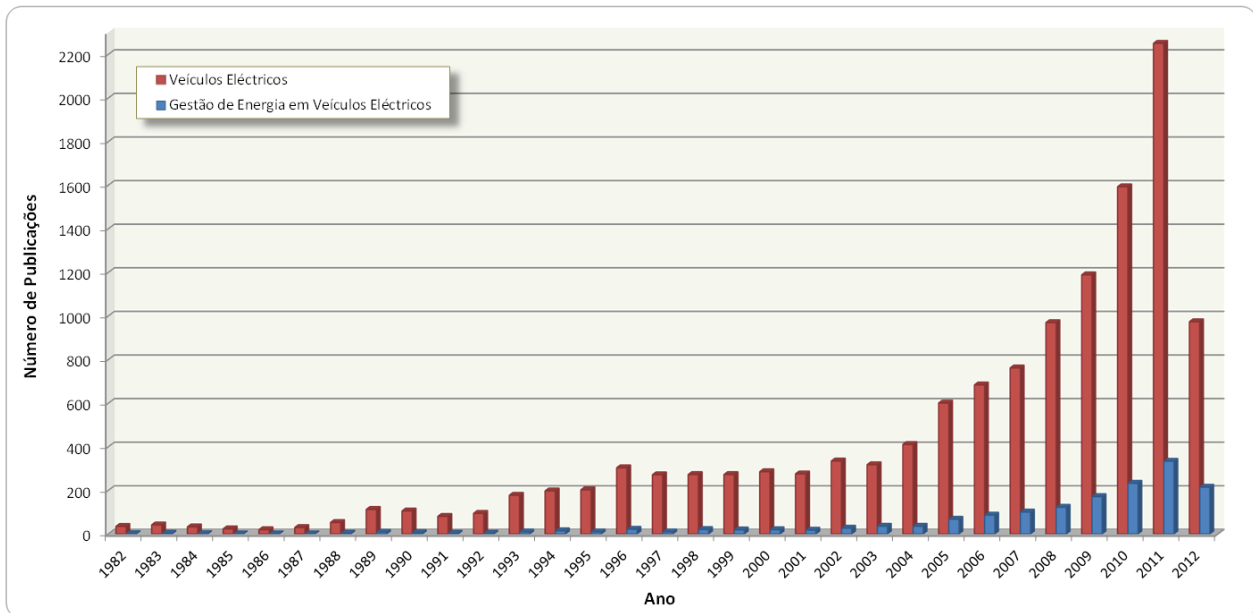


Figura 1.13. Número de publicações relativas a veículos eléctricos e gestão de energia em veículos eléctricos registados na base de dados do IEEE (pesquisa realizada no IEEEExplore com critério de pesquisa “*Electric Vehicles*”, e refinado por “*Energy Management*” em 12 de Setembro de 2012).

Ao iniciar o século XXI, o Prof. C. C. Chan classificou os veículos eléctricos como sendo uma nova categoria de equipamentos eléctricos, com características únicas e muito próprias [1.23] [1.24]. Estes apresentam um conjunto de potencialidades longe de ainda ter sido todas exploradas. Tomando apenas como exemplo, o tema principal deste trabalho, a utilização de múltiplas fontes de energia e sua necessária gestão, de modo a alcançar, níveis de autonomia e flexibilidade cada vez mais próximos dos veículos convencionais, suscita um crescente interesse, como se apresenta no gráfico da Figura 1.13. Os dados apresentados demonstram ainda, que a gestão de energia em veículos eléctricos começou a ter alguma dimensão por volta de meados dos anos 90, tendo-se intensificado na última década.

No entanto, as abordagens reportadas na maioria dos trabalhos inicialmente publicados incidem fundamentalmente no estudo da divisão da potência pelas fontes do sistema de alimentação, tendo por base um conhecimento da evolução das solicitações em potência. Por outro lado, nem sempre existe uma definição consentânea sobre a gestão de energia em veículos eléctricos, podendo esta orientar-se para diferentes áreas do domínio da engenharia electrotécnica.

É possível encontrar, na literatura de referência, várias perspectivas sobre o mesmo assunto, onde algumas focam uma abordagem mais matemática, outras um dimensionamento otimizado do sistema de alimentação e as restantes apontam para um problema de configuração, concepção e implementação de sistemas de armazenamento de energia. Contudo, começou-se a verificar

algum consenso em trabalhos de meados da década passada, onde a definição desta temática se centra numa perspectiva integrada e global do problema, desde a camada dos sistemas físicos até à camada de maior abstracção [1.25] [1.26].

É com base nessa definição que este trabalho assenta, procurando num amplo conhecimento dos sistemas e subsistemas de um veículo eléctrico, apresentar soluções de gestão que permitam um elevado grau de eficiência e flexibilidade de operação.

1.4 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Uma típica cadeia de tracção e uma possível arquitectura de alimentação de um veículo eléctrico com múltiplas fontes de energia, como a apresentada na Figura 1.14, representa o desafio técnico a discutir nesta tese. Considerando que as diferentes fontes de energia a utilizar terão características diferentes, fundamentais para o pressuposto da eficiência máxima do veículo, o objectivo principal recai essencialmente na gestão em tempo real dos fluxos energéticos entre as diferentes fontes e a carga. A principal dificuldade assenta na gestão efectiva do sistema híbrido de alimentação por forma a responder a todas as solicitações de potência e simultaneamente controlar os consumos energéticos para, por um lado, aumentar a autonomia do veículo e, por outro, prolongar a vida útil das fontes de energia.

Portanto, a definição do problema terá, para ser efectiva, de incluir a implementação prática de estratégias de gestão por forma a permitirem um correcto funcionamento do veículo, maximizando, em cada instante, a utilização da fonte que melhor se adapta às necessidades energéticas do sistema de tracção, em resposta aos requisitos do condutor e do percurso. Porém, uma correcta arquitectura de uma qualquer estratégia implica um perfeito conhecimento dos sistemas a gerir, sendo parte integrante do problema, a definição e dimensionamento das fontes a embarcar. Por outro lado, a resposta às estratégias de gestão depende da forma como se implementarem os sistemas actuantes nas fontes, sendo portanto necessário definir convenientemente a electrónica de potência que efectivará a gestão, através do controlo dos fluxos energéticos.

Como representado na Figura 1.14, a extensão do problema de gestão de energia abrange as fontes, bem como a conversão e distribuição de energia. Para o efeito é fundamental ter um conhecimento do tipo de carga a alimentar em termos de exigências máximas do ponto de vista energético (potência e energia), em resposta às solicitações do condutor. Contudo, focou-se

apenas nas solicitações relativas ao sistema de tracção, deixando de parte o fornecimento de energia aos sistemas auxiliares do veículo. Assim, o presente trabalho centra-se fundamentalmente na resolução do problema de gestão resultante da utilização de múltiplas fontes de energia em resposta às solicitações de potência do sistema de tracção do veículo eléctrico.

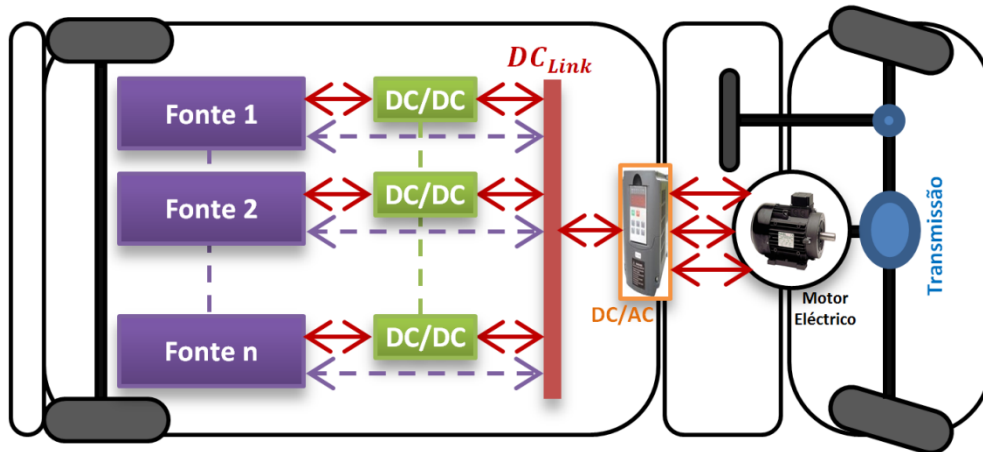


Figura 1.14. Cadeia de tracção de um veículo eléctrico com uma possível arquitectura de alimentação.

1.5 OBJECTIVOS PRINCIPAIS

No âmbito deste trabalho de doutoramento, os principais objectivos definidos para esta tese intitulada: “optimização e gestão de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos”, foram os seguintes:

- Selecção de fontes de energia embarcáveis em veículos eléctricos para mobilidade urbana;
- Dimensionamento optimizado do sistema de alimentação baseado em múltiplas fontes de energia;
- Desenvolvimento de estratégias de gestão optimizada implementáveis em tempo real e sem conhecimento prévio das necessidades energéticas;
- Modelização e simulação de todos os sistemas e subsistemas da cadeia de tracção do veículo eléctrico considerando o protótipo de veículo eléctrico;
- Projecto e dimensionamento dos conversores de electrónica de potência, elementos passivos e controladores de tensão e corrente;

- Implementação de um *set-up* experimental que permita validar em laboratório, com emulação de ciclos de condução normalizados, as estratégias de gestão optimizada;
- Validação do sistema global de gestão optimizada, com apresentação e comparação de resultados de simulação e experimentais.

Com um caderno de encargos tão ambicioso, muitos foram os assuntos estudados e desenvolvidos durante a realização deste trabalho, onde nem sempre foi possível optar pelo melhor e mais curto caminho, tendo, ao longo de todo percurso, surgido algumas questões que ficaram em aberto e para as quais será ainda necessário desenvolver alguma investigação, no sentido de se obter respostas objectivas.

1.6 METODOLOGIA

A escolha das características do sistema físico a estudar é um dos principais aspectos de um trabalho com esta extensão. Sendo este, essencialmente, orientado para veículos eléctricos em ambientes urbanos, o facto de se estabelecer como objecto principal de estudo um protótipo de pequenas dimensões, resulta no primeiro elemento delimitador da extensão desta investigação. A metodologia a seguir deve resultar numa abordagem bastante pragmática, atendendo ao facto de um dos objectivos ser a implementação de um sistema de múltiplas fontes de energia e aplicação de estratégias de gestão optimizada.

Desta forma, começou-se com o estabelecimento do estado actual do protótipo a analisar, com a apresentação de todos os componentes utilizados na conversão de um pequeno veículo de combustão interna num protótipo de veículo eléctrico a baterias. Com o pleno conhecimento do desempenho original do veículo a estudar, a primeira preocupação recaiu no aumento das capacidades do sistema de alimentação com recurso a fontes de energia complementares.

Para esse propósito, realizou-se uma pesquisa às fontes de energia possivelmente embarcáveis em veículos eléctricos de pequenas dimensões, seguindo duas vertentes, uma através da pesquisa bibliográfica a artigos científicos e outra através dos fabricantes de fontes, onde se procurou um equilíbrio entre o que ainda está no domínio da investigação, com o que é possível adquirir comercialmente. A selecção de novas fontes a utilizar em veículos essencialmente urbanos introduziu uma nova questão, relativa ao dimensionamento do sistema de alimentação.

Após um levantamento das abordagens a essa temática na literatura, desenvolveu-se uma metodologia de dimensionamento assente nas restrições de fontes comercialmente disponíveis e

dos requisitos máximos de um ciclo de condução normalizado. Para aferir a metodologia proposta, efectuou-se um estudo por simulação, que englobou vários cenários de mobilidade e onde se identificou a possível adição de um sistema de energia renovável, para recarregamento das baterias durante os períodos de estacionamento.

Feito o dimensionamento ao sistema de alimentação, e particular preocupação nas fases de deslocação do veículo, onde, de uma forma resumida, se pretende auxiliar as baterias nas fases de aceleração e armazenar a energia das fases de desaceleração e travagem, passou-se a uma nova parte do trabalho, que consiste no estudo e desenvolvimento de estratégias de gestão de energia que funcionem em tempo real e sem conhecimento prévio das solicitações energéticas necessárias à correcta operação do veículo.

Relativamente a esse tópico, realizou-se o necessário levantamento do estado da arte, no qual se verificou que muitos dos artigos publicados no passado foram essencialmente orientados para sistemas considerados ideais, onde a principal preocupação foi a demonstração teórica do conceito proposto para gestão de energia. É notório que, embora existam algumas referências mais detalhadas sobre esta questão, a maioria das publicações consultadas envolve abordagens não-causais que alcançam soluções analiticamente possíveis, mas com reduzida aplicação prática. No entanto, da pesquisa realizada, raramente se recorre a metodologias completas e procedimentos sistemáticos. Esta constatação, orientou fortemente o presente trabalho, onde se tentou dar um complemento metodológico, através de uma abordagem estrutural do problema e apresentando, sempre que possível, procedimentos que possam ser replicáveis para as diferentes fontes e diferentes veículos.

Uma das principais preocupações, durante o decurso deste trabalho, foi encontrar uma forma que permitisse, a par do estudo de métodos de optimização de gestão de energia, uma implementação completa do sistema global de gestão que funcionasse em tempo real e actuasse realmente nos elementos que controlam os fluxos de potência entre as diversas fontes e a carga. Assim, optou-se por seguir uma metodologia que deriva da teoria de gestão hierárquica clássica. Essa abordagem permitiu estruturar a implementação prática do sistema global de gestão, baseando-se em diferentes níveis de decisão e operação, tendo escolhido para o efeito, um nível de decisão para a gestão de energia, um nível de decisão para a gestão de potência e um último nível de operação, correspondente aos controladores dos sistemas de electrónica de potência. Esses níveis foram implementados na realidade como módulos de gestão e controlo diferenciados, numa perspectiva *top-down*, em que os níveis acima produzem decisões a serem levadas em conta pelo módulo abaixo, produzindo uma cadeia hierárquica de decisões. No

módulo de gestão de potência foram utilizadas meta-heurísticas para implementar o raciocínio heurístico necessário a uma repartição do fornecimento de potência, sob restrições dinâmicas ao espaço de pesquisa obtidas pelo módulo de gestão de energia.

Para o efeito, tentou-se ser exaustivo na forma como se abordou o problema da gestão de energia em veículos eléctricos com múltiplas fontes de energia, considerando todos os sistemas e subsistemas necessários ao bom funcionamento da cadeia de tracção, tanto na modelização computacional como na implementação prática da plataforma utilizada para validação dos algoritmos obtidos. Após o estudo, que levou ao desenvolvimento de algoritmos, em Matlab[®], capazes de gerirem em tempo real a alimentação feita a um veículo eléctrico através de duas fontes de energia, perseguiu-se com trabalhos de modelização e simulação em Matlab[®]/Simulink[®], com vista a uma aproximação mais rápida à necessária implementação experimental do sistema global de gestão e conversores de electrónica de potência que operam o controlo dos fluxos energéticos.

Simultaneamente à modelização e simulação, houve necessidade de projectar a electrónica de potência e respectivos elementos passivos, com base nas restrições físicas e operacionais do barramento DC comum e das fontes consideradas para implementação do sistema de alimentação do veículo. Nesta fase, foi ainda necessário efectuar o projecto dos controladores dos diferentes conversores de electrónica de potência, tendo-se para o efeito recorrido a controladores Proporcional e Integrativo (PI).

A investigação relacionada com a gestão otimizada, em tempo real e sem conhecimento prévio da energia solicitada pelo sistema de tracção, de sistemas de alimentação com fontes com características físicas, eléctricas e químicas diferentes, permanece um desafio para o qual alguns investigadores pretendem contribuir, como é o caso da presente tese. A interacção entre fontes de energia com características diferentes, embora pareça um simples desafio técnico, requer uma reflexão mais profunda quando se pretende um sistema de alimentação de elevado rendimento e eficácia. Assim, pretende-se dar um contributo sólido no domínio da gestão de energia de múltiplas fontes em veículos eléctricos, envolvendo uma abordagem sistemática e abrangente de todos os sistemas e subsistemas, resultando num vasto trabalho, com contributos inovadores nos domínios de investigação onde se insere.

1.7 CONTRIBUIÇÕES ORIGINAIS

O trabalho relatado nesta tese não é tanto o final de uma viagem, mas sim o início de um percurso pelos diferentes tópicos aqui debatidos. Portanto, embora o presente texto responda a bastantes questões, muitas deixaram de ser respondidas, por falta de tempo ou por extravasarem completamente o tema desta tese. As principais contribuições originais resultantes deste trabalho de doutoramento, tanto quanto me é dado saber, podem ser resumidas da seguinte forma:

1. Introdução de uma metodologia adequada ao dimensionamento óptimo de múltiplas fontes de energia em função do desempenho pretendido para o veículo, nas vertentes, velocidade, aceleração, regeneração de energia, inclinação da estrada e autonomia máximas;
2. Apresentação de uma arquitectura de gestão baseada numa estrutura hierárquica de três níveis que interagem com o sistema a controlar, incluindo funções de planeamento estratégico, de planeamento da acção e execução de tarefas. Esta arquitectura permite uma abordagem modular e sistemática do problema, permitindo uma separação do mesmo, identificando-se mais facilmente a melhor forma de implementar cada nível de planeamento;
3. Definição de estratégias de gestão optimizada e sua implementação num sistema de tempo real, com função de gestão de energia, realizadas através da restrição dinâmica do espaço de pesquisa, e com função de gestão de potência, implementadas com recurso a meta-heurísticas para tratamento da componente estocástica do problema;
4. Definição de um modelo completo para toda a cadeia de tracção de veículos eléctricos, considerando o controlo dos conversores de electrónica de potência e a estratégia de gestão de energia, que permita estudos por simulação;
5. Estruturação de uma abordagem efectiva de controlo da tensão do barramento DC comum, com recurso a uma cascata de controladores PI, permitindo a implementação de uma arquitectura de gestão que forneça uma referência em potência para as fontes secundárias do sistema;
6. Implementação de um *set-up* experimental baseada na técnica de *Hardware-In-The-Loop* com emulação dinâmica da carga do sistema de tracção, permitindo a reprodução de ciclos de condução normalizados.

Outros desenvolvimentos importantes, para se obterem os contributos acima expostos e que ocuparam uma parte significativa dos estudos que deram origem à presente tese, resultaram da conversão de um pequeno veículo convencional, recorrendo a um sistema de força motriz industrial, tendo-se para o efeito implementado um sistema de controlo de tracção baseado numa rede de comunicação CAN e realizado um estudo ao dimensionamento dos conversores de electrónica de potência e respectivos componentes passivos, considerando a gama de operação dos conversores e resposta dos seus controladores.

1.8 ESTRUTURA DA TESE

De uma forma resumida, pode-se dizer que a tese aborda principalmente o tema da gestão de energia em veículos eléctricos com múltiplas fontes de energia e a sua optimização, sem conhecimento prévio da potência requerida ao sistema de alimentação, levando à redução do tamanho, volume, potência e energia específica das fontes de alimentação. Esta investigação teve como ponto de partida um caso de estudo real, um protótipo de um pequeno veículo a baterias (projecto VEIL), tendo o presente trabalho incidindo sobre o estudo, dimensionamento, projecto e implementação de um sistema híbrido de alimentação, com principal ênfase na sua gestão em tempo real e com desconhecimento total das necessidades energéticas futuras.

A presente tese é constituída por três partes: a primeira relacionada com a apresentação de um caso de estudo e as possíveis alternativas em termos de fontes de energia disponíveis para veículos rodoviários eléctricos (Capítulos 1 a 3), uma segunda, relativa ao dimensionamento de um sistema de alimentação com múltiplas fontes de energia e desenvolvimento de estratégias optimizadas de gestão de energia (Capítulos 4 e 5), e ainda uma terceira (Capítulos 6 e 7), referente à modelização e simulação em Matlab[®]/Simulink[®] de todo o sistema (alimentação e tracção), e posterior validação experimental em laboratório com *set-up* de escala reduzida.

Após a apresentação da simbologia, notação e unidades utilizadas, no Capítulo 1 efectuou-se uma exposição geral da tese, uma discussão sobre os problemas económicos e ambientais no sector dos transportes, finalizando-se com perspectivas de soluções de transportes sustentáveis, onde o conceito de hibridização é um dos possíveis caminhos, na afirmação do veículo puramente eléctrico. Neste capítulo, apresenta-se a metodologia seguida na realização deste trabalho, a definição do problema estudado, elencando os seus principais objectivos e as suas contribuições originais. No Capítulo 2, expõe-se o conceito de veículos eléctricos de uso particular em deslocações urbanas e, principalmente, a implementação física do protótipo que serviu de base ao

estudo do aumento de desempenho e autonomia desenvolvidos durante a realização desta investigação. No Capítulo 3, realizou-se uma análise comparativa dos diversos sistemas de armazenamento de energia, embarcáveis em veículos eléctricos e comercialmente disponíveis, terminando com a apresentação do conceito de hibridização de fontes de energia.

No Capítulo 4, introduz-se a problemática do dimensionamento de sistemas de alimentação baseado em múltiplas fontes de energia, tendo-se apresentado um dimensionamento otimizado para hibridização do protótipo VEIL, num ciclo de condução normalizado europeu para trajectos urbanos, onde se considerou a complementaridade de um sistema com alta densidade de energia, outro com alta densidade de potência e ainda um sistema de energia renovável para recarregamento do sistema de alimentação durante o estacionamento do veículo. No final deste capítulo, discutem-se ainda as diversas configurações topológicas, no sentido de se escolher a que oferece maior liberdade em termos de implementação de estratégias de gestão. No Capítulo 5, investigou-se o problema da gestão de energia de sistemas de alimentação com múltiplas fontes em veículos eléctricos, procurando obter-se uma arquitectura funcional para um sistema global de gestão de energia que responda em tempo real às solicitações de potência e de energia de cargas dinâmicas, como são os sistemas de tracção dos veículos eléctricos. A arquitectura de gestão global proposta, nesse capítulo, baseia-se numa estrutura hierárquica de três níveis que interagem com o sistema a controlar: planeamento estratégico, planeamento da acção e execução.

No Capítulo 6 efectua-se a modelização em Matlab[®]/Simulink[®], nomeadamente, com a *Toolbox SimPowerSystemsTM*, do protótipo apresentado no Capítulo 2, integrando a arquitectura de gestão global desenvolvida no Capítulo 5. Nesse capítulo é feito todo o desenvolvimento do nível de execução do sistema de gestão, que permite implementar as malhas de controlo que interagem directamente com a topologia escolhida para a electrónica de potência do sistema de alimentação. O Capítulo 6 apresenta, ainda, os resultados de simulação obtidos para as diversas estratégias de gestão estudadas e desenvolvidas no Capítulo 5, com ênfase nas estratégias de gestão otimizada relativamente a quatro cenários de mobilidade obtidos através de ciclos de condução normalizados. No Capítulo 7, apresentam-se alguns resultados experimentais com vista à validação, em ambiente real, do sistema global de gestão de múltiplas fontes de energia, tendo-se, para o efeito, recorrido a um *set-up* experimental de escala reduzida com duas fontes de energia (baterias e supercondensadores) e emulação de carga, inspirado na técnica designada na literatura *Hardware-In-The-Loop*, seguindo uma abordagem apelidada de *reduced-scale-power Hardware-In-The-Loop*.

No Capítulo 8, enunciam-se as conclusões gerais e possíveis tópicos para trabalhos futuros, bem como, a listagem dos artigos resultantes do presente trabalho e apresentados em conferências internacionais, revistas e livro da especialidade.

Finalmente, nos Anexos, apresenta-se no Anexo 1, uma listagem com alguns dos veículos de proximidade (NEV) disponíveis comercialmente e suas principais características, no Anexo 2, uma explicação mais detalhada sobre o dimensionamento das bobinas a utilizar nos conversores DC/DC bidireccionais e condensador do barramento DC comum. No Anexo 3, é apresentado um estudo à influência da saturação das bobinas dimensionadas e implementadas para os conversores DC/DC. Por último, no Anexo 4, expõe-se um resumo da teoria subjacente ao controlador Proporcional, Integral e Derivativo (PID).

De referir ainda, alguns aspectos que nortearam a escrita desta tese, como foi a preocupação de expor com clareza o trabalho realizado, definindo bem o ponto de partida e onde se pretendia chegar, por forma a deixar bem registado o percurso realizado, as abordagens necessárias, os métodos utilizados e os principais resultados obtidos, visto que se abrange um número significativo de áreas do conhecimento do domínio da Engenharia Electrotécnica. A referida exposição, sobretudo na interligação de alguns temas, poderá, em alguns momentos, conter um certo nível de detalhe que torne a leitura um pouco longa.

BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 1

- [1.1] Presidency Conclusions, European Council of 8-9 March 2007. [Online]. Disponível em: http://ec.europa.eu/archives/european-council/index_en.htm. (Acedido em 02.07.12).
- [1.2] European Commission: “White paper on Transport: Roadmap to a Single European Transport Area - Towards a competitive and resource efficient transport system”. [Online]. Disponível em: http://ec.europa.eu/transport/strategies/doc/2011_white_paper/white-paper-illustrated-brochure_en.pdf. (Acedido em 02.07.12).
- [1.3] European Commission: “EU Transport in Figures Statistical Pocketbook 2011”. [Online]. Disponível em: <http://ec.europa.eu/transport/publications/statistics/doc/2011/pocketbook2011.pdf>. (Acedido em 02.07.12).
- [1.4] IEA, “World Energy Outlook 2011 Factsheet”, OCDE, 2011.
- [1.5] IEA, “Key World Energy Statistics”, 2011 edition.
- [1.6] IEA, “World Energy Outlook 2010”, OCDE, 2010.
- [1.7] Williams, J. L.: “Oil Price History and Analysis”. [Online]. Disponível em: www.wtrg.com/prices.htm. (Acedido em 02.07.12).
- [1.8] Wells, P. R. A.: “The Peak in World Oil Supply”, September 2008. (Available at “The Last Trillion Barrels”, EV World, Open Access Article Originally Published: September 27, 2008). [Online]. Disponível em: www.evworld.com/article.cfm?storyid=1535. (Acedido em 02.07.12).
- [1.9] Künzli, N.; Kaiser, R.; Medina, S.; Studnicka, M.; Chanel, O.; Filliger, P.; Herry, M.; Horak, F.; Puybonnieux-Textier, V.; Quénel, P.; Schneider, J.; Seethaler, R.; Vergnaud, J. C.; Sommer, H.: “Public-health impact of outdoor and traffic-related air pollution: a European assessment”, *The Lancet*, vol. 356, Issue 9232, pp. 795-801, 2 September 2000.
- [1.10] Int Panis, L.; Torfs, R.: “Health effects of traffic related air pollution”, Proc. European Ele-Drive Transportation Conference 2007, EET-2007, 30th May - 1st June 2007, Brussels, Belgium, in CD-ROM.
- [1.11] The European Parliament and the Council of the European Union: “Regulation (EC) No 715/2007: on type approval of motor vehicles with respect to emissions from light

- passenger and commercial vehicles (Euro 5 and Euro 6) and on access to vehicle repair and maintenance information”, Official Journal of the European Union, L 171/1, 20 June 2007.
- [1.12] Department for Environment Food and Rural Affairs, Noise Mapping England. [Online]. Disponível em: <http://services.defra.gov.uk/wps/portal/noise/maps>. (Acedido em 02.07.12).
- [1.13] Thijssen, J. H. J.: “Viable and Sustainable Energy Strategies Grounded on Source-to-Service Analyses: A Perspective of the Role of Fuel Cells in Transportation”, Presented at the Lucerne Fuel Cell Forum 2004.
- [1.14] Bossel, U.: “Phenomena, Facts and Physics of a Sustainable Energy Future”, Presentation at the European Sustainable Energy Forum, 3 July 2007, Lucerne, Switzerland.
- [1.15] Bossel, U.: “Does a Hydrogen Economy Make Sense?”, Proceedings of the IEEE, October 2006, pp. 1826-1836.
- [1.16] Van Mierlo, J.; Maggetto, G.; Lataire, Ph.: “Which energy source for road transport in the future? A comparison of battery, hybrid and fuel cell vehicles”, Energy Conversion and Management, 47, pp. 2748–2760, October 2006.
- [1.17] Pereirinha, P.G.; Quadrado, J.C.; Esteves, J.: “Sustainable Mobility: Part II – Some Possible Solutions Using Electric and Hybrid Vehicles”, CEE’05 – Inter. Conf. on Electrical Engineering, in CD-ROM, October 2005, Coimbra, Portugal.
- [1.18] Buying guide. [Online]. Disponível em: www.thechargingpoint.com/buying-guide.html. (Acedido em 02.07.12).
- [1.19] Kendall, G.; (2008). *Plugged in: the end of the oil age*, WWF.
- [1.20] Kirsch, D. A.; (2000). *The Electric Vehicle and the Burden of History*. New Brunswick, New Jersey, and London: Rutgers University Press. pp. 153–162. ISBN 0-8135-2809-7.
- [1.21] IEA, “Technology Roadmap - Electric and Plug-In Hybrid Electric Vehicles”, June 2011.
- [1.22] International Organization for Standardization: “ISO 6469-1:2009: Electric road vehicles -- Safety specifications -- Part 1: On-board electrical energy storage”, pp. 9, September 2009.
- [1.23] Chan, C. C.: “The State of The Art of Electric and Hybrid Vehicles”, Proceedings of the IEEE, vol.90, no. 2, pp.247-275, Feb 2002
- [1.24] Chan, C. C.: “The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles”, Proceedings of the IEEE, vol.95, no. 4, pp.704-718, April 2007

- [1.25] Emadi, A.; Ehsani, M.; Miller, J. M. ; (2004). *Vehicle Electric Power Systems- Land, Sea, Air and Space Vehicles*, Marcel Dekker, ISBN 0-8247-4751-8.
- [1.26] Guzzella, L.; Sciarretta, A.; (2005). *Vehicle Propulsion Systems - Introduction to Modeling and Optimization*, Springer, ISBN 3-540-25195-2.

2 UM VEÍCULO ELÉCTRICO PARA MEIOS URBANOS – PROJECTO VEIL

O principal objectivo deste capítulo é apresentar, por um lado, o conceito de veículos eléctricos de uso particular em deslocações essencialmente urbanas e, por outro lado, apresentar o projecto VEIL, desenvolvido no Instituto Superior de Engenharia de Coimbra, unidade orgânica do Instituto Politécnico de Coimbra (IPC-ISEC). Esse Projecto apareceu no sentido de fomentar o ensino e a investigação na área dos veículos eléctricos, tendo sido o grande impulsor do trabalho desenvolvido e apresentado no âmbito deste doutoramento. Assim, neste capítulo é apresentada a metodologia seguida na adaptação de um veículo isento de licença de condução, originariamente com motor de combustão interna, num veículo eléctrico de pequenas dimensões, próprio para circulação em meios urbanos. Este tipo de veículo enquadra-se na rotina diária de uma grande parte dos europeus, quer em termos de ciclos de movimentação diária, quer em distância percorrida e tempos de utilização. As diversas etapas seguidas na conversão do veículo correspondem a áreas distintas, designadamente, a escolha da motorização eléctrica, o dimensionamento e a escolha do sistema de armazenamento de energia eléctrica, a transformação dos níveis de tensão com a ajuda de conversores de electrónica de potência, a implementação do sistema de controlo de tracção e o estudo de técnicas conducentes ao aumento da autonomia do veículo, foco principal deste trabalho e desenvolvido ao longo dos próximos capítulos. Finalmente, este projecto criou uma plataforma de projecto e de investigação ao serviço do ensino da engenharia, que permitiu a interligação de diversas áreas do conhecimento e sustentou o trabalho de investigação desta tese.

2.1 INTRODUÇÃO




O Departamento de Engenharia Electrotécnica (DEE), do Instituto Superior de Engenharia de Coimbra (ISEC), unidade orgânica do Instituto Politécnico de Coimbra (IPC), em particular através do seu Laboratório de Máquinas Eléctricas (LME), tem, desde 2005, desenvolvido trabalho na concepção e implementação de um veículo puramente eléctrico, denominado VEIL – acrónimo de Veículo Eléctrico Isento de Licença de condução – para utilização em centros urbanos, onde se exige grande mobilidade (pequeno e ágil) e isento de poluição atmosférica. O projecto VEIL foi inicialmente concebido para ser apenas um veículo eléctrico a baterias (BEV), tendo o seu projecto evoluído, recentemente, para um veículo com múltiplas fontes de energia, através do trabalho aqui apresentado.

Para além do Projecto VEIL, existem a decorrer, em várias Universidades e Institutos Politécnicos, outros projectos de protótipos de veículos eléctricos. Esses projectos são essencialmente baseados na electrificação e conversão de veículos inicialmente com motores de combustão interna. As principais características, designação e entidade proponente desses projectos em curso são apresentadas na Tabela 2.1.

Mais recentemente, algumas escolas dedicaram-se ao estudo e projecto de versões desportivas no sentido de participar na competição chamada *Formula Student Electric*. As principais características desses protótipos são apresentadas na Tabela 2.2.

O projecto VEIL foi desde o seu início um projecto abrangente e ambicioso, envolvendo áreas de investigação e desenvolvimento que estão normalmente adstritas a um número reduzido de Países, sobretudo aos que detêm indústria automóvel desenvolvida e reconhecida, como é o caso dos Estados Unidos da América (EUA), do Japão, da Alemanha, da França e da Itália. A questão inicial e fundamental foi a viabilidade financeira e técnica do projecto. O financiamento foi, em parte ultrapassado, escolhendo-se como âmbito principal do projecto a mobilidade urbana na vertente de uso pessoal e particular, o que levou a escolher-se uma gama de veículo com pequenas dimensões, tentando compatibilizá-lo com um orçamento extremamente reduzido. A aquisição dos restantes equipamentos foi suportada pelo orçamento directo do DEE, do LME e Projectos de final de curso da licenciatura em Engenharia Electrotécnica do ISEC, optando-se, sempre que possível, por tecnologias comercialmente disponíveis e produção própria de protótipos.

Tabela 2.1. Protótipos de veículos eléctricos desenvolvidos em Universidades e Institutos Politécnicos portugueses e respectivas características. [2.1] [2.2]

Entidade Proponente / Nome do Projecto:	Universidade do Porto (FEUP) / VEC	
Marca / Modelo	FIAT / Uno 45 s	
Tipo	De competição	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	PMSM / 30 kW / 72 V	
Baterias (tipo / energia)	Ni-MH / 2,8 kWh	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	15 km / -- /--	
Ano / Massa	2011 / 680 kg	
Número de passageiros	2	
Entidade Proponente / Nome do Projecto:	Universidade do Porto (FEUP) / uCar	
Marca / Modelo	Microcar / --	
Tipo	Citadino	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	Assíncrono 3~ / 2 x 2,2 kW / 48 V	
Baterias (tipo / energia)	Ácido-chumbo / 5 kWh	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	40 km / 50 km/h /--	
Ano / Massa	2009 / --	
Número de passageiros	2	
Entidade Proponente / Nome do Projecto:	Universidade do Minho / CEPIUM	
Marca / Modelo	VW / Polo	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	PMSM / 50 kW / 72 V	
Baterias (tipo / energia)	Ácido-chumbo / 5 kWh	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	70 km / 120 km/h / 14 s	
Ano / Massa	2011 / 1200 kg	
Número de passageiros	4	
Entidade Proponente / Nome do Projecto:	Instituto Politécnico de Tomar / --	
Marca / Modelo	Austin Morris / Mini de 1970	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	DC / 10,4 kW / 36 V	
Baterias (tipo / energia)	Ácido-chumbo / 8 kWh	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	50 km / 40 km/h / --	
Ano / Massa	2006 / 580 kg	
Número de passageiros	4	
Entidade Proponente / Nome do Projecto:	Instituto Politécnico de Viseu / --	
Marca / Modelo	Volvo / 460	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	PMSM / 39 kW / 120 V	
Baterias (tipo / energia)	Ácido-chumbo / 12 kWh	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	60 km / 140 km/h / 15 s	
Ano / Massa	2009 / 1020 kg	
Número de passageiros	5	
Entidade Proponente / Nome do Projecto:	Instituto Politécnico de Coimbra / VEIL*	
Marca / Modelo	Ligier / 162 GL	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	Assíncrono 3~ / 4 kW / 400 V	
Baterias (tipo / energia)	Ni-MH / 2,9 kWh	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	45 km / 50 km/h / 27 s	
Ano / Massa	2007 / 500 kg	
Número de passageiros	2	

* Projecto descrito em pormenor nas secções seguintes.

 Tabela 2.2. Protótipo de veículos eléctricos implementados para competir na *Formula Student Electric* e principais características.

Entidade Proponente / Nome do Projecto:	Instituto Politécnico de Coimbra / phi3 (Projecto em conclusão)	
Marca / Modelo	-- / --	
Tipo	De competição	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	PMSM / 2 x 17 kW / 96 V	
Baterias (tipo / energia)	Iões de Lítio (LiFePO ₄) / 8,6 kWh	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	30 km / 140 km/h / 4 s (valores estimados)	
Ano / Massa	2012 / 300 kg	
Número de passageiros	1	
Entidade Proponente / Nome do Projecto:	Instituto Superior Técnico / FST 04e [2.1]	
Marca / Modelo	-- / --	
Tipo	De competição	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	DC / 2 x 60 kW / 144 V	
Baterias (tipo / energia)	Iões de Lítio (LiFePO ₄) / 7,2 kWh	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	25 km / 140 km/h / 4 s	
Ano / Massa	2011 / 270 kg	
Número de passageiros	1	

A questão técnica foi ponderada dividindo-se o projecto em diversos módulos e etapas, com o intuito de ser possível um estudo, domínio e implementação gradual da tecnologia de cada área de conhecimento envolvida no projecto VEIL. O protótipo teve como principais objectivos, no sentido de se poder acelerar a viabilização de fases posteriores através da sua divulgação, as seguintes motivações:

- A importância de aspectos educacionais relativos às questões energéticas e ambientais, que fundamentalmente, dependem de uma maior consciencialização das utilizações de transportes rodoviários, sobretudo no que trata a mudanças significativas no seu comportamento, visando a sua preservação;
- O incentivo ao apoio de projectos de investigação e desenvolvimento por parte de empresas do sector automóvel, eléctrico e electrónico, mostrando que a sua associação a um projecto académico bem-sucedido ajuda nas suas acções comerciais e portanto facilmente obtêm retorno do seu patrocínio;
- A contribuição para a projecção do ISEC como escola de engenharia, não só nos meios académicos como também na sociedade em geral.

A primeira fase deste projecto, que consistiu na conversão de um pequeno veículo com motor de combustão interna, num protótipo de um veículo eléctrico a baterias não optimizado, foi concluída no início de 2007, essencialmente com o trabalho de um grupo de docentes do DEE-ISEC³.

O presente capítulo relata a estrutura e o desenvolvimento de um projecto ligado à problemática da mobilidade particular de pessoas em meios urbanos, até se obter um primeiro protótipo, apresentando-o como uma plataforma de estudo e ensino de matérias ligadas à tracção eléctrica rodoviária. A próxima secção pretende apresentar o conceito do veículo eléctrico para deslocações em meios urbanos, caracterizando e limitando o âmbito do projecto VEIL. Seguidamente, introduz-se a transformação de um veículo existente comercialmente, isento de licença de condução, de dois lugares e de dimensões reduzidas, num veículo eléctrico autónomo, apresentando-se a metodologia seguida, passando pelas fases de dimensionamento do accionamento electromecânico, substituição do motor convencional, escolha do sistema de armazenamento de energia, estudo e implementação dos conversores necessários para adaptar os níveis de tensão eléctrica e o sistema de controlo de tracção e respectiva rede de comunicação.

³ P. G. Pereirinha; J. P. Trovão; A. L. Marques; A. Campos; F. Santos; J. Silvestre; M. Silva; P. Tavares.

Por fim, apresentam-se resultados relevantes obtidos durante a realização de testes no *campus* do ISEC, e tiram-se conclusões relativamente a melhorias e técnicas que possam potenciar um aumento da autonomia e capacidade de aceleração do veículo eléctrico construído.

2.2 CONCEITO DE VEÍCULO ELÉCTRICO PARA MEIOS URBANOS

A importância de uma mobilidade sustentável em meios urbanos é de importância redobrada no quadro actual da economia nacional e europeia, devendo para o efeito envolver todos os intervenientes públicos e privados com intervenção no sector dos transportes, tendo em vista a definição de uma política clara de desenvolvimento de soluções alternativas de propulsão.

É neste contexto que se posiciona o projecto VEIL, procurando dar um contributo na análise de soluções de mobilidade, utilizando propulsão exclusivamente eléctrica para deslocações em meios urbanos, essencialmente caracterizados por problemas de congestionamento de tráfego e de mobilidade, presentes nas actuais dificuldades de articulação entre os diversos meios de transporte actualmente disponíveis e nas questões ambientais. Como referido no capítulo anterior, a ponderação do uso de veículos eléctricos em meios urbanos levará a uma menor dependência nacional do petróleo e uma diversificação das fontes primárias de energia, ajudando no fortalecimento da introdução das energias renováveis no sector dos transportes rodoviários. A massificação do uso do veículo eléctrico levará a uma maior intervenção industrial nacional, assumindo-se como uma perspectiva diferente e um sector chave para a economia nacional (indústria automóvel e de componentes, indústria eléctrica e electrónica). Finalmente, este projecto pretende ir ao encontro do aperfeiçoamento do “saber-fazer” nacional num domínio tecnológico que, ainda, não é competitivo, o que corresponde a uma oportunidade para a investigação e o desenvolvimento.

O projecto VEIL, aqui apresentado, sustenta o conceito de veículo eléctrico para meios urbanos. Esse conceito surgiu como uma evolução dos modelos compactos, para dois passageiros, e teve grande impulso no início dos anos 80 quando a França regulamentou os chamados VSP – acrónimo de *Voitures Sans Permis*, em Francês –, ou seja, carros que não necessitam de licença de condução, designados também como quadriciclos leves a motor, e que podem ser conduzidos por maiores de catorze anos. Considerados como essencialmente urbanos, a sua tara não excede os 350 kg e a sua velocidade máxima por construção a 45 km/h. A evolução destes para os veículos eléctricos do início dos anos 90 foi bem mais rápida, até porque as características técnicas dos VSP pareciam ter sido feitas por medida para pequenos veículos







de propulsão eléctrica. Assim, segundo o autor da referência [2.3] entre 1992 e 1995, venderam-se 300 veículos eléctricos do tipo VSP, principalmente em França e na Suíça, tendo-se evoluído, em 1998, para um total de 22 mil vendidos em toda a Europa, o que permite extrapolar para uma possível procura de 100 000 unidades no final do século 20.

Um conceito ligeiramente diferente de veículo eléctrico é o definido na literatura anglo-saxónica como veículo eléctrico de proximidade, chamado NEV – acrónimo de *Neighborhood Electric Vehicles*. Todos os anos, estes veículos são produzidos aos milhares pelo mundo inteiro. Estes, são carros exclusivamente alimentados a energia eléctrica, e muitos, atendendo à sua definição, encaixam no conceito anteriormente apresentado de veículo eléctrico para meios urbanos. Embora tivessem sido originalmente pensados para nichos de mercado, sobretudo nos EUA, essencialmente para a prática do Golf, comunidades seniores com dificuldades de deslocações, aeroportos e estâncias turísticas, recentemente evoluíram, no seu aspecto exterior para carros completamente carroçados e com as mesmas valências do que os VSP europeus. A sua autonomia é geralmente compreendida entre os 48-65 km e um custo abaixo dos 12 mil euros. Os NEV estão limitados a uma velocidade inferior aos 40 km/h, uma tara abaixo dos 1100 kg e soluções minimalistas de iluminação e segurança na condução [2.4]. Uma listagem com os NEV disponíveis comercialmente e suas principais características é apresentada no Anexo 1.

Também em Portugal, algumas versões de pequenos veículos eléctricos comerciais, citadinos, fora-de-estrada e desportivos, estão a ser produzidos conforme se apresenta na Tabela 2.3.

Regressando à questão da mobilidade urbana, utilizando veículos de uso particular, existem factores de ponderação evidentes, como são a versatilidade e a facilidade de manobra e estacionamento, além de baixos níveis de poluição sonora (ruídos) e do ar (emissões), o que praticamente define as cidades como mercado preferencial para pequenos e compactos veículos eléctricos. Por outro lado, esses factores restringem a utilização desse veículo como primeiro carro da família, pois tipicamente neste tipo de carro privilegiam-se o espaço, para pessoas e bagagem e uma maior autonomia, fundamental para viagens mais longas e de fim-de-semana. No entanto, quem possui dois carros, tradicionalmente, escolhe um carro de uma gama inferior, mais económico, mais compacto e ágil para pequenas deslocações diárias em cidade, do tipo casa-trabalho, levar os filhos à escola, ir às compras, etc..

Tabela 2.3. Veículos eléctricos portugueses e respectivas características. [2.1]

Modelo:	Little 4	
Tipo	De passageiros (ou comercial)	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	Assíncrono 3~ / 4 kW / 48 V	
Baterias (tipo)	Ácido-chumbo	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	100 km / 50 km/h / --	
Ano / Massa	2010 / 350 kg (sem baterias)	
Número de passageiros	4 (2 na sua versão comercial)	
Modelo:	e_Box	
Tipo	Comercial	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	Assíncrono 3~ / 8 kW / 48 V	
Baterias (tipo)	Ácido-chumbo	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	80 km / 45 km/h / --	
Ano / Massa	2011 / 300 kg (sem baterias)	
Número de passageiros	2	
Modelo:	TR	
Tipo	Protótipo desportivo	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / 20 kW / --	
Baterias (tipo)	Iões de lítio	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	180 km / 140 km/h / --	
Ano / Massa	2011 / --	
Número de passageiros	2	
Modelo:	Shifter-e	
Tipo	Fora-de-estrada	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	Assíncrono 3~ / 4 kW / 48 V	
Baterias (tipo)	Ácido-chumbo	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	100 km / 45 km/h / --	
Ano / Massa	2011 / 300 kg (sem baterias)	
Número de passageiros	2	
Modelo:	Futi	
Tipo	De passageiros citadino	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / 12 kW / 48 V	
Baterias (tipo)	Ácido-chumbo	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	120 km / 48 km/h / --	
Ano / Massa	2009 / 400 kg (sem baterias)	
Número de passageiros	2	
Modelo:	Veeco RT	
Tipo	De passageiros citadino	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	Assíncrono 3~ / 30 kW / --	
Baterias (tipo)	Iões de lítio	
Autonomia / Velocidade Máxima / 0-100 km/h	200 km (ou 400 km) / 160 km/h / 8 s	
Ano / Massa	2012 / 800 kg (sem baterias)	
Número de passageiros	2	

Acresce dizer que embora a mobilidade de passageiros na União Europeia duplicasse entre 1970 e 2000, cada indivíduo viaja, em média, cerca de 35 km/dia. O que faz com que, na maioria dos casos, as limitações de autonomia frequentemente apontadas aos veículos eléctricos, não justificam o facto de não ser uma escolha viável de transporte, dentro da definição de carro urbano, aqui apresentada.

Assim, o conceito de veículo eléctrico para meios urbanos é de rápido entendimento porque a sua própria definição enquadra-se perfeitamente na concepção de mobilidade urbana, cujas principais características são:

- Autonomia reduzida (comparativamente com os actuais veículos a combustão interna, mas dentro das necessidades diárias de um utilizador europeu comum);
- Velocidade dentro dos limites estipulados por lei para meios urbanos (a velocidade máxima nos centros urbanos europeus é de 50 km/h);
- Aceleração rápida (a agilidade e versatilidade para deslocações urbanas com trânsito suscitam uma boa capacidade de aceleração);
- Potência baixa (esta característica deve ser entendida como a potência média, que se pretende baixa, por forma a reduzir tamanho e volume dos sistemas de tracção e alimentação);
- Massa e volumetria reduzidas (os veículos urbanos de uso particular têm geralmente dois lugares, com recursos e acessórios limitados, por forma a possibilitar uma maior eficiência do conjunto, menores custos de aquisição, utilização e manutenção).

Da enumeração destas características sobressai que qualquer projecto de veículo eléctrico se transforma num problema de optimização do dimensionamento dos seus componentes na tentativa de ir ao encontro, de forma eficiente, dos requisitos do sistema. Este assunto será abordado em pormenor e em particular no Capítulo 4.

Contudo, neste ponto é necessário apresentar a primeira fase do projecto VEIL, começando por expor uma visão global da sua estrutura, no pressuposto de se obter um protótipo de veículo eléctrico vocacionado essencialmente para meios urbanos.

2.3 ESTRUTURA DO PROJECTO VEIL

A primeira fase do projecto consistiu na conversão de um pequeno veículo com motor de combustão interna num veículo eléctrico autónomo. Esta abordagem deveu-se ao facto do projecto, essencialmente, se centrar nos aspectos electrotécnicos e não na construção de raiz de um chassi e sistemas auxiliares mecânicos necessários ao correcto funcionamento dos veículos. Assim, e dentro do conceito apresentado de carro urbano, escolheu-se adaptar um veículo com a designação VSP, da marca LIGIER, modelo 162 GL, de 1995, podendo transportar até duas pessoas, com um volume de bagageira de 400 litros e uma capacidade de depósito de combustível de 17 litros. O motor de combustão interna utilizado na sua propulsão original era um motor diesel atmosférico de quatro tempos, da marca LOMBARDINI, com 505 cc de

cilindrada e 5,4 cv de potência, uma rotação máxima de 3100 rpm e um binário máximo de 15,1 Nm às 2340 rpm. Na Figura 2.1 apresenta-se uma fotografia com o aspecto original do veículo urbano LIGIER 162 GL escolhido para ser transformado em veículo eléctrico.



Figura 2.1. Aspecto do veículo urbano LIGIER 162 GL escolhido para ser transformado em veículo eléctrico.

Das diversas configurações possíveis para a construção de um veículo eléctrico optou-se, nesta primeira fase pela topologia que é apresentada na Figura 2.2. Basicamente, pretendeu-se trocar o motor de combustão interna por um sistema de força motriz eléctrico, incluindo motor e respectivo controlador, alimentados por baterias electroquímicas. Os componentes mecânicos associados ao sistema de transmissão do movimento do motor para a roda foram mantidos, nomeadamente o diferencial e eixos de transmissão para as rodas dianteiras.

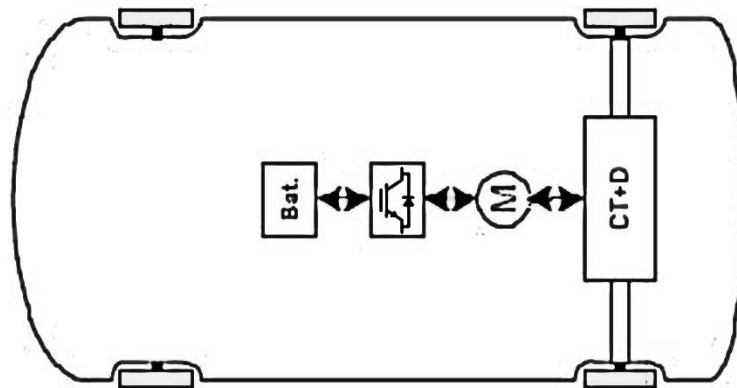


Figura 2.2. Configuração utilizada na transformação do veículo original em veículo eléctrico.

A meta inicialmente traçada para o projecto foi o estudo da implementação da tecnologia dos veículos eléctricos, o que correspondeu à aquisição e adaptação de tecnologia comercialmente existente, no caso do sistema de força motriz (motor e controlador) e sistema de alimentação, à realização de sistemas de conversão de energia em corrente contínua (DC) e de redes de comunicação para controlo e supervisão de todos os sistemas do veículo.

Antes de apresentar o conjunto de subsistemas estudados e implementados, importa referir quais foram as características que nortearam a primeira fase do projecto do protótipo VEIL. Os requisitos analisados foram:

- **Autonomia:** atendendo ao âmbito do projecto focar-se essencialmente nas questões urbanas de mobilidade e às deslocações típicas necessárias diariamente em cidades europeias, considerou-se uma autonomia de 50 km como uma meta aceitável para esta primeira fase;
- **Velocidade:** originalmente o veículo escolhido é restringido a uma velocidade máxima, por construção, de 45 km/h, não existindo motivo para procurar velocidades superiores na conversão para veículo eléctrico, considerou-se que a meta dos 50 km/h é perfeitamente adequada ao projecto em causa;
- **Aceleração:** como o intuito de se obterem velocidades baixas, acreditou-se não serem necessárias elevadas taxas de aceleração, no entanto a procura de pequenos veículos citadinos com grande agilidade para deslocações em meios congestionados, leva a reflectir sobre este particular, tendo-se optado por procurar um valor equilibrado, que definisse uma aceleração que permita chegar aos 50 km/h em 20 s.
- **Potência:** Considerando-se, no caso de veículos urbanos, velocidades e acelerações reduzidas, a potência desenvolvida não necessitará de valores elevados, ficando-se na gama da potência original do veículo (5,4 cv).

As limitações próprias de um projecto com esta dimensão (financeiras, recursos humanos, equipamentos, etc.) não permitiram o desenvolvimento e execução de raiz de um chassi e respectiva carroçaria, obrigando à adaptação de um veículo comercialmente existente. Esta opção era a única possível à época, mesmo sabendo-se do prejuízo para o desempenho final do veículo, devido à sua configuração não estar devidamente pensada para receber equipamentos eléctricos de tracção, algum atraso tecnológico, e dimensionamento desadequado ao propósito do armazenamento de energia na forma electroquímica. Estes factores impediram a realização de um projecto moderno e racional, com todas as vertentes necessárias a este tipo de projectos,

envolvendo inicialmente estudos de ergonomia (*design*), desempenho das partes estruturais e mecânicas, dentro de um padrão mais técnico e científico. Também, nesta primeira fase, sabendo da impossibilidade técnica e financeira de simultaneamente obter-se, em tempo útil, um veículo funcional, algumas das características anteriormente apresentadas foram sacrificadas, nomeadamente, a aceleração e a circulação com velocidade máxima constante durante um período prolongado, o que reduziria drasticamente a autonomia.

Nas próximas secções apresenta-se com maior profundidade os tópicos que foram alvo de estudo na primeira fase do projecto VEIL, nomeadamente, sistema de força motriz, fontes de energia, conversor DC/DC bidireccional e sistema de controlo.

2.3.1 SISTEMA DE FORÇA MOTRIZ

O sistema de força motriz (ou segundo a Norma ISO 8713:2005 [2.5], *Power Unit*⁴) é composto por um motor eléctrico e seu controlador. Dentro do leque de tecnologias, para motores e controladores, disponíveis para utilização em veículos eléctricos, os motores DC são os que se adaptam mais facilmente a este tipo de sistemas. Contudo, o rápido desenvolvimento da área da electrónica de potência e dos algoritmos de controlo, observados nos últimos anos, permitem equacionar a possibilidade de utilização de outros tipos de máquinas na tracção eléctrica de veículos autónomos, nomeadamente, os motores AC [2.6]. As principais características de um motor candidato ao accionamento de um sistema deste tipo são: facilidade de utilização, reduzidas dimensões, bom rendimento, excelente fiabilidade e simplicidade de manutenção.

Analisando as tecnologias comercialmente disponíveis, conforme se mostra na Tabela 2.4, conclui-se que os Motores Síncronos de Ímanes Permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Motor*, PMSM) se apresentam como sendo a melhor opção para veículos eléctricos e veículos híbridos, em comparação com os Motores de Indução (MI) e os Motores de Relutância Controlada (*Switched Reluctance Motor*, SRM). Resultados de simulações indicam que é possível um aumento que pode atingir 15% na autonomia motriz [2.7] [2.8], para um veículo eléctrico accionado por um PMSM, em comparação com um tipo de motor AC de tecnologia convencional.

⁴ “Unidade de Potência”, na actual proposta de tradução para versão portuguesa da Norma ISO 8713:2005 (APVE).

Tabela 2.4. Comparação quantitativa dos MI, SRM e PM sem escovas para veículos eléctricos. [2.7]

Parâmetros	MI (Motores de Indução)		SRM (Motores de Relutância Controlada)		PM sem escovas – DC/AC (Motores PM sem escovas)	
	Valor	Desvio	Valor	Desvio	Valor	Desvio
Rendimento [%]	93,4	1,8	93,0	2,8	95,2	1,6
$P_{\text{útil}}/\text{massa}$ [kW/kg]	0,7	0,5	0,7	0,6	1,2	1,1
Oscilações de binário [%]	7,3	6,3	24,0	14,5	10	4,1
Capacidade de sobrecarga	2,43	0,56	1,86	0,57	2,12	0,54
Volume/ $P_{\text{útil}}$ [l/kW]	1,8	1,6	2,6	1,8	2,3	1,6
Custo [€/kW]	19,0	6,9	20,0	7,5	32,0	19,2
Velocidade máxima [rpm]	12700	6300	12400	8260	9400	4670

As Tabelas 2.4 e 2.5 apresentam a comparação de diversos parâmetros de motores AC e respectivos controladores. Os accionamentos com motores de ímanes permanentes (*Permanent Magnet*, PM), sem escovas (*brushless*), possuem um melhor rendimento, maior potência útil por unidade de massa [2.6] [2.7]. Recentemente, o volume por unidade, potência útil e o custo dos PMSM têm vindo a diminuir a par do aumento da capacidade de sobrecarga [2.6].

Tabela 2.5. Comparação quantitativa de conversores para motores MI, SRM e PM sem escovas. [2.7]

Parâmetros	MI (Motores de Indução)		SRM (Motores de Relutância Controlada)		PM sem escovas – DC/AC (Motores PM sem escovas)	
	Valor	Desvio	Valor	Desvio	Valor	Desvio
Rendimento [%]	95,0	2,1	96,1	2,0	95,9	1,9
$P_{\text{útil}}/\text{massa}$ [kW/kg]	1,8	1,2	1,3	0,2	1,7	0,6
Volume/ $P_{\text{útil}}$ [l/kW]	1,6	1,2	1,0	0,0	0,9	0,3
Custo [€/kW]	85,0	11,0	65,0	51,0	98,0	37,0

No entanto, o aparecimento de conversores electrónicos de potência, com técnicas de controlo mais eficazes veio facilitar a utilização do MI na tracção eléctrica de veículos. Além disso tem havido uma melhoria constante do seu rendimento, com o aparecimento de novas gaiolas rotóricas, uma construção mais optimizada, com melhor utilização dos materiais fundamentais (ferro e cobre), e melhor projecto de enrolamentos. Este tipo de motor eléctrico apresenta algumas vantagens relativamente aos DC e aos PM sem escovas:

- a) a sua simplicidade, a robustez e o facto de serem praticamente isentos de manutenção (não tem escovas) permitem obter uma fiabilidade elevada;
- b) em geral, para uma dada potência, é menos volumoso e pesado e apresenta uma grande resistência a sobrecargas;

- c) a ausência de anéis colectores (existentes no motor síncrono) e de segmentos de colector (existentes no motor DC) permitem velocidades de rotação mais elevadas;
- d) a simples troca de duas fases permite inverter o sentido de marcha, reduzindo a complexidade do sistema de controlo;
- e) é bastante tolerante aos ambientes severos e de fortes vibrações, dado que não tem contactos deslizantes na parte rotórica da máquina;
- f) pode ser integrado directamente no sistema de transmissão mecânico.

Portanto, um conjunto constituído por um Motor de Indução e por um Variador Electrónico de Velocidade (MI-VEV), com controlo vectorial, apresentou-se como uma alternativa bastante viável, nomeadamente pelo facto de os VEVs possuírem uma tecnologia madura, amplamente testada e comprovada em ambiente industrial, de fácil utilização (controlo de binário, de velocidade e de posição), de manutenção barata e com um investimento bastante reduzido.

Depois de feita a análise dos accionamentos disponíveis no mercado e de consideradas as variáveis de desempenho e o investimento inicial, foi escolhido, para a primeira fase do projecto, o conjunto MI-VEV, como sendo uma boa solução de força motriz, para um veículo eléctrico de pequenas dimensões especialmente vocacionado para aplicações em centros urbanos e como plataforma de investigação.

2.3.1.1 Modelo da Dinâmica de um Veículo

Considerando o esquema da Figura 2.3, as forças presentes que se opõem ao movimento do veículo são: a força de resistência ao rolamento dos pneus devida ao contacto pneu-estrada, F_{rr} ; a força de resistência aerodinâmica, F_{ad} ; a força resultante da deslocação do carro sobre um plano inclinado da estrada, F_{hc} . Em função do tipo de deslocação do veículo (subida ou descida), F_{hc} pode ser resistente ao movimento ou a seu favor. Sempre que exista alteração na velocidade do veículo, $v(t)$, a força necessária para proporcionar aceleração linear, F_{la} , e a força necessária para dar aceleração angular ($F_{\omega a}$) devem ser consideradas [2.9] [2.10].

A força total de resistência ao movimento do veículo, F_{te} , é o somatório vectorial das forças resistentes que nele actuam, tal como se indica na equação (2.1):

$$F_{te} = F_{rr} + F_{ad} + F_{hc} + F_{la} + F_{\omega a} \quad (2.1)$$

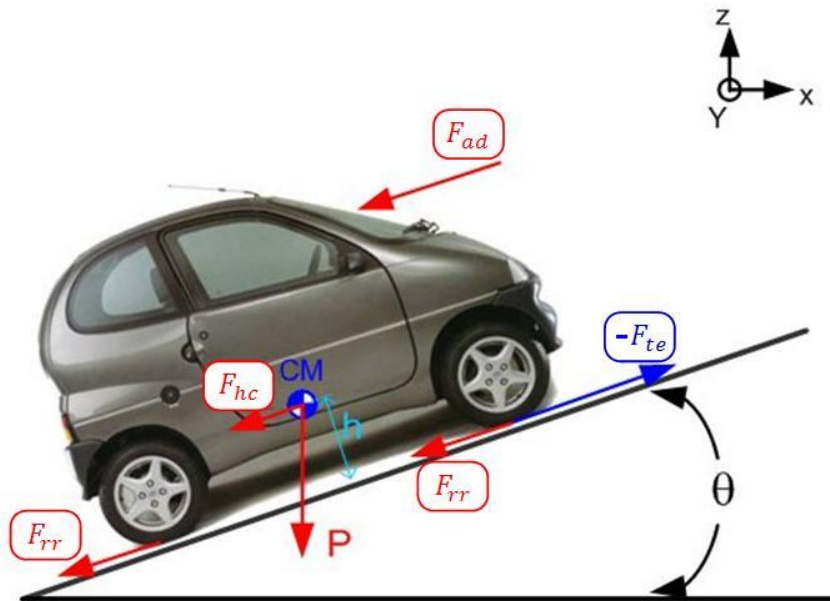


Figura 2.3. Representação das forças aplicadas ao veículo.

Em baixas velocidades e na presença de pisos duros, a oposição ao movimento do veículo é principalmente devida à componente F_{rr} , sendo esta muito superior a F_{ad} . A velocidades mais elevadas F_{ad} é a principal força resistente ao movimento. A força resultante da inclinação da estrada, F_{hc} , é função do ângulo de inclinação, θ , sendo independente da velocidade e do tipo de piso e apresentando valores positivos, quando θ é positivo (subida), ou negativos, quando θ negativo (descida).

A força, F_{rr} , expressa em (2.2), corresponde à soma das forças de resistência ao rolamento em cada roda, sendo função do coeficiente de resistência ao rolamento, μ_{rr} , e da massa do veículo. O valor deste coeficiente pode facilmente ser determinado através da medição da força necessária para puxar o veículo com velocidade constante muito baixa. Os valores típicos para μ_{rr} variam entre 0,015, para pneus convencionais, e 0,005 para pneus desenvolvidos especialmente para veículos eléctricos [2.10] [2.12].

$$F_{rr} = \mu_{rr} m g \quad (2.2)$$

De um modo geral, a resistência aerodinâmica (F_{ad}) é proporcional à densidade do ar, ρ , ao coeficiente de resistência aerodinâmica (*Drag Coefficient*), C_d , à área frontal do veículo, A_f , e ao quadrado da velocidade do veículo relativamente ao vento, $v^2(t)$, conforme expresso em (2.3) [2.10]:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho A_f C_d v^2(t) \quad (2.3)$$

Verifica-se assim, que a potência requerida ao motor, necessária para superar a resistência aerodinâmica, aumenta com o cubo da velocidade, conforme se verifica pela equa o (2.4). Deve-se ainda, salientar que a densidade do ar   fun o da pressão atmosférica e da temperatura do ar.

$$P_{ad} = F_{ad} \cdot v \quad (2.4)$$

A componente relativa à massa do veículo, segundo o plano inclinado da estrada, corresponde a uma força que se opõe ao movimento, fun o do declive da estrada θ e da massa do veículo, tal como se expressa em (2.5):

$$F_{hc} = m g \sin(\theta) \quad (2.5)$$

Com a varia o da velocidade do veículo,   necessária uma força adicional, F_{la} , para fornecer a acelera o linear do veículo, e é dada pela equa o (2.6), que deriva da segunda lei de Newton.

$$F_{la} = m \cdot \frac{dv(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Por outro lado, para uma representa o mais precisa da força necessária para acelerar efectivamente o veículo, também se deve considerar a acelera o angular (equa o (2.7)) juntamente com a acelera o linear.

$$F_{\omega a} = J \frac{i_{CT}^2}{\eta_{CT} \cdot r^2} \cdot \frac{dv(t)}{dt} \quad (2.7)$$

O principal problema são as partes móveis do sistema e a respectiva referencia o ao veio do motor, porque embora não apresentem momentos de inércia (J) particularmente elevados, nesse referencial as velocidades angulares de opera o são altas. De salientar que F_{la} e $F_{\omega a}$ serão negativas se o veículo estiver a desacelerar e positivas se estiver a acelerar, conforme se verifica na equa o (2.8), tendo em conta o raio das rodas, r , e a razão de transmissão do diferencial, i_{CT} , e respectivo rendimento, η_{CT} .

$$F_{la} + F_{\omega a} = \left(m + J \frac{i_{CT}^2}{\eta_{CT} \cdot r^2} \right) \frac{dv(t)}{dt} \quad (2.8)$$

O momento de inércia total associado ao veículo, J (visto do veio do motor), é dado pela expressão (2.9), sendo igual à soma do momento de inércia do próprio motor, J_r , do momento de inércia das rodas, J_R e do momento de inércia associado ao próprio veículo J_v , função das características do piso [2.10].

$$J = J_r + J_R + J_v \quad (2.9)$$

O momento de inércia correspondente à massa do veículo é definido pela expressão (2.10), onde ε representa o escorregamento das rodas.

$$J_v = \frac{1}{2} m \left(\frac{r}{i_{CT}} \right)^2 \cdot (1 - \varepsilon) \quad (2.10)$$

Finalmente, o binário resistente, T_R , criado pelo conjunto de forças resistentes ao movimento do veículo, F_{te} , no referencial do motor, é representado pela expressão (2.11):

$$T_R = \frac{F_{te}}{i_{CT} \cdot \eta_{CT}} \cdot r \quad (2.11)$$

Assim o binário motor, T_{ME} , deverá em qualquer instante responder às solicitações de binário resistente, T_R , obtido através da força total de resistência ao movimento do veículo, raio das rodas, razão de transmissão do diferencial e respectivo rendimento. Desta forma, a capacidade de binário do motor eléctrico deverá ser igual ou superior ao binário máximo resistente dado pela equação (2.11).

Conhecendo as equações que regem a dinâmica e utilizando as características mecânicas do veículo, apresentadas na Tabela 2.6, e tendo em consideração o desempenho pretendido nesta primeira fase, apresenta-se nos gráficos da Figura 2.4, a evolução do binário resistente, da potência útil do motor e as forças associadas à dinâmica do veículo, para uma deslocação com três fases distintas. A primeira fase corresponde à aceleração do veículo até aos 50 km/h em 20 s, a segunda, a uma deslocação com uma velocidade constante de 50 km/h durante 16 s e a última fase, a uma desaceleração até ao repouso de 20 s.

Tabela 2.6. Características do veículo do Projecto VEIL.

Variável	Símbolo	Valor	Unidades
Massa do veículo	m	500	kg
Momento de inércia	J	0,5	kg.m ²
Coefficiente de resistência ao rolamento	μ_{rr}	0,015	-
Densidade do ar	ρ	1,25	kg.m ⁻³
Coefficiente de resistência aerodinâmica	C_d	0,51	-
�rea frontal do veículo	A_f	2,4	m ²
Raio das rodas	r	0,26	m
Razão de transmissão do diferencial	i_{CT}	10	-
Eficiência do diferencial	η_{CT}	95	%

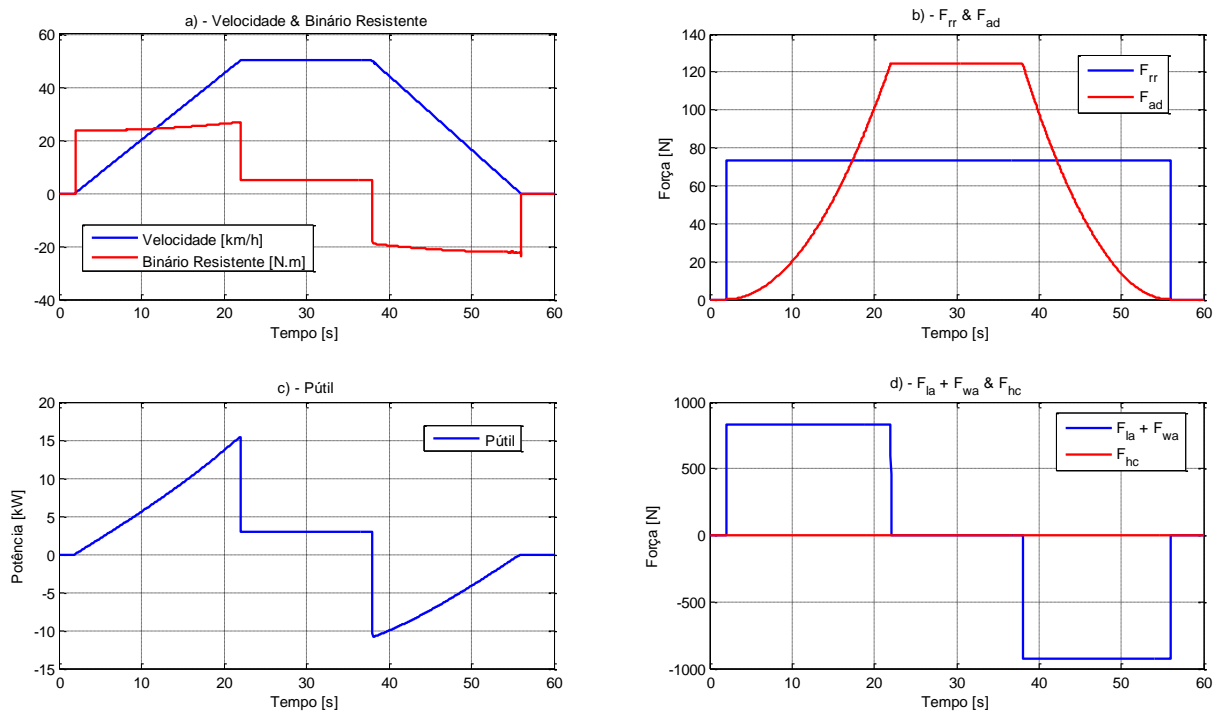


Figura 2.4. Velocidade, binário resistente, potência útil e forças resistentes aplicadas ao VEIL com acelera o dos 0 aos 50 km/h em 20 s.

A evolu o do binário resistente (Figura 2.4) apresenta um valor de binário de arranque de 23,60 Nm que cresce quadraticamente com o aumento da velocidade até um valor máximo de 26,85 Nm, para a velocidade de 50 km/h. Na fase de desloca o a velocidade constante o binário resistente   também constante e igual a 5,2 Nm. Durante a desacelera o o binário passa a ter um valor negativo situado entre -19 Nm e -22 Nm.

O gráfico da potência útil, apresentado na Figura 2.4 c), assumindo que o veículo segue perfeitamente a velocidade imposta, tem uma evolu o que se distingue em três fases. Durante a acelera o, apresenta um crescimento quase linear entre 0 e 15,40 kW, passando para um valor estável, na fase de desloca o a velocidade constante, com uma potência de 3 kW, e durante a

fase de desaceleração, com um valor negativo que cresce linearmente dos $-10,9$ kW até 0. As forças resistentes aplicadas ao veículo apresentam valores constantes durante a sua deslocação, excepto a força de resistência aerodinâmica que cresce quadraticamente com a velocidade. As forças que advêm das acelerações, tomam valor positivo ou negativo, consoante o veículo acelere ou desacelere. A força relativa ao plano inclinado é nula.

Na Figura 2.5 apresentam-se os gráficos relativos à velocidade, binário resistente, potência útil e forças resistentes aplicadas ao veículo, perante uma aceleração dos 0 aos 14 km/h com uma inclinação de 10° , o que corresponde a uma percentagem de declive de 17,63 %, muito acima dos valores máximos normalizados para estradas urbanas. O binário resistente atinge um valor máximo de 30 Nm durante a fase de aceleração, sendo que passa para um valor constante quando a velocidade estabiliza, na referência pretendida, com um valor de 24,2 Nm. A potência útil aumenta linearmente até ao valor máximo de 4,9 kW durante a aceleração e quando se atinge a velocidade de referência passa para um valor de 3,9 kW.

Nesta situação, as forças resistentes relativas ao rolamento e às acelerações apresentam valores constantes durante a deslocação do veículo. A força de resistência aerodinâmica é muito menor do que na situação anterior e cresce quadraticamente com a velocidade. A força com maior relevância passou a ser a que se deve à deslocação do veículo no plano inclinado, F_{hc} .

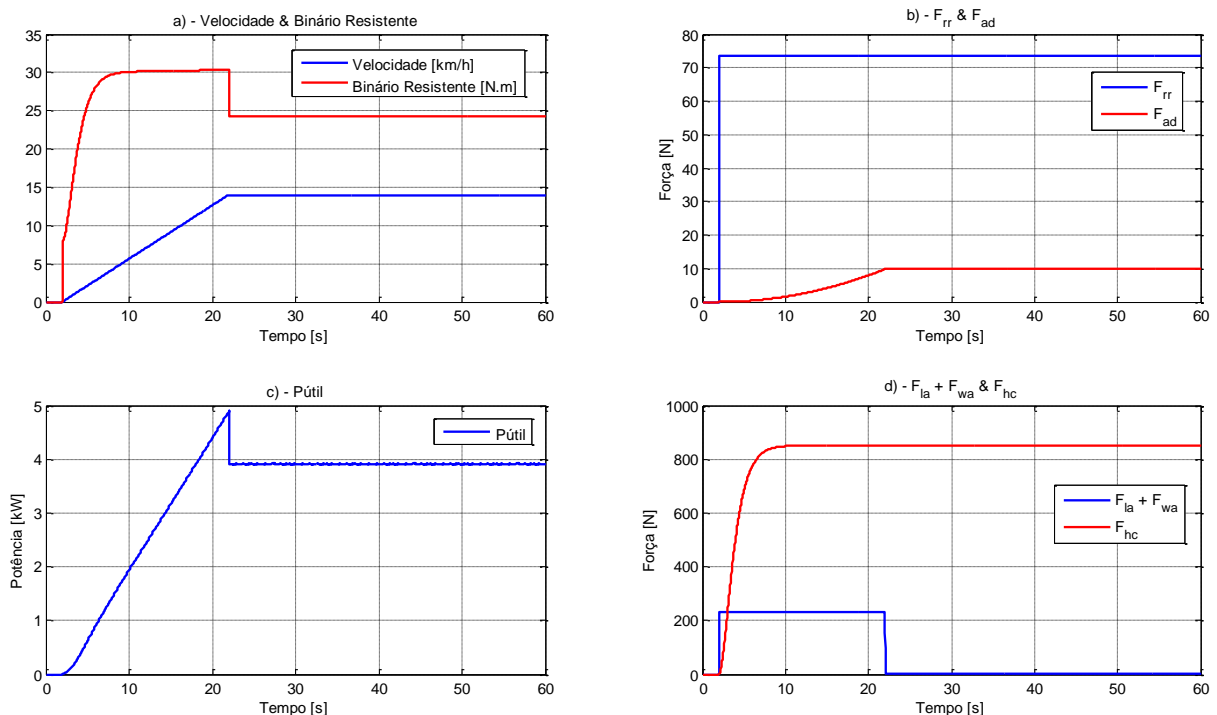


Figura 2.5. Velocidade, binário resistente, potência útil e forças resistentes aplicadas ao VEIL com aceleração dos 0 aos 14 km/h em 20 s e um ângulo de inclinação de 10° .

2.3.1.2 Selec o do Motor Eléctrico e Controlador

Como em qualquer dimensionamento de força motriz, a selec o do motor eléctrico necessário   trac o do veículo, em boas condi es de desempenho, deve ser baseada no conhecimento de diversas informa es, das quais se realçam as seguintes: número de quadrantes de funcionamento, binário sobre toda a gama de velocidade (característica mecânica $T_{ME} = f(\omega)$), velocidade de funcionamento, acelera o e desacelera o solicitadas.

Como referido anteriormente, a escolha do accionamento recaiu sobre um conjunto Motor de Indu o-Variador Electrónico de Velocidade (MI-VEV). Agora que se conhece com maior rigor o binário e a velocidade requeridos ao motor de indu o   possível efectuar um dimensionamento com base em versões comercialmente disponíveis. Para o efeito, escolheu-se um motor fornecido pela empresa SEW Eurodrive Portugal, com a referência DV112M4, e com as características apresentadas na Tabela 2.7.

Tabela 2.7. Características do Motor de Indu o DV112M4. [2.11]

P_u [kW]	N_n [rpm]	I_n [A] @400V	FP	T_A/T_N	J_m [10^{-4} kg.m ²]	T_{max} [N.m]	m_{ME} [kg]
4	2860	8,1	0,88	2,3	98	55	38

Das características apresentadas, verifica-se que o motor escolhido tem capacidade de sobrecarga, durante a fase de acelera o até aos 50 km/h, sendo necessário para o efeito um aumento da frequência de alimenta o até aos 87 Hz (5200 rpm). Acima da frequência nominal do motor, este perde capacidade de binário, conforme se apresenta na Figura 2.6 a). No entanto, ao optar-se pelo conjunto MI-VEV, na referência do motor escolhido, existe a possibilidade de ligar o seu estator em triângulo e seleccionar uma frequência de base no VEV de 87 Hz, o que permite obter uma evolu o de binário em fun o da frequência de alimenta o como a apresentada na Figura 2.6 b). Esta op o não está isenta de desvantagens, nomeadamente, uma quebra muita mais acentuada de binário para velocidades acima de 5200 rpm, ou seja, limitando acelera es maiores do que a simulada, e a necessidade de sobredimensionar o VEV para permitir alimentar o motor durante as necessárias sobrecargas de binário durante os transitórios de acelera o do veículo.

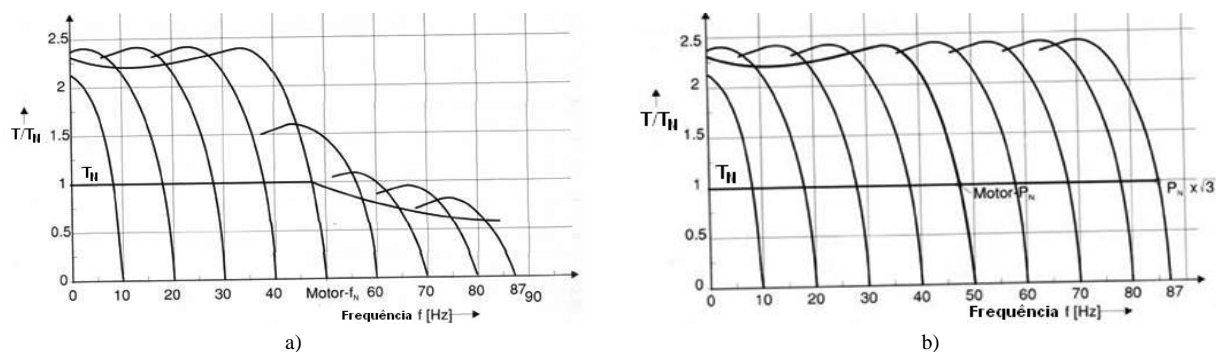


Figura 2.6. Características Binário-Velocidade para motores de indução DV: a) Ligação do estator em estrela e frequência de base de 50 Hz; b) Ligação do estator em triângulo e frequência de base de 87 Hz [2.11].

No seguimento da selecção do MI com *encoder* de alta resolução directamente acoplado ao veio do motor, o VEV escolhido é um controlador vectorial *MOVIDRIVE compact*, apropriado para uma utilização em sistemas industriais e comerciais e destinado a operar com motores assíncronos ou síncronos de ímanes permanente (PMSM), possibilitando a troca futura de motor, podendo operar nos quatro quadrantes. O conversor de frequência é próprio para accionamentos AC de velocidade variável (com realimentação de velocidade), com controlo vectorial em tensão ou em corrente. Optou-se pelo controlo em corrente, por permitir, conjuntamente com a realimentação de velocidade, a utilização em aplicações de elevada dinâmica, com tempos de variação de velocidade particularmente curtos. A alimentação do VEV é feita directamente a partir do seu barramento DC, com uma tensão compreendida entre 550 e 800 V.

O acoplamento escolhido, entre o motor e caixa de transmissão/diferencial, é feito por correia, tendo o seu dimensionamento seguido os passos convencionais no cálculo de um accionamento electromecânico. A escolha recaiu em duas correias A-33, ou Ax-33, com um comprimento normalizado de 864 mm, distância entre-eixos real de 280,05 mm e em duas polias de 100 mm. [2.13]

Na Figura 2.7 a), apresenta-se uma fotografia do veículo com o motor de combustão interna inicial e, na Figura 2.7 b), o veículo depois da montagem do MI, podendo observar-se o acoplamento por correias. Como é visível na Figura 2.7, da alteração das motorizações resultou um ganho de volume disponível e uma diminuição da massa total do veículo. O motor de combustão original pesava cerca de 80 kg e o motor eléctrico somente 38 kg. Adicionalmente, também foi retirado o sistema de refrigeração do motor original (radiador, depósito de água e tubagens), tubagens de escape dos gases e o depósito de combustível (cerca de 35 kg). O VEV pesa cerca de 2 kg e tem um volume muito próximo de 2 litros. Como resultado das alterações descritas, estima-se que a redução da massa total seja cerca de 80 kg, o que facilita a colocação do equipamento destinado aos sistemas de armazenamento de energia eléctrica.



Figura 2.7. Ligier 162 GL a) Motorização original – Motor de combustão interna LOMBARDINI; b) Adaptação do motor assíncrono trifásico – DV112M4 da SEW-Eurodrive.

2.3.2 ESCOLHA DAS BATERIAS A UTILIZAR NO VEÍCULO ELÉCTRICO EM ESTUDO

O ponto fraco dos veículos eléctricos, quando se pretendem grandes autonomias, é o armazenamento de energia [2.12]. Apesar dos desenvolvimentos realizados nos últimos anos com veículos eléctricos usando pilhas de combustível (*fuel cells*) e volantes de inércia (*flywheels*) [2.15] [2.16], a única tecnologia actualmente disponível e suficientemente madura para o armazenamento de energia é a das baterias, que armazenam directamente a energia eléctrica a ser utilizada no motor eléctrico. As tecnologias consideradas “maduras”, são as baterias de ácido-chumbo (*lead-acid*), de níquel-cádmio (Ni-Cd, *Nickel-Cadmium*), de hidretos metálicos de níquel (Ni-MH, *Nickel-Metal-Hydride*) e as de iões de lítio (Li-Ion, *Lithium-Ion*). Reportando-se à época do planeamento da primeira fase do projecto, existiam grandes expectativas, que vieram a verificar-se, em relação às baterias de polímeros de Lítio (Li-Po, *Lithium-Polymer*), que utilizam electrólito sólido de polímeros.

Para o veículo em questão foram estudadas diversas alternativas. Assim, depois de definido que a tensão nominal, para a associação de baterias, seria de 96 V, as hipóteses recaíram na utilização em série de 8 baterias de 12 V, 4 de 24 V ou 16 baterias de 6 V.

A hipótese mais económica seria a utilização de baterias de ácido-chumbo. Um aspecto relevante é que, normalmente, a capacidade C , em Ah, das baterias de ácido-chumbo, é indicada para uma descarga a $C/20$, isto é, efectuada durante 20 h. No entanto, em tracção eléctrica, a descarga é normalmente efectuada muito mais rapidamente, por exemplo em 3 h ou em 5 h, devendo por isso ser indicada para $C/3$ ou $C/5$, respectivamente. Como a capacidade de energia que se consegue extrair de uma bateria é tanto menor quanto maior for a velocidade de descarga, é importante comparar a capacidade das baterias para a mesma taxa de descarga. [2.13]

Na Tabela 2.8 apresentam-se dados comparativos referentes às diversas baterias que foram equacionadas para a implementação da primeira fase do projecto de veículo eléctrico.

Tabela 2.8. Comparação do conjunto de baterias para obter 96 V, a C/3, em 2005.

Tipo de Bateria	Tensão x N.º baterias em série	Capacidade Ah (C/3)	Energia total kWh (C/3)	Massa kg	Volume dm ³	Custo €
Ácido-Chumbo	12 x 8 = 96 V	(55 a C/20)	(7,9 a C/20)	159,2	69,5	1 200
Ni-Cd	6 x 16 = 96 V	100	9,6	206,4	123,8	9 200
Ni-MH	12 x 8 = 96 V	100	9,6	148,8	70,4	18 400
Li-ion	10, 8 x 9 = 97,2 V	84	8,2	72,0	50,9	(>> 18 400)
Ni-MH VH module	12 x 8 = 96 V	13 (2C)	2,9 (C/1,5)	48	27,2	2 200

As primeiras baterias, de Ácido-Chumbo, apesar de económicas, não foram seleccionadas devido à sua massa e previsível diminuição acentuada do valor da energia total, efectivamente disponível quando considerada a taxa de descarga de C/3. As três seguintes – Ni-Cd, Ni-MH e Li-ion –, apesar de terem elevada energia, apresentavam massas, volumes e/ou custos incomportáveis para o projecto em causa. Optou-se então pela utilização de módulos de Ni-MH (modelo 10S VH FL, do fabricante SAFT), representados na Figura 2.8, tendo uma boa relação qualidade-preço para o veículo eléctrico em estudo. Com efeito, utilizando dois conjuntos em paralelo, de oito baterias em série, esperava-se obter uma autonomia entre 45 a 60 km, com uma massa total de 48 kg, volume de 27,2 dm³ e um custo aproximado de 2 200 €. [2.13] [2.14]



Figura 2.8. Fotografia da uma bateria designada por *Super High Energy Ni-MH battery module* da SAFT.

2.3.3 CONVERSOR DC/DC BIDIRECCIONAL

Uma das possibilidades do VEV escolhido é poder ser alimentado directamente a partir do seu barramento DC, com uma tensão compreendida entre 550 e 800 V. Esta característica condicionou a escolha do tipo de associa o de baterias, que neste caso disponibilizam 96 V, sendo necessário ainda, proceder à eleva o desta tensão para valores que permitam o funcionamento do VEV. Esta conversão poderia ser efectuada por intermédio de diversos tipos de circuitos, tendo a escolha recaído num conversor DC/DC do tipo elevador, ou *Boost*, tal como o representado na Figura 2.9 a), visualizando-se as duas fases necessárias   eleva o de tensão. O sistema de controlo faz variar o *duty-cycle* (d_j) do conversor, de acordo com a equa o (2.12), permitindo que a tensão   saída se situe dentro da gama especificada. Como elemento comutador optou-se por utilizar um braço de IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistors*), tendo em conta a facilidade de comando e as tensões e correntes envolvidas.

$$v_{DCLink} = \frac{v_j}{1 - d_j} \quad (2.12)$$

Outro objectivo do projecto é o aproveitamento da energia da travagem regenerativa como meio de aumentar a autonomia do sistema. Uma das consequências deste aproveitamento, para uma autonomia especificada, poderá ser a diminui o do número de baterias a utilizar, reduzindo-se assim, a massa e o volume dos elementos de armazenamento de energia.

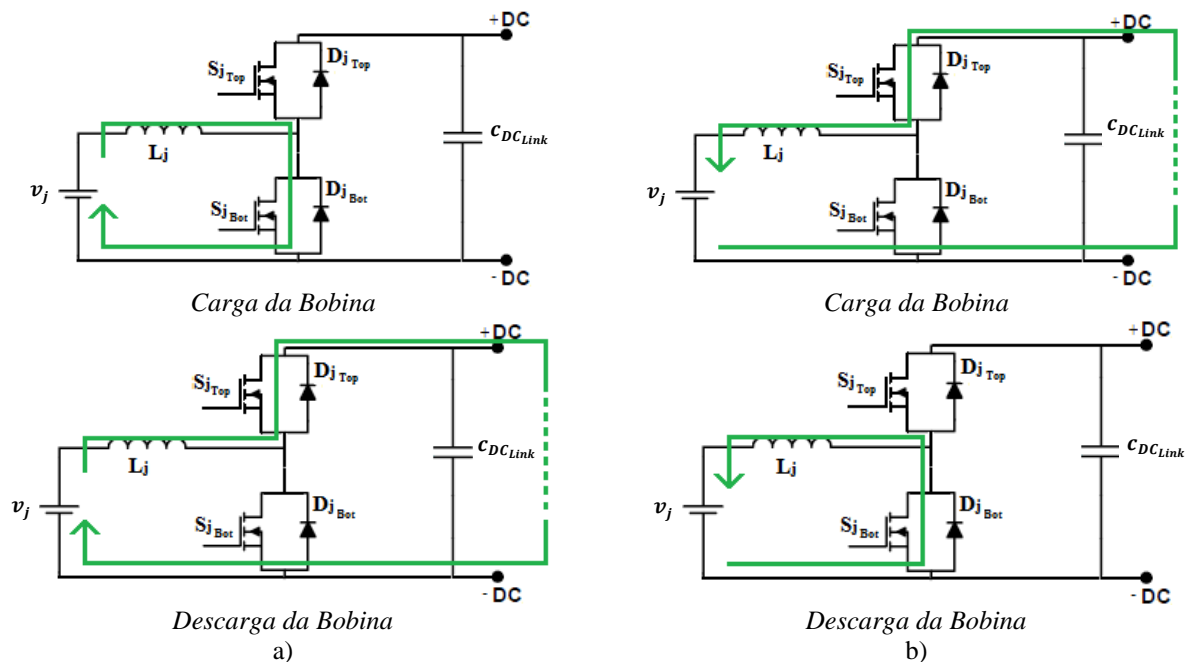


Figura 2.9. Conversor DC/DC: a) Funcionamento como elevador (*Boost*); b) Funcionamento como redutor (*Buck*).

O VEV utilizado neste projecto já inclui um módulo de regeneração de energia, que é disponibilizada no barramento DC deste equipamento, sendo ainda necessário considerar um conversor redutor, ou *Buck* (Figura 2.9 b)), para efectuar o abaixamento de tensão, equação (2.13), para valores compatíveis com o das baterias e/ou de outro sistema de armazenamento mais adequado.

$$v_j = v_{DC_{Link}} \cdot d_j \quad (2.13)$$

Utilizando a topologia da Figura 2.9, que representa um conversor DC/DC bidireccional e uma malha de realimentação adequada ao controlo dos IGBT, é possível obter trânsitos de potência nas duas direcções, isto é, fonte-carga ou carga-fonte. Por exemplo, actuando de forma adequada nos respectivos interruptores de potência, no modo redutor são utilizadas as fases apresentadas na Figura 2.9 b) e no modo elevador as fases são as presentes na Figura 2.9 a).

Na primeira fase do projecto, apenas se implementou o modo elevador utilizando um sistema de controlo baseado numa malha fechada construída em electrónica analógica, cujo principal componente é um circuito integrado que controla o PWM para uma referência fixa de tensão no barramento DC do VEV de 600 V [2.17]. Assim, especificou-se uma oscilação (*ripple*) da corrente de 3 A e uma frequência de comutação de 20 kHz, a fim de reduzir o tamanho dos interruptores de potência. A indutância da bobina deve suportar as correntes máximas do conversor DC/DC com saturação mínima. Nesse sentido, construiu-se uma bobina com núcleo toroidal de pó magnético, com perdas reduzidas, e uma indutância de 1 344 μ H.

Para reduzir as oscilações da tensão no barramento DC geradas pelo conversor DC/DC, dimensionou-se um condensador de 47 μ F. No entanto, para se utilizar um valor comercial, foi escolhido um condensador de 100 μ F (GLI900-100) do fabricante EPCOS com baixo ESR. O braço de IGBT escolhido foi o CM100DY-24A da MITSUBISHI com correntes máximas de 100 A, sendo este montado sobre um dissipador de calor ventilado, com baixa resistência térmica. [2.17] [2.18] [2.19]

O circuito de controlo foi desenvolvido para proteger o circuito de potência contra sobrecargas, incluindo limitação da corrente máxima de saída e *shut-down* automático quando ultrapassadas determinadas condições, e sobretudo para fornecer uma resposta rápida, sem oscilações, para variações rápidas de carga na saída. Foram testadas, por simulação, algumas soluções disponíveis de controlo clássico mas os resultados obtidos mostraram-se insatisfatórios. Por conseguinte, a solução de controlo escolhida foi baseada numa análise de variáveis de

estado, que ao contrário das outras estratégias clássicas, apresentou uma resposta dinâmica bastante boa. As variáveis de referência que foram utilizadas para implementação do circuito de controlo são: a tensão de saída e a corrente da bobina através de sensores de tensão e corrente do fabricante LEM. Na Figura 2.10 é mostrada uma fotografia do primeiro protótipo de conversor DC/DC implementado na primeira fase do projecto VEIL. [2.17] [2.18] [2.19]

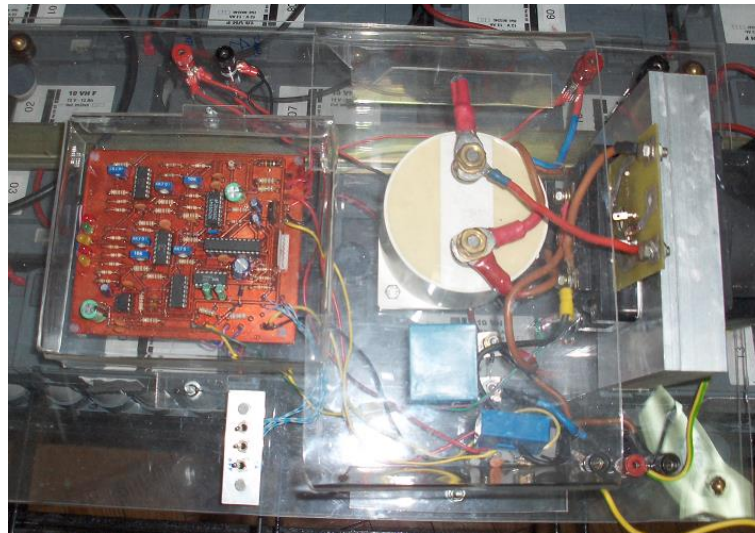


Figura 2.10. Primeiro protótipo de conversor DC/DC.

A partir de testes laboratoriais e em estrada o conversor DC/DC, embora de potência reduzida (≈ 4 kW), mostrou um comportamento satisfatório, apresentando uma tensão de saída estável em condições de carga muito variáveis. O rendimento medido foi ligeiramente inferior a 90%, um pouco abaixo do que o previsto, mas na construção da bobina foi impossível manter um valor fixo de indutância, não tendo esta seguido parâmetros rigorosos de construção e nesta fase nenhum ajuste foi implementado às comutações dos IGBT, podendo ser expectável um aumento do rendimento deste componente em fases subsequentes. O primeiro conversor foi projectado para que possam ser colocados conversores adicionais em paralelo, caso venham a ser solicitadas maiores potências ou existam novas fontes de energia embarcadas no veículo [2.18] [2.19].

2.3.4 SISTEMA DE CONTROLO DE TRACÇÃO

O sistema de controlo de tracção é composto pelo conjunto de elementos sensores e actuadores e pelo software que inclui os algoritmos de controlo de tracção do veículo eléctrico. Com a alteração da motorização para eléctrica, o conjunto de sistemas de comando conhecidos como tipicamente mecânicos (acelerador, travão e caixa de transmissão) teve que ser alterado

para sistemas eléctricos/electrónicos, mantendo-se inalterada a interacção condutor-veículo (pedais, selector de velocidades, etc.).

Como o sistema de tracção original possuía uma transmissão do movimento com variação da velocidade automática, em função da velocidade de rotação do motor, então a condução deste tipo de veículos é simplesmente baseada em dois pedais, acelerador e travão, em conjunto com uma alavanca inversora do sentido de marcha. Com a transformação em veículo eléctrico, e face à solução escolhida, o controlo da velocidade do motor é efectuada pela variação da frequência de alimentação do motor de indução, sendo a inversão do seu sentido de rotação obtida por alteração da sequência de fases, controlada automaticamente pelo VEV.

Portanto, houve a necessidade de informar o sistema das posições dos pedais e do selector do sentido de marcha, como se apresenta no esquema da Figura 2.11, pelo que se colocaram sensores em ambos. Os sensores utilizados nos pedais são idênticos e correspondem a potenciómetros de precisão, que variam a sua resistência em função da posição do cursor, ideais para medir movimentos de rotação e já utilizados na indústria automóvel, nomeadamente, nos carros convencionais mais recentes. [2.20] [2.21]

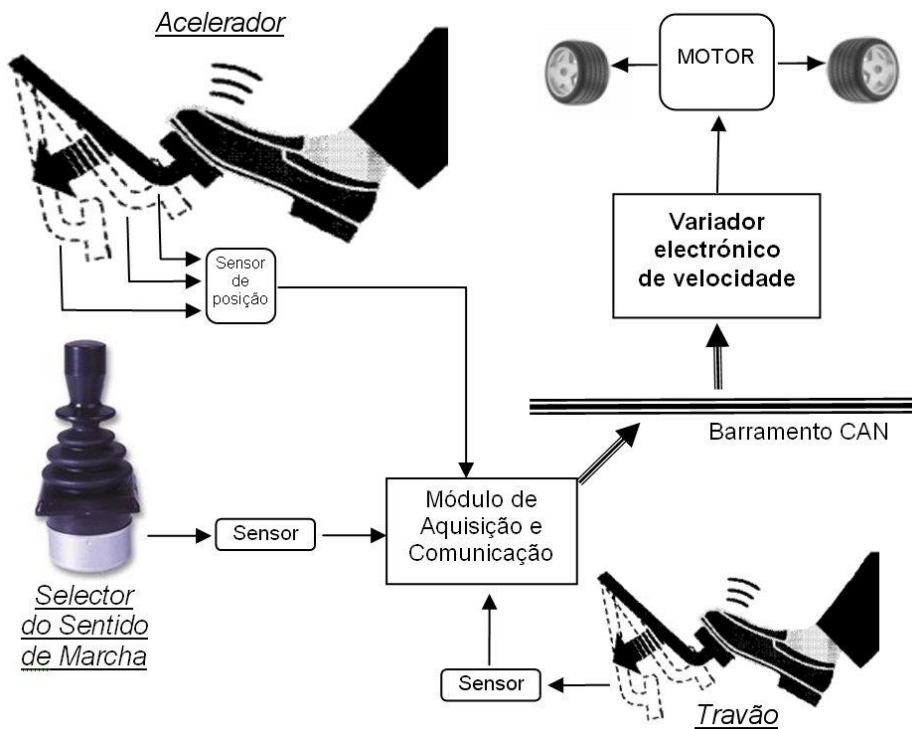


Figura 2.11. Arquitectura do sistema de controlo de tracção.

2.3.4.1 Sensores de Auxílio à Condução

O mecanismo de escolha do sentido de marcha foi implementado de modo a manter-se a alavanca original, desligando o acoplamento mecânico anteriormente existente. Por outro lado, foram introduzidos detectores eléctricos de posição (Figura 2.11), de tal modo que quando a alavanca se situa na posição “FRENTE”, esta é detectada e a ordem é enviada ao VEV, permitindo assim que o motor rode no sentido pretendido. Quando a alavanca estiver na posição “TRÁS” o processo é idêntico, sendo enviada informação para que o motor rode em sentido contrário. [2.13] [2.14]

Relativamente ao sistema de aceleração, o potenciómetro acoplado ao acelerador permite referenciar a posição do pedal e assim determinar a velocidade pretendida pelo condutor (Figura 2.11). Este sistema de realimentação detecta a dinâmica de condução associada a situações como, por exemplo, condução em cidade, ultrapassagens, condução suave e, assim, responder com variadas rampas de aceleração em função do tipo de resposta pretendida pelo condutor. [2.13] [2.14]

Quanto à monitorização da utilização do pedal do travão, também aqui o potenciómetro tem a função de identificar a posição do pedal, sendo em função desta activada (Figura 2.11). Numa primeira fase e por questões de segurança, a imobilização completa do veículo eléctrico é feita com um sistema de travagem mista eléctrica e mecânica, reunindo as vantagens, já discutidas, de uma travagem eléctrica com a robustez e segurança da travagem mecânica. Nesta solução a travagem eléctrica é sempre a primeira a entrar em acção, tendo-se reservado 20 % do curso total do potenciómetro para esse efeito e os restantes 80 % para a travagem mecânica. Para tal, provocou-se um atraso da bomba de óleo do sistema de travagem mecânica para que este somente entre em acção aquando das solicitações de imobilização total e/ou travagens de emergência. Na primeira parte da travagem é dada ao VEV a indicação de regeneração de energia e de imediato esta é injectada no barramento principal DC. Na situação da tensão ultrapassar o valor máximo admissível (perigo para o VEV, conversores DC/DC e baterias), é fechado um circuito de dissipação de energia, constituído por uma resistência de potência. [2.13] [2.14]

A troca de informações entre os diversos sistemas (sensores, potenciómetros, detectores de posição, VEV) é feita através de uma rede de comunicações, referenciada na Figura 2.11 com rede CAN (*Controller Area Network*) [2.22]. Esta rede foi proposta pela Bosh, na Alemanha, na década de 80, tendo em vista a aplicação em veículos automóveis. A rede CAN apareceu como

solução para evitar a proliferação de cabos utilizados na interligação de um número crescente de unidades electrónicas de controlo (ECU – *Electronic Control Unit*) existentes nos automóveis. Assim, esta rede permitiu uniformizar as comunicações entre ECU e diminuir drasticamente o número de cabos. Em 1993, a rede CAN tornou-se uma norma internacional através das normas ISO11896 (aplicações de alta velocidade) e ISO11519 (aplicações de baixa velocidade) [2.22].

2.3.4.2 Rede de Comunicação, Armazenamento de Dados e Visualização

A rede de comunicação do protótipo VEIL, como anteriormente referido, é baseada em CAN, com um protocolo de alto nível designado FTT-CAN [2.23], tendo sido a sua escolha exhaustivamente explicada em [2.18]. Como mencionado nessa publicação, esta rede corresponde a uma rede de dados essencialmente utilizada para a troca de informações entre os diversos subsistemas do protótipo, permitindo um processamento em tempo real e respostas rápidas do sistema de tracção. O protocolo e as redes CAN são das mais amplamente utilizadas na indústria automóvel, na indústria aeronáutica (das mais exigentes relativamente a aspectos críticos de segurança) e no controlo de sistemas industriais.

O protocolo de alto nível FTT-CAN tem um ciclo com duas fases (duas janelas, uma para mensagens síncronas e outra para as assíncronas), sendo a adição de novas mensagens na rede de comunicação (correspondendo a novas funcionalidades) com regularidade garantida e também mensagens esporádicas correspondentes a eventos ou alarmes que não possuem características periódicas. [2.23]

A rede implementada está representada na Figura 2.12, com os nós de interligação identificados (presentes na primeira versão do protótipo e planeados para próximas fases do projecto – sombreados a verde). Cada ECU é implementada com uma única placa de circuito impresso, construída com um microcontrolador PIC18F2680, e alguns componentes adicionais, estando todos eles disponíveis comercialmente. O microcontrolador utilizado tem um controlador CAN integrado, e a placa de circuito impresso implementada permite uma construção modular do projecto, permitindo a sua replicação por todos os subsistemas do veículo que se pretendam controlar, actuar ou monitorizar. É fundamental, num projecto como o VEIL, que a rede de comunicação possa ser facilmente expandida, permitindo uma gestão distribuída e eficaz do veículo eléctrico. [2.19]

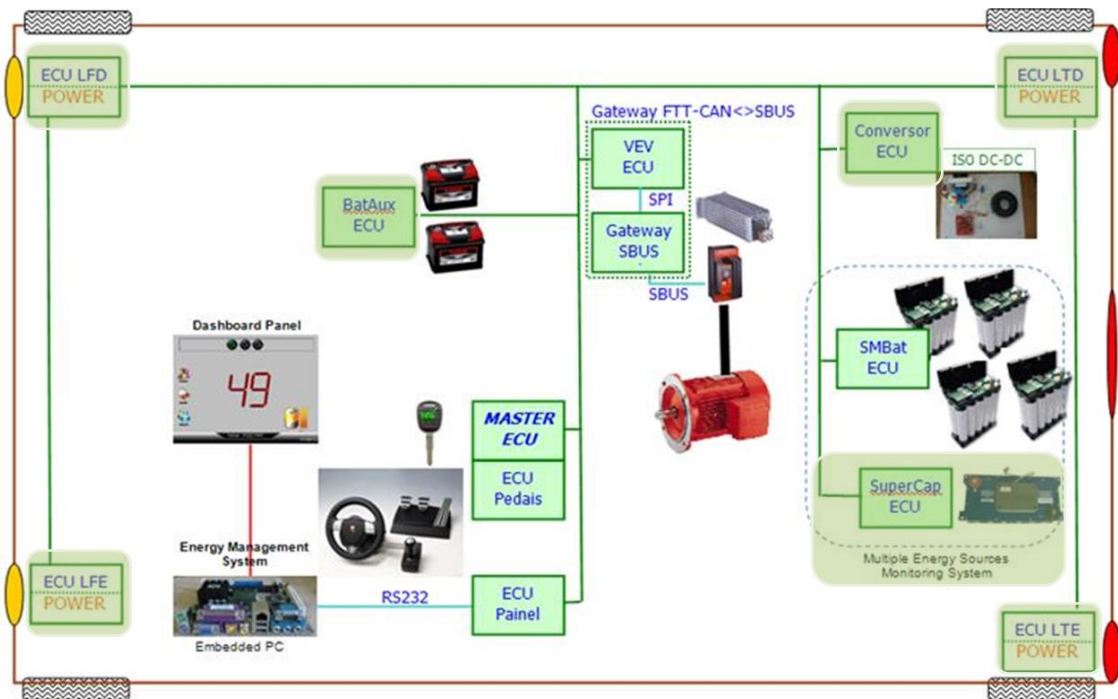


Figura 2.12. Arquitectura de controlo do protótipo VEIL com sensores, actuadores e unidades de processamento (alguns dos componentes mostrados diferem dos utilizados   época).

Tendo por base a arquitectura de controlo do protótipo apresentado na Figura 2.12 (não considerando os nós sombreados a verde), as mensagens trocadas na rede FTT-CAN são as seguintes.

- **Master ECU** –   o nó mestre do FTT-CAN (*master node*), que controla todas as comunica es na rede e produz o disparo (*trigger*) elementar do ciclo de mensagem;
- **Pedais ECU** – Efectua as leituras da posi o dos pedais e coloca na rede a informa o da posi o do acelerador e do travão;
- **SMBat1 ECU** – L  a tensão e temperatura individual das baterias do banco 1 e a sua corrente, assim como, coloca na rede a informa o relativa   tensão e temperatura individual de cada bateria e da corrente do banco 1;
- **SMBat2 ECU** – Idêntico ao SMBat1, mas para o banco 2 das baterias;
- **Painel ECU** – Reúne toda a informa o disponível na rede e envia-a através de uma liga o RS 232 para o computador pessoal (PC) embarcado no veículo, recebe ainda, do PC, informa es sobre a programa o do *Cruise Control*, velocidade limite do veículo e produz as mensagens correspondentes para a rede de comunica o;

- **Gateway FTT-CAN<>SBUS** – Responsável pela troca de mensagens entre a rede CAN e o variador electrónico de velocidade.

Os nós designados por **Conversor**, **Supercap**, **BatAux** e **Lights ECU** encontram-se em processo de desenvolvimento. Um objectivo secundário do projecto VEIL, passa por desenvolver e implementar estratégias designadas por *x-by-wire* para o protótipo. Nesse sentido, serão seguramente necessários mais ECU e algum *hardware* específico, mas somente após uma análise completa do ponto de vista da sua confiabilidade e razoabilidade, se conseguirá saber a real necessidade da expansão da actual rede de comunicação.

Outro aspecto relevante do ponto de vista da estrutura da rede de comunicação é a procura de um veículo eléctrico moderno com um painel de instrumentos totalmente digital, onde seja exibidas todas as informações, de forma perceptível, relevantes para o auxílio à condução. Assim nesta fase do projecto implementou-se um *display* (ou painel de instrumentos) que congrega diversas informações.

O painel de instrumentos deve fornecer todas as informações relevantes e necessárias sobre as condições de operação do veículo. Este apresentará tanto a informação directa, como a velocidade do veículo, o factor de carga do motor, a tensão ou estado de carga dos bancos das baterias e da tensão do barramento DC, energia consumida, etc., como a integração de algumas grandezas de forma a fornecer informações como a autonomia, distância da viagem, velocidade média, consumo médio, etc.. Adicionalmente, o painel deverá permitir a configuração de alarmes relacionados com algumas variáveis, por exemplo quando a energia da bateria diminui abaixo de um determinado limite.

Inicialmente foram implementados *displays* em sistemas móveis denominados assistentes digital pessoal (PDA), conforme relatam as referências [2.24], mas com a instalação do PC embarcado, optou-se por se utilizar um display mais abrangente e com maiores capacidades [2.19] [2.25]. O referido *display* possuiu a possibilidade de configurar versões personalizáveis que cada condutor poderá seleccionar, a partir de um conjunto pré-definido de modelos. O *software* foi desenvolvido em *Processing*, uma linguagem de Programação Orientada a Objectos baseada na linguagem Java. [2.19]

Um exemplo de *display* implementado é apresentado na Figura 2.13. A par do pequeno PC também foi montado no veículo um pequeno ecrã de 7” TFT-LCD, sensível ao toque, para que o condutor possa activar várias funções tocando simplesmente no ícone correspondente, por exemplo, entrar em modo de *Cruise Control* ou parametrizar a velocidade máxima de circulação.

No sistema de monitorização foi adicionado um mecanismo de registo de dados executado pelo *software* desenvolvido para o painel de instrumentos, como sendo a gravação de tensão, correntes e temperaturas recolhidos por um sistema de monitorizações das baterias, velocidades do veículo e do motor, tensão do barramento DC, temperatura e corrente do VEV e respectivo modo de funcionamento (*status*), e ainda várias mensagens recolhidas pelo Painel ECU. O *software* cria um ficheiro do tipo “*.csv” para registar os dados acima descritos, o que permite uma análise posterior, muito útil num projecto que se pretende dinâmico e com capacidade de evolução.

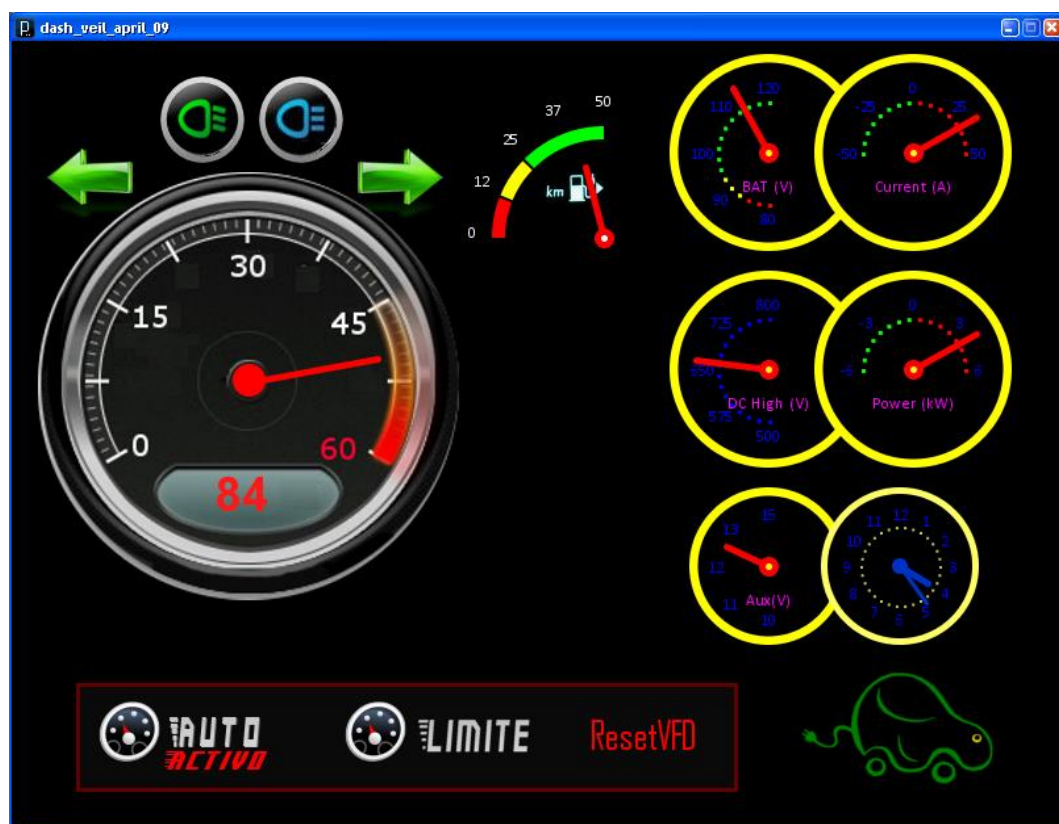


Figura 2.13. Uma das possíveis versões disponíveis para painel de instrumentos do protótipo VEIL.

2.3.4.3 Sistema de Monitorização das Baterias

Sendo as baterias um sistema de armazenamento de energia eléctrica na forma electroquímica, tornando-se um sistema crítico num veículo eléctrico, é fundamental uma monitorização eficaz, devendo ser feita individualmente, no caso de existir associações de células em série e em paralelo. O sistema de monitorização das baterias do VEIL, apresentado em [2.26], é

implementado com uma ECU (baseada num PIC18F2680) conectado à rede de comunicação principal, que actua, simultaneamente, como um mestre de uma sub-rede de comunicações constituída por um grupo de sensores com uma sub-rede CAN, fisicamente isolada da principal, conforme se pode ver na Figura 2.14.

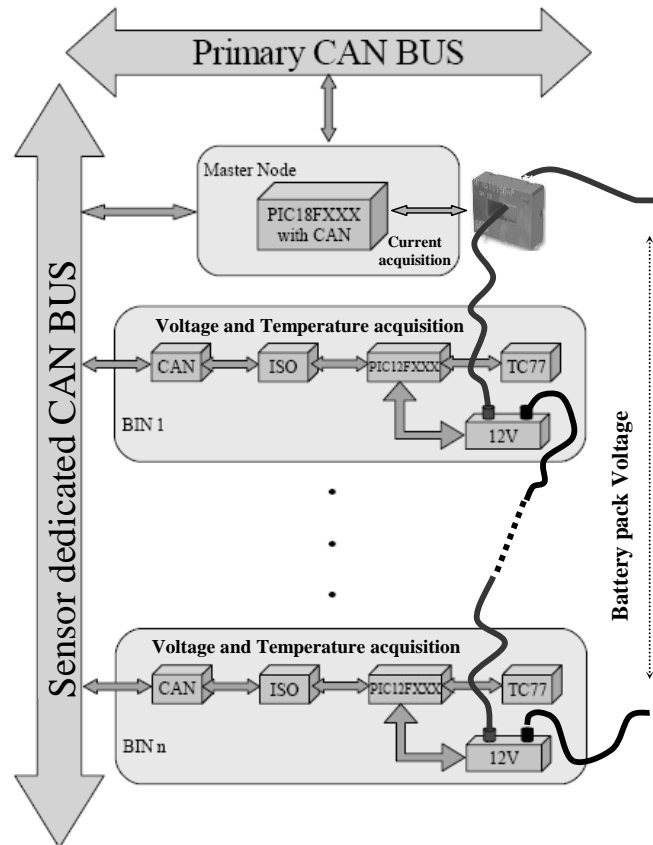


Figura 2.14. Arquitectura da sub-rede de monitorização de um banco de baterias Ni-MH. [2.26]

Cada nó de monitorização, chamado BIN (*Battery Interface Node*) e apresentado na Figura 2.15, está ligado a cada bateria do banco e é construído baseado num microcontrolador muito pequeno (PIC12F683), que lê a tensão e temperatura individual de cada bateria. Estes nós foram essencialmente projectados para terem um baixíssimo custo e elevada eficiência na aquisição e envio das variáveis em análise. [2.26]

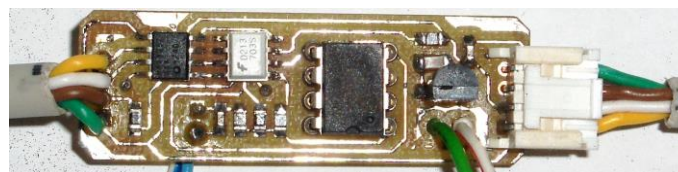


Figura 2.15. Fotografia de um BIN para aquisição da tensão e temperatura de uma bateria com dimensão reduzida (48×15 mm). [2.26]

Cada módulo é digital e electricamente isolado, e está ligado por um CAN *transceiver* que é alimentado pelo nó principal da rede de sensores, nó mestre (Figura 2.14). O recurso a microcontroladores com memórias *flash* garante flexibilidade e capacidade de actualização. As camadas superiores de comunicação são todas implementadas por *software*. O módulo ECU mestre de cada sub-rede de monitorização adquire a corrente de cada banco de baterias, através de um sensor de efeito *Hall* (circuito fechado), e recolhe os dados (tensão e temperatura) dos BINs de cada sub-rede. O algoritmo do *software* em execução nos módulos mestre das sub-redes de monitorização das baterias é apresentado na Tabela 2.9.

Tabela 2.9. Pseudo-código do algoritmo do nó mestre de cada sub-rede de monitorização. [2.26]

```
BEGIN
Inicializações;
  1: Esperar pedido;
    Adquirir tensão e temperatura;
    Compor quadro (dados + CRC);
    Esperar x milissegundos para o slot correspondente;
    Enviar quadro;
  GOTO 1;
END
```

O sistema sucintamente aqui descrito é muito flexível e modular, e com apenas pequenas alterações, poderá monitorizar bancos com um maior número de baterias ou células, baterias com outra química, ou mesmo outros sistemas de armazenamento de energia baseados em células, nomeadamente, supercondensadores.

O Projecto VEIL pretende ser uma plataforma de investigação e desenvolvimento em constante evolução, para apoiar o ensino e a divulgação de tecnologia associada aos veículos eléctricos rodoviários. Ainda na primeira fase, o protótipo foi submetido a alguns melhoramentos, em particular, o desenvolvimento de um conversor DC/DC adicional para ser usado em paralelo com o apresentado na secção 2.3.3, de forma a aumentar a potência transferida para o sistema de tracção. Existiu também alguma evolução na rede de comunicação com adição de novos nós e um novo algoritmo de controlo de tracção com uma maior resposta dinâmica. Na Figura 2.16 encontra-se uma fotografia com o aspecto final dos componentes estruturantes da transformação feita ao Ligier 162 GL para a sua versão eléctrica, onde se identifica o monitor TFT-LCD de 7" com o painel de instrumentos, o VEV industrial, a rede de comunicação CAN com alguns dos seus ECU, os dois conversores DC/DC e as baterias de Ni-MH.

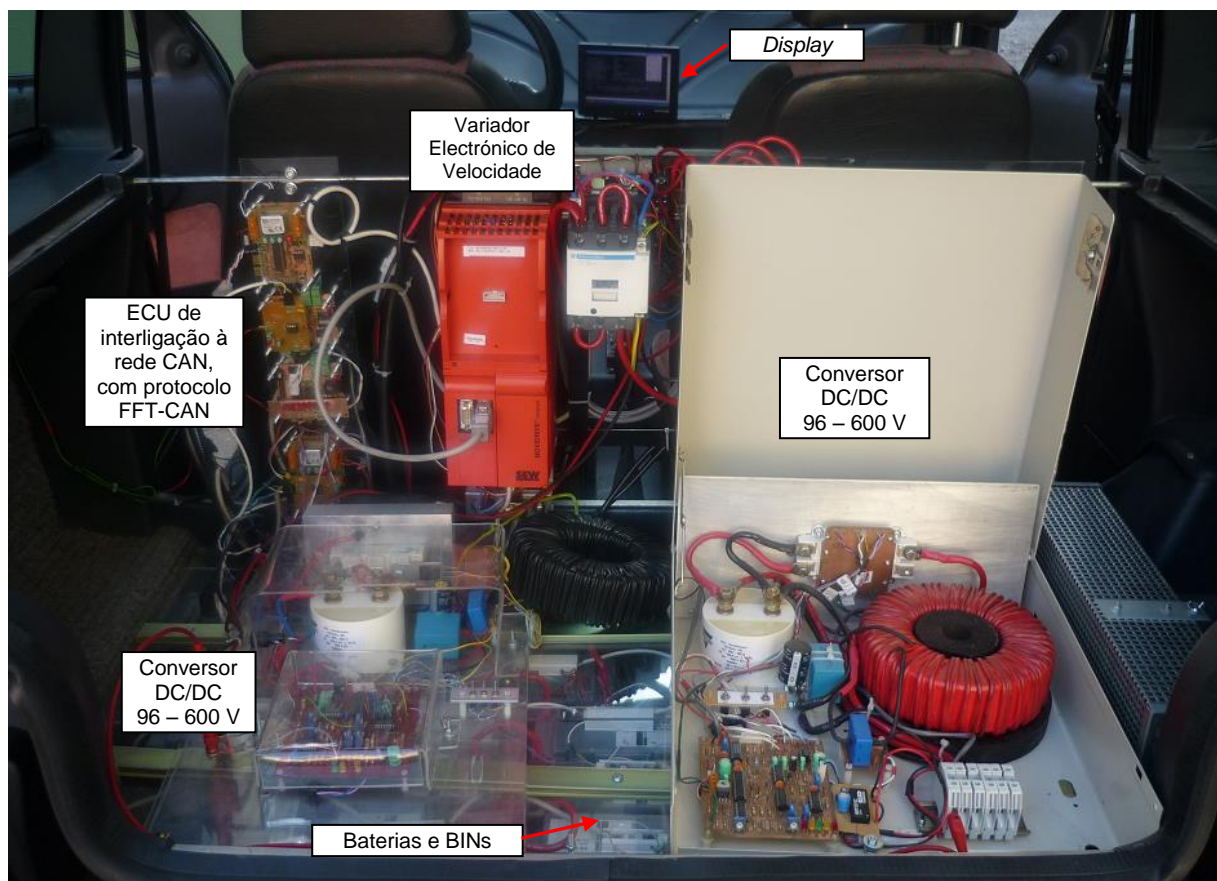


Figura 2.16. Aspecto final dos componentes utilizados no protótipo VEIL: Bancos de baterias de Ni-MH e respectivo sistema de monitorização, VEV industrial, Conversores DC/DC, rede de comunicação CAN e respectivos ECU e painel de instrumentos. [2.19]

2.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O projecto VEIL deu origem a um veículo eléctrico obtido por transformação de um Ligier 162 GL, conforme se descreveu nas secções anteriores. Nesta fase apresentam-se alguns resultados obtidos durante a realização de testes experimentais com o protótipo VEIL. Por questões de segurança e imposições legais, os testes em estrada foram realizados no *campus* do ISEC, como mostrado na Figura 2.17. Efectuaram-se quatro testes, um primeiro teste para a aferição da velocidade máxima (50 km/h) e respectivo desempenho na aceleração (dos 0 aos 50 km/h), um segundo relativo à realização de uma aceleração em rampa (0 aos 18 km/h) com declive de 11%, e um terceiro e quarto teste realizados num percurso fechado, contendo subidas, descidas e ainda um percurso plano. O terceiro corresponde a uma condução livre no percurso em questão e o quarto foi realizado com uma deslocação a velocidade constante durante cinco voltas consecutivas.



Figura 2.17. Protótipo VEIL durante a realização de testes em estrada no *campus* do ISEC.

Os circuitos usados para os testes em estrada encontram-se na planta da Figura 2.18: i) percurso fechado, identificado por uma linha tracejada vermelha, e ii) percurso em rampa representado por linha tracejada verde.

Na análise dos resultados apresentados nas secções seguintes, deve-se salientar que este veículo está limitado, por lei, a um motor com potência útil de 4 kW e a uma velocidade máxima de 45 km/h. Além disso, as baterias usadas, por restrições do fabricante e de um fusível incorporado em cada bateria, limitam a corrente de cada banco a 25 A (30 A durante 5 s e 50 A durante 0,5 s). Portanto, considerando os dois bancos de baterias, fica disponível uma corrente total de 50 A (máximo 60 A, durante 5 s), o que corresponde a uma potência fornecida, ao sistema de tracção, de cerca de 5 kW, considerando-se um perfeito equilíbrio de carga entre os dois bancos.

Nas próximas secções, todos os resultados obtidos pelo sistema de monitorização das baterias e comunicação com o VEV, foram recolhidos através da rede de comunicação e posteriormente armazenados com o *software* do painel de instrumentos no PC embarcado no VEIL. Apresentam-se também os resultados de um teste onde se efectuou uma carga aos bancos das baterias, registando-se a evolução da corrente em cada banco, as tensões e temperaturas individuais, tendo-se confrontado a temperatura de duas baterias registada pelo sistema de monitorização, implementado no projecto, com uma monitorização feita através de uma câmara termográfica.

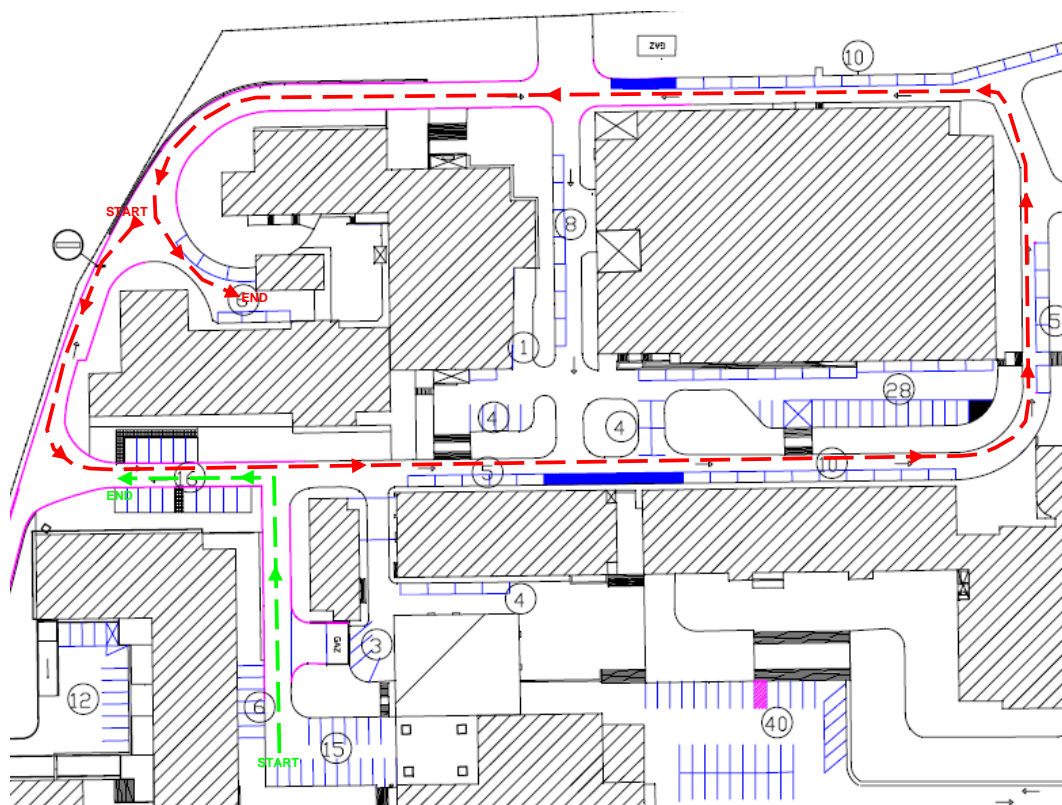


Figura 2.18. Circuitos utilizados nos testes em estrada realizados no *campus* do ISEC.

2.4.1 RESULTADOS PARA VELOCIDADE MÁXIMA E ACELERAÇÃO DOS 0 AOS 50 km/h

O primeiro teste em estrada, que se apresenta, consistiu em verificar a capacidade do protótipo em atingir a velocidade máxima para o qual foi projectado, 50 km/h e avaliar o tempo necessário para se obter a respectiva aceleração. Para o efeito, escolheu-se uma estrada em linha recta com declive nulo no *campus* do ISEC.

Na Figura 2.19 apresentam-se os resultados obtidos para uma velocidade de referência de 50 km/h, ligeiramente mais elevada do que o limite legal de 45 km/h, onde se verifica que a velocidade pretendida foi alcançada em cerca de 27 s. Logo, para não ultrapassar os valores máximos de corrente das baterias houve a necessidade de aumentar a rampa de aceleração e assim, nunca ultrapassar a potência máxima das mesmas. De salientar que, os resultados em regime permanente, velocidade constante de 50 km/h, revelam uma potência de 4,3 kW, indo ao encontro dos resultados obtidos por simulação (Figura 2.4), com uma potência útil de 3 kW, se se considerar um rendimento global (entre as baterias e a roda) de 70%. Este valor de rendimento global corresponde a valores típicos na cadeia de tracção de veículos eléctricos [2.27].

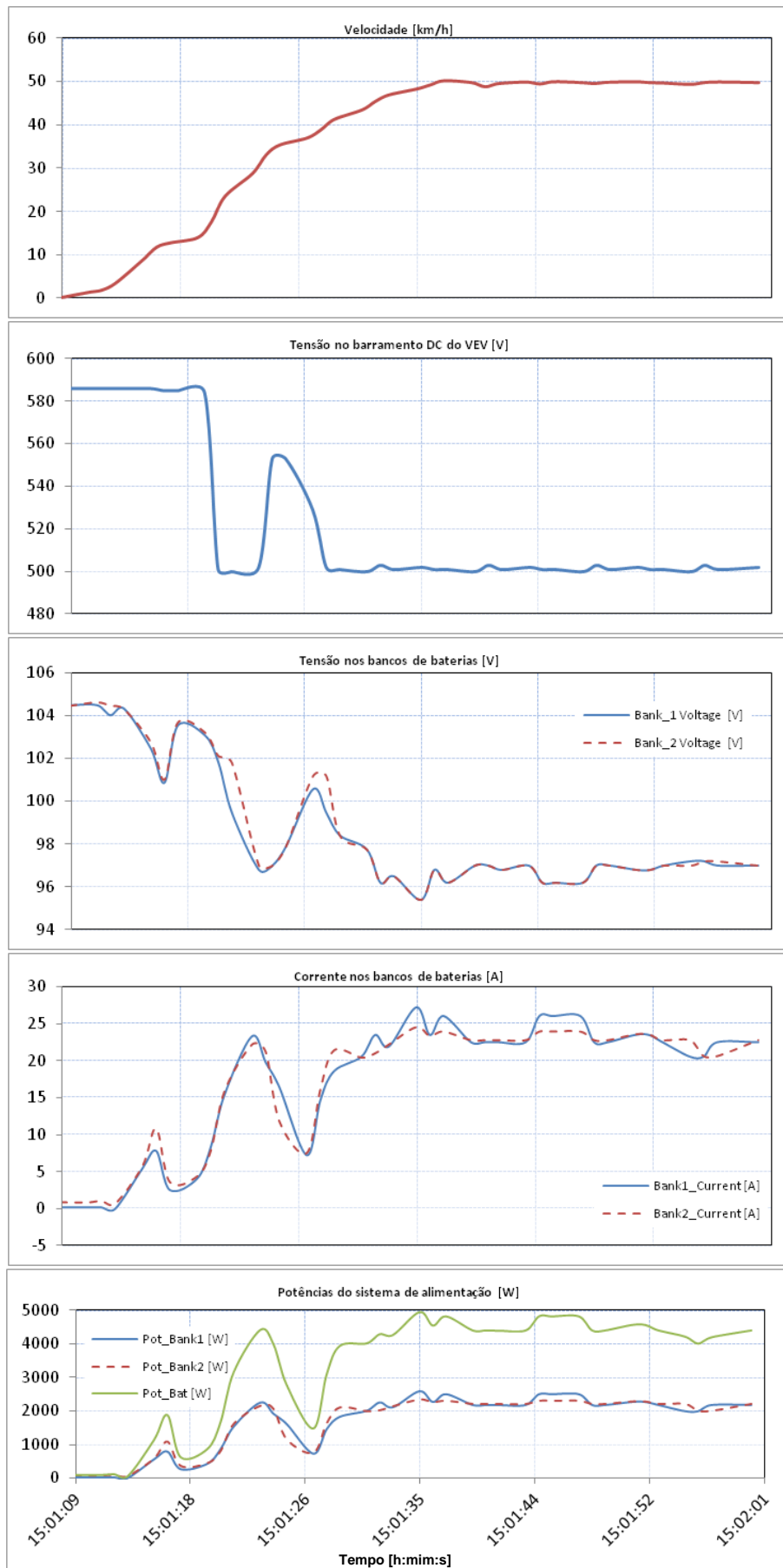


Figura 2.19. Resultados de velocidade máxima e aceleração dos 0 aos 50 km/h [2.19].

Os resultados mostram que, em termos de velocidade constante, o dimensionamento dos bancos de baterias está adequado aos requisitos estipulados para a velocidade cruzeiro do protótipo. De salientar que neste ensaio, as capacidades das baterias estão muito perto do seu limite. Os conversores DC/DC não conseguem manter a tensão do barramento DC na referência pretendida (600 V), decaindo para os 500 V, com o aumento de potência. O ensaio só foi possível pelo facto do VEV ter alguma tolerância na flutuação da tensão do seu barramento DC.

No sentido de melhorar a resposta dinâmica do veículo, ou seja, uma maior aceleração máxima, deve-se em futuras iterações do projecto equacionar um controlo mais cuidadoso das baterias e o estudo da inclusão de sistemas de armazenamento que permitam um maior fornecimento de potência durante os transitórios de aceleração, sabendo contudo, que essa opção aumentará a complexidade do sistema de controlo do veículo. Nessa versão, será necessário projectar um sistema de gestão de energia eficiente e capaz de gerir os trânsitos de potência de múltiplas fontes de energia em tempo real e conversores DC/DC, cujo controlo permita uma maior estabilidade da tensão do barramento DC do VEV em torno da sua tensão nominal, como é objectivo desta tese.

2.4.2 RESULTADOS NA SUBIDA DE UMA RAMPA

Relativamente ao teste do protótipo VEIL na subida da rampa descrita pelo traço tracejado verde na Figura 2.18, realizado com uma aceleração dos 0 aos 18 km/h e declive de 11%, verificou-se que o veículo efectua o percurso sem quaisquer restrições, obtendo os resultados presentes na Figura 2.20. Analisando os mesmos, verifica-se o aumento de corrente nas baterias ao longo da subida, atingindo o seu valor máximo durante cerca de 5 s, onde se pode ver um decréscimo acentuado da tensão nos bancos das baterias. Verifica-se ainda, que se a subida fosse mais íngreme ou com maior distância haveria a necessidade de se reduzir o valor da aceleração, por forma a diminuir a potência solicitada às baterias. Os resultados obtidos neste teste demonstram um ligeiro afastamento em relação aos que foram obtidos por simulação, verificando-se que o conjunto de baterias e conversores DC/DC restringem os requisitos inicialmente previstos no começo do projecto.

Novamente, perante os valores das grandezas em análise no teste em rampa, conclui-se que em futuras iterações do projecto, deve-se ponderar a possibilidade de aumentar a potência de alimentação do sistema de tracção, escolhendo para o efeito um maior número de bancos de baterias ou em alternativa um novo tipo de fonte que permita fornecer ao veículo os picos de potência solicitados na fase de subida da rampa. Optando-se por essa solução, haverá aqui

também, a necessidade de introduzir um sistema de gestão de energia capaz de maximizar a eficiência global do sistema de alimentação.

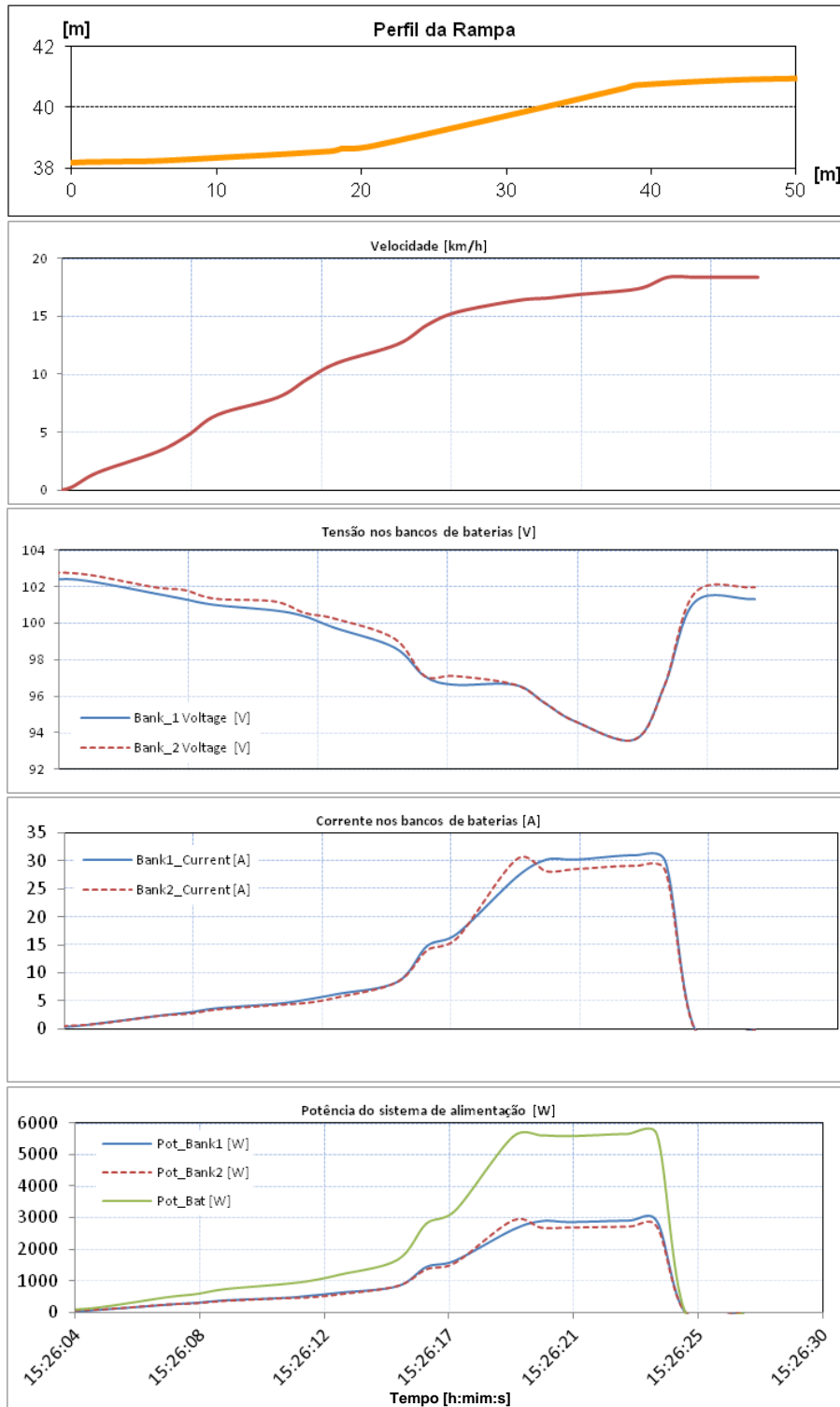


Figura 2.20. Resultados da subida de rampa com inclinação de 11% e aceleração dos 0 aos 18 km/h [2.19].

2.4.3 TESTES EM CIRCUITO FECHADO

O percurso em circuito fechado, utilizado para realização de alguns dos testes no *campus* do ISEC é representado na Figura 2.18 por uma linha tracejada vermelha. Cada volta deste percurso tem sensivelmente uma distância de 450 m, podendo ser decomposta em quatro fases distintas, nomeadamente, uma descida suave, uma subida muito ligeira, uma subida íngreme e uma descida moderada.

A orografia do circuito estudado nesta subsecção é representada no primeiro gráfico da Figura 2.21 e Figura 2.22, onde pode ser visto que a variação da altitude se situa entre os 40 m e os 45 m e a subida mais íngreme tem um declive 5,72 % (4 m de altitude em 70 m de distância).

2.4.3.1 Resultados com Condução Livre

Nos restantes gráficos da Figura 2.21, são apresentados os resultados obtidos durante a realização de uma volta ao percurso acima descrito, com condução livre, mas no entanto a baixa velocidade, com uma velocidade máxima de referência de 20 km/h, onde se identificam comportamentos distintos do veículo para as quatro fases do circuito.

Na primeira fase do circuito, onde existe uma ligeira descida, o veículo acelera até à velocidade de referência de 20 km/h, tendo uma duração de aceleração que ronda os 20 s. Depois de atingida a velocidade de referência e atendendo ao veículo estar numa ligeira descida, este compensa o efeito da inércia, passando para o modo de travagem regenerativa, como demonstra a evolução da tensão no barramento DC, apresentando picos que chegam aos 800 V ($t \approx 30$ s). Nessa altura, e para garantir a integridade do VEV e visto que nesta primeira fase o conversor DC/DC não possui a capacidade autónoma de reversibilidade, a energia gerada pela travagem é dissipada numa resistência de potência, instalada para o efeito.

Na segunda fase do circuito, subida muito ligeira, a velocidade de referência é de fácil manutenção com o respectivo aumento de corrente solicitada pelo motor e por conseguinte às baterias.

A terceira fase do circuito, começa por volta dos 90 s e 275 m percorridos, onde se inicia uma subida íngreme, depois de uma curva a 90° para a esquerda, o que de certa forma obriga a reduzir a velocidade do veículo. Nesta situação verificam-se as primeiras limitações do sistema de alimentação de energia, apresentando algumas dificuldades na alimentação correcta do VEV, isto é, manter um nível de tensão aceitável no barramento DC. Entre os 100 e os 120 s, a tensão de

alimentação do barramento DC do VEV cai várias vezes para os 400 V, obrigando a uma redução da velocidade durante a subida, para garantir o funcionamento correcto do sistema. Este facto deve-se, a neste ensaio, apenas se utilizar um único conversor DC/DC com potência máxima de 3 kW.

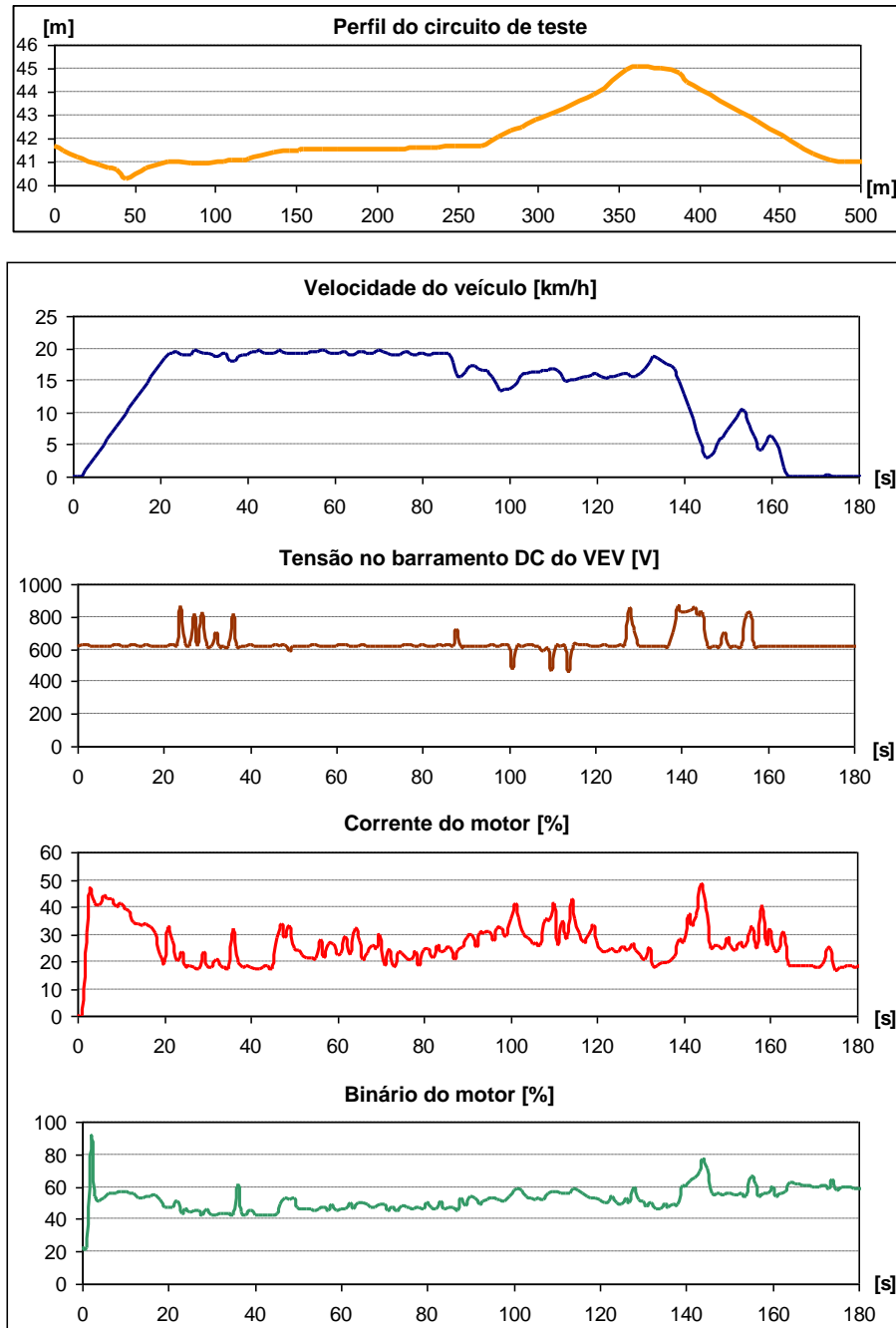


Figura 2.21. Resultados de uma volta ao circuito fechado com condução livre [2.18].

A última fase do percurso em circuito fechado corresponde a uma descida moderada, onde a redução de velocidade do veículo leva novamente à activação do modo de travagem regenerativa, como pode ser visto pela evolução do aumento da tensão do barramento DC, voltando a actuar o sistema de dissipação de energia no reóstato instalado para o efeito.

Como se pode concluir, pela análise efectuada aos resultados, sobretudo na terceira fase do circuito, verifica-se uma clara necessidade de aumentar a potência fornecida no barramento DC do VEV, o que poderá ser efectivado de duas formas complementares:

- Aumentar a potência do sistema de armazenamento e fornecimento de energia, através da adição de novos bancos de baterias e/ou outros sistemas de fornecimento de energia, onde obviamente será necessário a inclusão de novos conversores DC/DC;
- Implementar um sistema de gestão de energia eficaz que conjuntamente com os controladores dos conversores DC/DC faça a gestão dos trânsitos de potência e assim assegurar, nas condições de operação desejadas, um correcto funcionamento do veículo.

2.4.3.2 Resultados para uma Condução com *Cruise Control*

Neste ensaio, realizaram-se cinco voltas consecutivas ao circuito fechado, representando cerca de 2,5 km de distância percorrida, em modo *cruise control*, com uma velocidade de referência de 20 km/h. Esta velocidade foi escolhida por motivos de segurança, tendo-se considerado que correspondia à velocidade típica para deslocações em segurança de um veículo automóvel no percurso apresentado na Figura 2.18.

Na Figura 2.22, apresentam-se os resultados para o teste acima descrito. O primeiro gráfico mostra a orografia do percurso em função da distância percorrida, o segundo apresenta a velocidade do veículo, enquanto que o terceiro mostra a evolução da tensão aos terminais dos bancos de baterias durante a realização do ensaio e o quarto apresenta as potências fornecidas ao sistema de tracção. E finalmente, um quinto gráfico, com a potência gerada em modo de travagem regenerativa, demonstrando a capacidade de recuperação de energia, num pequeno percurso, mantendo-se a velocidade constante do veículo.

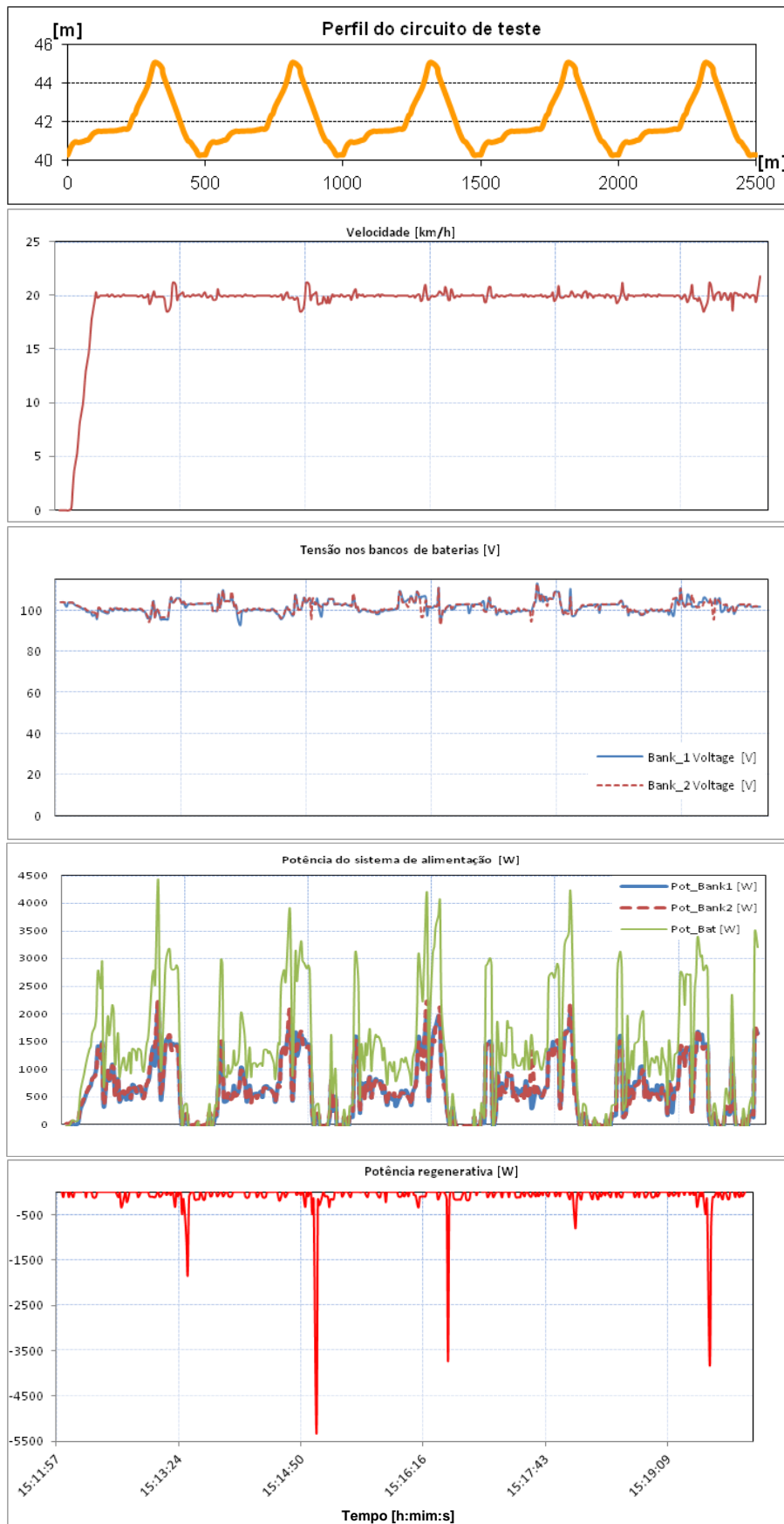


Figura 2.22. Resultados de cinco voltas ao circuito fechado com *Cruise Control* [2.19].

Neste ensaio verificou-se que o protótipo VEIL executa perfeitamente o percurso do circuito fechado com a velocidade de referência imposta pelo *cruise control*. Durante o percurso (~ 2,5 km), o consumo de energia foi 170,5 Wh, o que significa uma autonomia 42,5 km, para as condições do teste (2 passageiros, ~ 160 kg, velocidade constante de 20 km/h, percurso fechado descrito a vermelho na Figura 2.18). Analisando o último gráfico da Figura 2.22, se o protótipo estivesse preparado para armazenar a energia produzida durante as fases de travagem e desaceleração, considerando o rendimento de todos os sistemas na cadeia de alimentação do veículo – bateria até à roda –, este valor poderia atingir 45,3 km. Na realização dos ensaios, verificou-se, ainda, que do ponto vista da acção física, a travagem regenerativa está devidamente adaptada ao veículo em estudo, minimizando a utilização do sistema de travagem mecânico, que praticamente só foi utilizado em travagens de emergência e paragem completa do veículo. Este aspecto é fundamental no redimensionamento do sistema de travagem mecânica, visto auxiliar no prolongamento da sua vida útil e, sobretudo, permitir a reutilização da energia gerada pelo sistema electromecânico de tracção.

A autonomia estimada para uma velocidade constante de 50 km/h, em estrada plana e com apenas o condutor, deverá situar-se em torno de 33,7 km [2.19].

2.4.4 MONITORIZAÇÃO DE UMA CARGA REALIZADA ÀS BATERIAS

O sistema de monitorização dos bancos de baterias implementado, com auxílio de um BIN (Figura 2.15) por bateria, utilizando a rede de comunicação do VEIL e o sistema de armazenamento de dados, está completamente funcional e tanto serve aquando da descarga das baterias, apresentado nos testes acima referidos, como durante as recargas aplicadas às mesmas. Nesse sentido, o presente teste visa apresentar a monitorização de uma carga, em tempo real, de cada um dos bancos de baterias e respectivas baterias individuais, utilizando os dados registados no PC embarcado no protótipo, permitindo uma análise à posterior (*off-line*).

Na Figura 2.23, apresentam-se os resultados para uma carga parcial e lenta (corrente entre 2 e 3 A) dos dois bancos de baterias Ni-MH do projecto VEIL. Nos primeiros dois gráficos, mostram-se a tensão e a evolução da corrente dos dois bancos de baterias, e nos dois últimos gráficos, as temperaturas individuais de cada bateria. Durante o processo de carga, o segundo banco (Bank2) apresentou temperaturas das baterias que começaram a subir rapidamente, passando a temperatura considerada normal de carga (50°C). Nesse instante desligou-se o sistema de carga das baterias para que a temperatura de cada uma das baterias não passasse os limites recomendados.

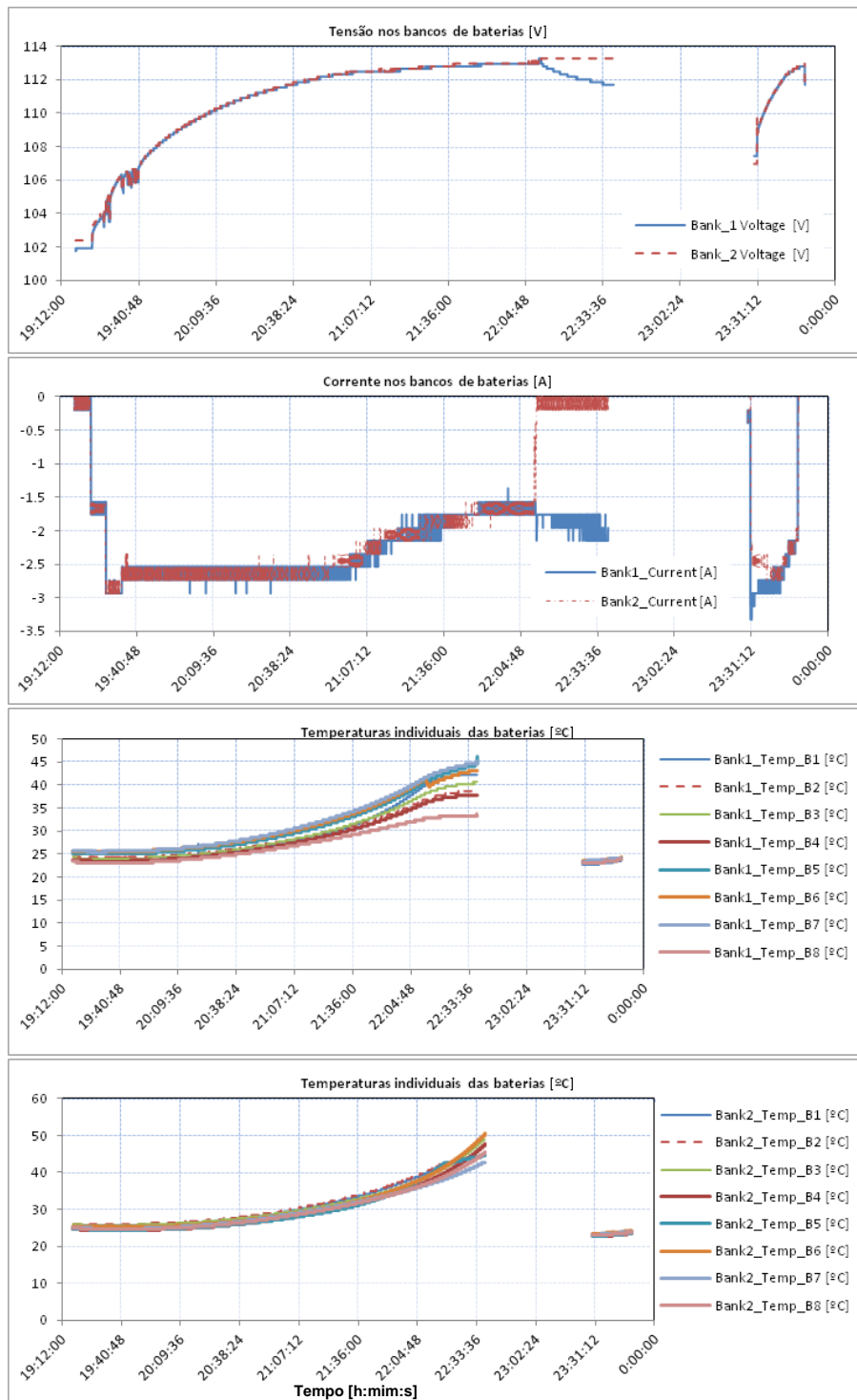


Figura 2.23. Resultados de uma carga realizada às baterias de Ni-MH [2.19].

As temperaturas das baterias monitorizadas foram verificadas utilizando um sistema externo, uma câmara termográfica (TermaCAM), conforme se apresenta na Figura 2.24 para as baterias do Banco 1, baterias B4 e B1, respectivamente.

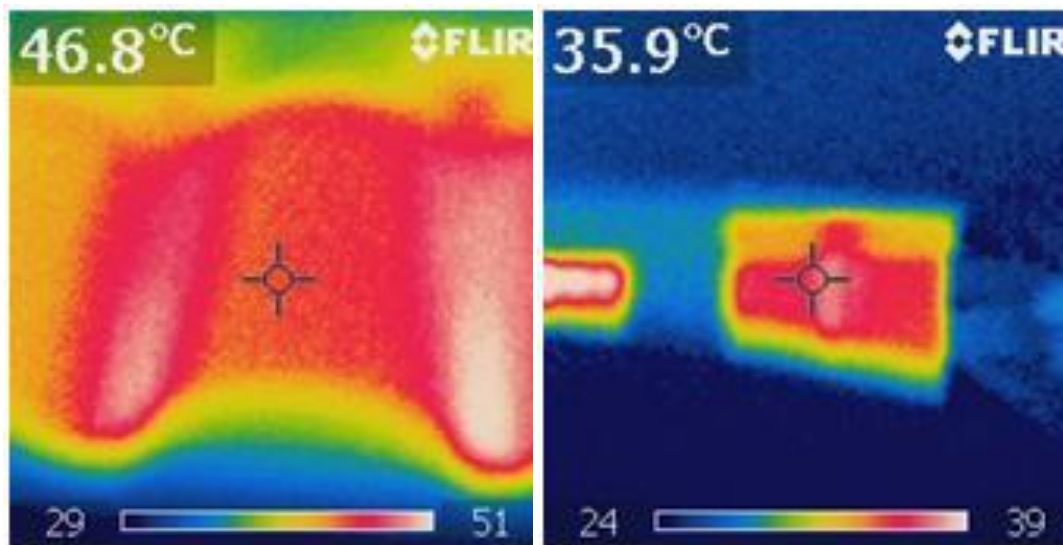


Figura 2.24. Verificação da temperatura das baterias com câmara termográfica [2.19].

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, introduziu-se o conceito de veículos eléctricos de uso particular em deslocações essencialmente urbanas, descrevendo o âmbito das suas utilizações. Houve ainda a preocupação de definir os veículos eléctricos de proximidade (NEV), onde algumas referências bibliográficas os inserem num propósito mais urbano, pelo seu tamanho e agilidade. Seguidamente descreveram-se os passos realizados durante a implementação da primeira fase do Projecto VEIL. Este foi desenhado para se posicionar no segmento dos pequenos veículos eléctricos de utilização urbana. Nesse pressuposto, apresentaram-se os trabalhos efectuados na adaptação de um veículo isento de licença de condução, com motor original de combustão interna, num veículo eléctrico autónomo de pequenas dimensões. As diversas fases de execução passaram pela escolha do sistema de tracção, do sistema de armazenamento de energia, a implementação do controlo do sistema de tracção e a integração das comunicações. Atendendo ao seu carácter multidisciplinar o processo de conversão permitiu, desde a sua primeira fase, o fomento do ensino e da investigação na área dos veículos eléctricos. Entendeu-se a necessidade de expor, neste capítulo, a descrição da implementação do projecto VEIL, por ter sido o real ponto de partida do trabalho de doutoramento que esta tese pretende apresentar.

Resumidamente, no estudo da alteração do motor de combustão interna por um accionamento electromecânico, analisaram-se as forças resistentes actuantes no veículo. Verificou-se que, para baixas velocidades, a força que mais se opõe ao movimento é a resistência ao rolamento, por ser quase independente da velocidade do veículo. Sendo a força de resistência aerodinâmica função

do quadrado da velocidade, ela toma valores particularmente importantes em aplicações que envolvam velocidades superiores às previstas para o veículo eléctrico em questão. Como consequência, na primeira fase do projecto, o referido estudo conduziu à selecção de um sistema de força motriz, baseado num típico conjunto MI-VEV. Ao nível das baterias, a solução de Ni-MH escolhida, caracteriza-se por ter baixos valores de massa e volume, com um custo e autonomia aceitáveis para os objectivos principais e orçamento do projecto.

As soluções escolhidas para o sistema de tracção e alimentação, levaram à necessidade de adaptação de níveis de tensão (96 V para 600 V), tendo-se optado por construir conversores DC/DC. Foi apresentada a topologia utilizada, assim como foram referidas as suas principais características.

Outra das áreas fundamentais na primeira fase do projecto foi a implementação do controlo de tracção baseado num protocolo de comunicação CAN, largamente utilizado na indústria e nos automóveis, permitindo acção em tempo real e flexível. A programação efectuada permite que o sistema identifique comportamentos diferenciados de condução e responda com dinâmicas distintas.

A travagem do veículo é baseada numa estrutura mista, eléctrica e mecânica, pelo facto de o sistema de armazenamento de energia não ter sido dimensionado para o armazenamento total da energia da travagem através da reversibilidade do motor eléctrico, e por razões de segurança. Adaptaram-se os sistemas de comando e visualização do veículo original, substituindo-se alguns sistemas mecânicos por sistemas electrónicos (pedais, *display*, etc.). Foram ainda desenvolvidos sistemas de ajudas à condução, como por exemplo, o controlo de velocidade cruzeiro (*cruise control*) e o sistema de monitorização das baterias. Estes sistemas foram fundamentais nos testes realizados em estrada no *campus* do ISEC, permitindo verificar algumas discrepâncias nos resultados obtidos em relação aos requisitos originais para o protótipo em questão.

Dos resultados obtidos durante a realização dos primeiros testes sobressaiu que o principal problema não se situou na autonomia, estando essa dentro do expectável, mas sim na resposta dinâmica do veículo, em termos do que é a sua aceleração, existindo dificuldades no fornecimento dos picos de potência ao sistema de tracção. Desta análise retiraram-se duas conclusões complementares, uma assente na necessidade de se aumentar a potência do sistema de armazenamento e fornecimento de energia e outra relativa ao aproveitamento da energia regenerativa.

O aumento de potência só é possível através da adição de novos bancos de baterias e/ou outros sistemas alternativos de fornecimento de energia, com características mais adequadas a uma resposta rápida em potência, ou seja, com maior densidade de potência. A inclusão de novas fontes implicará obviamente o desenvolvimento e implementação de novos conversores DC/DC com capacidade de controlo sobre os fluxos de potência. Esse facto levará a ser necessário uma implementação de um sistema de gestão de energia eficaz para assegurar, nas condições de operação desejadas, um correcto funcionamento do veículo.

Por outro lado, o tema do armazenamento da energia produzida, pelo sistema de tracção durante as fases de desaceleração e de travagem, como se verificou, traduz-se por picos de potência com amplitudes bastante elevadas e tempos de ocorrência curtos, o que significa que nem todos os sistemas de armazenamento têm condições para, com eficiência, armazenar essa energia e assim, potenciar uma maior autonomia, que pode chegar a um aumento de 30%.

Estas duas questões estão de certa forma entroncadas e traduzem-se por uma nova fase do Projecto VEIL, que passa essencialmente pela adição de novas fontes de energia e respectiva gestão, transformando o projecto VEIL num veículo eléctrico com múltiplas fontes de energia.

Nessa perspectiva, nasce o tema principal deste trabalho, optimização e gestão de múltiplas fontes de energia na alimentação de veículos eléctricos. A inclusão de novas fontes, à primeira vista, não apresenta um desafio que não seja mais do que essencialmente técnico na compatibilização dos diversos níveis de tensão. Contudo, após uma pesquisa e leitura atenta sobre o assunto, verificou-se ser um repto que envolve pelo menos quatro objectivos complementares. Esses objectivos passam por conhecer e seleccionar as fontes a serem integradas à actual, o dimensionamento optimizado do novo sistema de alimentação multi-fontes, a pesquisa de uma estratégia de gestão que tire partido das melhores características de cada uma das fontes, e finalmente, a modelização e implementação dos sistemas físicos responsáveis pela execução dessa estratégia de gestão.

Se por um lado, cada um destes assuntos em separado, seria um desafio interessante, uma abordagem global que trate e funde esses tópicos representa uma contribuição original para esta temática, e sobretudo num caso específico, que vise essencialmente a integração mais rápida de uma tecnologia alternativa de transporte particular, completamente eléctrico e portanto mais ecológico, indo de encontro às expectativas de condução actualmente conhecidas pelos condutores dos veículos convencionais.

BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 2

- [2.1] Martins, J.; Brito, F.; (2011). *Carros Eléctricos*, Publinústria, Produção de Comunicação, Lda e Universidade do Minho, Escola de Engenharia.
- [2.2] de Castro, R.; Araujo, R. E.; Oliveira, H.: “Design, Development and Characterisation of a FPGA Platform for Multi-Motor Electric Vehicle Control”, 5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Dearborn (VPPC’05), USA, September 2009.
- [2.3] Lamure, C. (1998). *Automobile pour la ville à l’horizon 2010*, Ministère de l’aménagement du territoire et de l’environnement, Groupe de Réflexion sur l’automobile urbaine, Presses de l’Ecole National de Ponts et Chaussées, Paris.
- [2.4] Federal Motor Vehicle Safety Standard (FMVSS) N.º 500, About Neighborhood Electric Vehicle, (sem data). [Online]. Disponível em: <http://avt.inl.gov/pdf/nev/aboutnev.pdf> (Acedido em 12.09.2011).
- [2.5] International Organization for Standardization: “ISO 8713:2005: Electric road vehicles -- Vocabulary”, pp. 10, 2005.
- [2.6] Zhu, Z. Q.; Howe, D.: “Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles”, Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 746-765, April 2007.
- [2.7] Gieras, J. F.; Wing, M.; (2002). *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*, Vol. 113 / Edition 2, CRC Press.
- [2.8] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.: “Comparative Study of Different Electric Machines in the Powertrain of a Small Electric Vehicle”, 18.th International Conference on Electrical Machines (ICEM’08), Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008.
- [2.9] Eshani, M.; Gao, Y.; Gay, S.; Emadi, A.; (2005). *Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles*. CRC Press.
- [2.10] Larminie, J.; Lowry, J.; (2003). *Electric Vehicle Technology Explained*, John Wiley & Sons, New York.
- [2.11] SEW Eurodrive, Geared Motors, Catalog SEW Eurodrive, Edition 05/2001.

- [2.12] Husain, I.; (2003). *“Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals”*; CRC Press, Boca Raton, Florida, USA.
- [2.13] Marques, A. L.; Trovão, J. P.; Campos, A.; Pereirinha, P.: “Veículo Eléctrico Isento de Licença de Condução”, Actas do 4º Congresso Luso-Moçambicano em Engenharia, Maputo, Moçambique, 30-31 de Agosto, 1 de Setembro, 2005.
- [2.14] Trovão, J. P., Marques, A. L, Pereirinha, P., Campos, A.: “VEIL: an Electric Vehicle for Urban Cycle Driving”, Proceedings of the International Conference on Electrical Engineering (CEE’05), CD-ROM, Instituto Superior de Engenharia de Coimbra, Coimbra, Portugal, October 10-12, 2005.
- [2.15] Hodkinson, R.; Fenton, J; (2001). *Lightweight Electric/Hybrid Vehicle Design*, Society of Automotive Engineers.
- [2.16] Westbrook, M.; (2002). *The Electric Car: Development and Future of Battery, Hybrid and Fuel-Cell Cars* (IEE Power & Energy Series, 38), IEE Publishing, 1st edition.
- [2.17] Silvestre, J.; Marques, A. L.: “Bidirectional DC/DC Converter for Electric Vehicle”, XCLEEE - 10th Portuguese-Spanish Congress in Electrical Engineering, Madeira, Portugal, July 2007.
- [2.18] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; Campos, A.; Santos, F.; Silvestre, J.; Silva, M.; Tavares, P.: The Electric Vehicle VEIL Project: A Modular Platform for Research and Education, Proceedings of the European Ele-Drive Transportation Conference 2007, EET-2007, Brussels, Belgium, 30th May - 1st June 2007.
- [2.19] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; Silva, M.; Silvestre, J.; Santos, F.: “Advances in the Electric Vehicle Project-VEIL Used as a Modular Platform for Research and Education”, EVS24 International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, Stavanger, Norway, 13-16 May 2009.
- [2.20] Santos, F.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; Pedreiras, P.; Ferreira, J.; Almeida, L.; Santos, M.: “A Modular Control Architecture for a Small Electrical Vehicle”, Proceedings of the 11th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFa 2006), Diplomat Hotel Prague, Czech Republic, September 20-22, 2006.
- [2.21] Santos, F.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.: “Electronic Accelerator Control in VEIL”, Proceedings of the 9.th Spanish-Portuguese Congress on Electrical Engineering (9CHLIE), Hotel Gran Meliá Don Pepe, , Marbella, Málaga, Spain, June 30, July 1- 2, 2005.

- [2.22] Lawrenz, W.; (1997). *CAN Systems Engineering: From Theory to Practical Application*, Springer Verlag, NY.
- [2.23] Almeida, L.; Pedreiras, P.; Fonseca, J.A.G.: “The FTT-CAN protocol: why and how”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, no.6, pp. 1189- 1201, Dec 2002.
- [2.24] Santos, F.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.: “A Dashboard based on PalmOS for a Small Electric Vehicle”, Proceedings of the 10.th Portuguese-Spanish Congress in Electrical Engineering (XCLEEE), Funchal, Madeira Island, Portugal, July 5- 7, 2007.
- [2.25] Marques, A. L.; Vasconcelos, V.; Almeida, L.; Pedreiras, P.: “A Flexible Dashboard Panel for a Small Electric Vehicle”, 6th Iberian Conference on Information Systems and Technologies, Chaves, Portugal, 15-18 June, 2011.
- [2.26] Silva, M; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G., Marques, A. L.: Multiple energy sources monitoring system for electric vehicle, 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM’08), Ischia, Italy, 11-13 June 2008.
- [2.27] Gao, W.; “Performance Comparison of a Fuel Cell-Battery Hybrid Powertrain and a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid Powertrain”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.54, no.3, pp. 846- 855, May 2005.

3 FONTES DE ENERGIA APLICÁVEIS EM VEÍCULOS ELÉCTRICOS

Este capítulo tem como principal objectivo analisar e comparar as características de várias fontes de energia (e/ou sistemas de armazenamento de energia) comercialmente disponíveis e elegíveis para aplicação em veículos eléctricos. Assim, pretende-se obter um conhecimento mais aprofundado de fontes embarcáveis em veículos eléctricos, atendendo à sua variedade e complexidade. A primeira parte é dedicada à apresentação de conclusões baseadas numa análise paramétrica de cada uma das fontes consideradas, estando os parâmetros classificados com bases numéricas resultantes de informação de fabricantes e de bibliografia consultada durante a realização deste trabalho de doutoramento. Esta investigação foi estruturada de forma a ser possível fazer uma fácil leitura dos parâmetros considerados pertinentes em cada uma das fontes estudadas, no sentido de se obterem informações de qual ou quais têm melhor aplicação em veículos eléctricos. Os resultados são ainda apresentados relativamente às vantagens e desvantagens da respectiva utilização e combinação em função das características principais pretendidas (autonomia, robustez, carga e descarga, etc.). No contexto da combinação de fontes, apresenta-se, numa segunda parte deste capítulo, o conceito de hibridização de múltiplas fontes de energia, permitindo beneficiar das melhores características de cada fonte actualmente disponível. Para fundamentar esse conceito é ainda apresentado um estudo relativo à utilização de múltiplas fontes, numa perspectiva energética, para o Protótipo VEIL, fundamentando a viabilidade da aplicação de sistemas de alimentação com múltiplas fontes para veículos eléctricos com uma utilização essencialmente urbana, e sobretudo com rotinas diárias e repetitivas.

3.1 INTRODUÇÃO

Uma maior consciencialização global (cidadãos comuns e governos), face à extrema necessidade de procurar soluções alternativas de transporte, tem produzido alguns resultados, através do investimento em investigação e desenvolvimento, apresentando-se trabalhos que visam atenuar principalmente os problemas ambientais referidos no Capítulo 1, estando actualmente já disponíveis para aquisição e utilização, diversos veículos eléctricos híbridos e alguns veículos totalmente eléctricos. Estes últimos são capazes de corresponder à maior parte das necessidades de utilizadores comuns, nomeadamente para viagens de curtas distâncias e circuitos citadinos, como apresentado no Capítulo 2. Um veículo eléctrico híbrido caracteriza-se pela combinação de um motor de combustão interna e de um motor eléctrico com a respectiva alimentação baseada numa fonte de energia recarregável, sendo mais eficiente e menos poluente (apesar de ainda emitir gases para atmosfera). Por outro lado, um veículo eléctrico é estritamente alimentado por uma fonte (ou fontes) eléctrica(s) recarregável(eis) que posteriormente alimentam um motor também eléctrico que converte essa energia em energia mecânica, permitindo assim a deslocação do veículo. Estes, quando recarregados exclusivamente por um sistema de produção de energia eléctrica baseado em energias renováveis, são classificados como veículos de emissões nulas (*Zero Emissions Vehicle - ZEV*).

No entanto, de acordo com as tecnologias actualmente disponíveis e candidatas a fontes de energia embarcáveis, os veículos eléctricos apresentam algumas desvantagens quando comparados com os veículos tradicionais baseados em motores de combustão interna.

Face aos veículos tradicionais, o maior problema dos veículos eléctricos é fundamentalmente a inferioridade de energia e potência que estes podem armazenar e transportar por unidade de volume ou massa. Ou seja os combustíveis mais comuns como a gasolina e o diesel apresentam valores de densidade de energia (ou energia específica) na ordem dos 9 700 Wh/l (ou 12 200 Wh/kg) e 10 700 Wh/l (ou 12 700 Wh/kg), respectivamente, enquanto que, o lítio (material constituinte das baterias principais candidatas por apresentarem os melhores resultados de energia e potência específicas) mostra valores de densidade de energia (ou energia específica) em torno dos 200 Wh/l (ou 150 Wh/kg). Assim, com o actual estado de desenvolvimento das baterias, verifica-se que dificilmente é possível obter, com veículos totalmente eléctricos, resultados e desempenhos semelhantes aos dos veículos tradicionais, recorrendo apenas a uma fonte de energia. Uma solução para este problema passa, no imediato, por agrupar várias fontes de energia por forma a conferir ao veículo eléctrico uma autonomia e/ou uma potência disponível

suficiente para poder rivalizar com o desempenho de um veículo com motor de combustão interna, sobretudo quando se pretendem essencialmente pequenas deslocações diárias e repetitivas.

A energia específica determina o alcance/autonomia de um veículo eléctrico e a potência específica define a potência máxima, em função da massa da bateria, determinando as suas capacidades de aceleração. Portanto, para aplicações em veículos eléctricos, as propriedades desejáveis para o sistema de alimentação são uma potência específica elevada, uma energia específica elevada e um elevado número de ciclo de carga-descarga, e por conseguinte uma grande vida útil. Como é conhecido, ainda permanecem desafios técnicos para resolver simultaneamente esses requisitos de desempenho, prevalecendo fortes restrições ao investimento inicial e custos de reposição. Fundamentalmente, o sistema de alimentação de um veículo eléctrico deve possuir características como a de ser recarregável, de forma rápida e segura, e ter capacidade de responder a grandes oscilações de fornecimento de energia e de potência, tanto na descarga como na recarga.

Este capítulo visa introduzir e auxiliar numa correcta escolha de soluções e medidas a aplicar, sobretudo na construção de veículos eléctricos para utilizações urbanas. Para tal, apresentam-se diagramas comparativos com base em valores reais provenientes de fabricantes e de outros trabalhos de referência nesta área, no sentido de classificar melhor as fontes consideradas e disponíveis para alimentar pequenos veículos eléctricos. Para um bom entendimento da comparação efectuada, iniciou-se este trabalho fazendo referência aos princípios de construção e funcionamento, bem como as respectivas vantagens e desvantagens. Ao terminar, apresenta-se o conceito de hibridização de múltiplas fontes de energia, o qual é sustentado por um estudo energético aplicado ao protótipo VEIL, concluindo-se sobre a aplicabilidade deste conceito para a fomentação da utilização de pequenos veículos eléctricos, para deslocações urbanas.

3.2 FONTES COMERCIALMENTE ELEGÍVEIS

Tendo em conta a aplicação em causa, os objectivos e as necessidades atrás referidas, as fontes de energia consideradas foram:

- Baterias (de diferentes tecnologias, como será referido mais à frente);
- Pilhas de Combustível (*Fuel Cells*);
- Supercondensadores (ou ultracondensadores);

- Volantes de Inércia (*Flywheels*);
- Painéis Fotovoltaicos.

As baterias são historicamente a tecnologia mais madura, tendo recentemente sido alvo de grande evolução, na constante procura de maior segurança, fiabilidade e preços competitivos. As pilhas de combustível surgiram como aplicação prática muito mais recentemente, por altura do programa aeroespacial americano, tendo-se investido grandemente no seu desenvolvimento nas últimas décadas. O conceito de supercondensador data de meados do século XX, tendo vindo a ser aperfeiçoado e adaptado a utilizações móveis. Na mesma altura, apareceu a aplicação dos volantes de inércia ao transporte rodoviário, actualmente usados na Fórmula 1, tendo existido, recentemente, tentativas de adaptação aos veículos eléctricos. Os painéis fotovoltaicos, com utilizações essencialmente estáticas, apresentam actualmente uma evolução interessante do seu rendimento, o que os pode potenciar como um excelente complemento a um qualquer sistema de alimentação móvel. [3.1] [3.2] [3.3] [3.4]

Nas subsecções que se seguem optou-se por apresentar mais as fontes disponíveis comercialmente do que o estado actual da investigação, uma vez que estas não se encontravam, nem se encontram, disponíveis para aquisição e utilização nas fases seguintes do presente trabalho. Contudo, não se deixou de apresentar as tendências de desenvolvimento de algumas baterias.

3.2.1 BATERIAS

As baterias têm duas fases de operação, descarga e carga, como ilustra a Figura 3.1. Cada célula de uma bateria é basicamente constituída por dois eléctrodos imersos num electrólito, um com polaridade positiva e outro com polaridade negativa. O electrólito tem como principal função fornecer os iões que se movimentam até aos eléctrodos, nos quais ocorrem a oxidação (ânodo) e a redução (cátodo) e fechar o circuito. As duas semi-reações (oxidação e redução) ocorrem em simultâneo e a transferência de electrões é feita localmente. [3.5]

Na fase de descarga (Figura 3.1 a)), também designada quimicamente por reacção espontânea da célula, o eléctrodo negativo é o ânodo onde se dá a oxidação, através da qual se libertam electrões que são encaminhados para fora da célula, e por conseguinte para o eléctrodo positivo (cátodo), onde ocorre a redução, através da carga que está a ser alimentada. O fluxo de electrões do ânodo para o cátodo é o resultado da existência de uma diferença de potencial eléctrico entre os seus eléctrodos, sendo esta dependente da concentração dos iões no electrólito e do número de

electrões transferidos nas reac es de oxida o e redu o. A diferença de potencial da bateria vai diminuindo à medida que a reac o prossegue. Com efeito, com o avanço da reac o, as concentra es dos produtos aumentam e as concentra es dos reagentes diminuem, atingindo-se o equilíbrio químico, originando a descarga total da bateria. [3.5]

Na fase de carga (Figura 3.1 b)), para que ocorra a designada reac o química não espontânea (reac o inversa),   necessário aplicar uma diferença de potencial maior do que a diferença de potencial que seria produzida pela reac o espontânea (directa). Nesse caso, no eléctrodo positivo, ocorre a oxida o, passando este a designar-se por ânodo e no eléctrodo negativo ocorre a redu o, passando este a designar-se por cátodo. As reac es químicas ocorridas durante o processo de carga são inversas às reac es de descarga. [3.5]

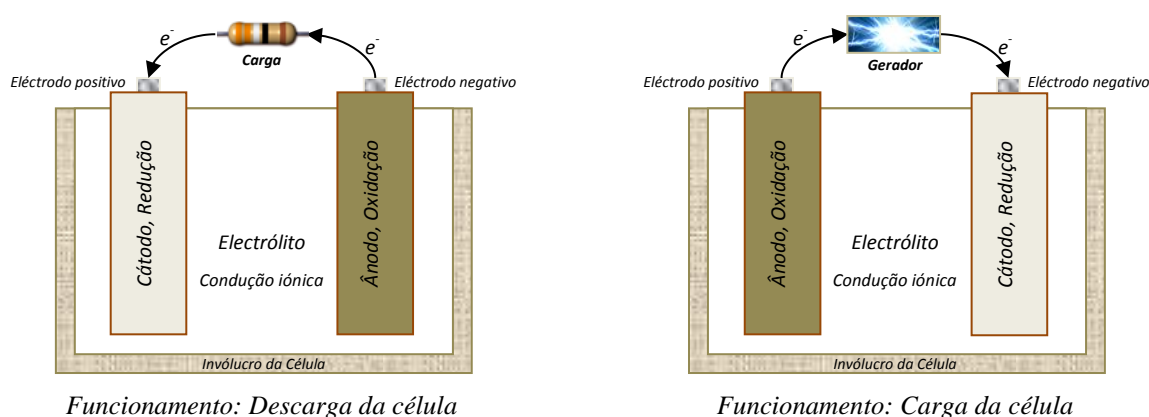


Figura 3.1. Princípio de funcionamento e principais componentes de uma célula de uma bateria (adaptado de [3.5]).

As reac es que ocorrem durante a carga e descarga não têm necessariamente a mesma taxa de reac o. As taxas de reac o são expressas como a taxa de aceita o de carga durante o processo de carga e como a taxa de liberta o de carga durante o processo de descarga. Geralmente, a taxa de liberta o de carga de uma bateria é superior à taxa de aceita o de carga, que por conseguinte induz um dos principais problemas das baterias, a necessidade de maiores períodos de tempo para se fazer um recarregamento do que um descarregamento.

Em todas as baterias existe um fen meno de descarga lenta devido ao chamado efeito de difusão, sendo conhecido como auto-descarga. Este parâmetro é fundamental na descri o do desempenho a longo prazo de um qualquer tipo de bateria, sendo mais ou menos acentuado em fun o da sua tecnologia.

A Figura 3.2 ilustra o circuito equivalente simplificado (modelo de Thévenin) de uma bateria, duas características de tensão em função da capacidade de carga da bateria (para dois tipos de bateria: Alcalina e Ni-MH) e uma característica de potência. Note-se que a resistência interna das baterias está directamente relacionada com a permeabilidade do electrólito.

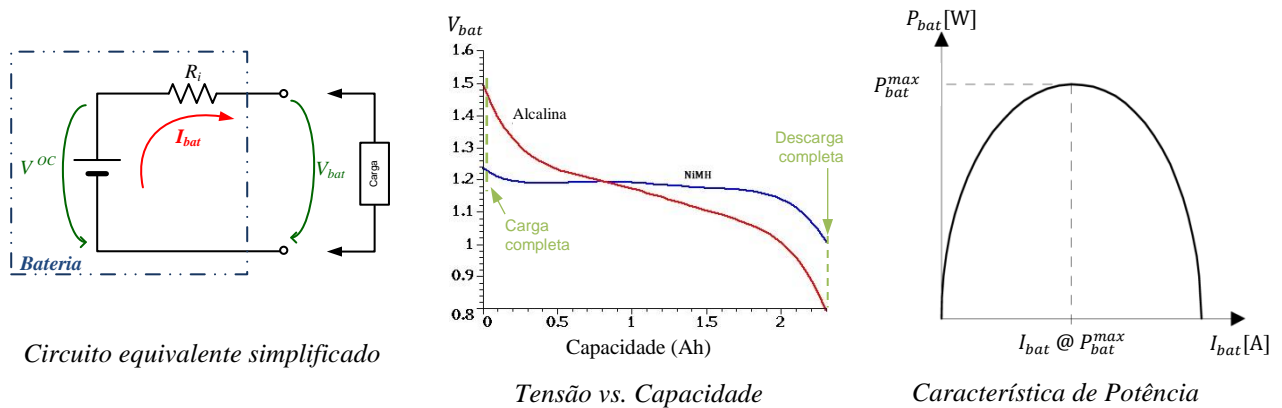


Figura 3.2. Circuito equivalente simplificado de uma bateria e características de tensão (adaptado de [3.6])

Basicamente, o circuito equivalente de uma bateria é modelizado por uma fonte de tensão ideal (tensão em circuito aberto V^{OC}) em série com uma resistência interna (R_i). A tensão aos terminais da bateria é obtida pela aplicação da segunda lei de Kirchhoff, sendo esta expressa por,

$$V_{bat} = V^{OC} - I_{bat} \cdot R_i \quad (3.1)$$

onde ambos V^{OC} e R_i são dependentes do estado de carga da bateria. A tensão V^{OC} pode ser obtida a partir das equações de Nernst ou por métodos empíricos [3.6]. A resistência R_i é expressa como uma função do estado de carga da bateria, da temperatura de funcionamento, bem como das correntes de carga e descarga. Existem modelos mais complexos que contemplam fenómenos como o comportamento das baterias durante a carga e a descarga, com taxas diferenciadas e para estados de carga muito diferentes. Esses modelos serão discutidos e abordados no capítulo dedicado à modelização dos sistemas de alimentação para veículos eléctricos.

O armazenamento de energia eléctrica não é um problema recente e muitos foram aqueles que dedicaram os seus estudos a desenvolver e a melhorar sistemas de baterias capazes de armazenar de forma mais eficiente possível a energia eléctrica. A Tabela 3.1 apresenta e resume os avanços em matéria de baterias, associados aos respectivos inventores (ou grupos de investigação),

quando disponíveis, bem como as principais descobertas que fundamentaram as pesquisas subsequentes em sistemas de armazenamento de energia electroquímicos. Como se verifica na Tabela 3.1, actualmente têm vindo a ser desenvolvidos e melhorados novos sistemas de baterias, com dimensão relevante para a sua utilização em sistemas de tracção, essencialmente baseados no lítio, sendo de salientar a tecnologia de Li-air.

Tabela 3.1. Cronograma da história dos principais desenvolvimentos de sistemas de baterias modernas. [3.7] [3.8]

Ano	Inventor	Actividade
1600	William Gilbert (UK)	Estabelecimento de estudo electroquímico
1791	Luigi Galvani (Italy)	Descoberta da “electricidade animal”
1800	Alessandro Volta (Italy)	Invenção da célula voltaica (zinco, discos de cobre)
1802	William Cruickshank (UK)	Primeira bateria com capacidade de ser produzida em massa
1820	André-Marie Ampère (France)	Electricidade através do magnetismo
1833	Michael Faraday (UK)	Anúncio da lei de Faraday
1836	John F. Daniell (UK)	Invenção da célula Daniell (pilha galvânica de cobre e zinco)
1839	William Robert Grove (UK)	Invenção da pilha de combustível (H_2/O_2)
1859	Gaston Planté (France)	Invenção da bateria de ácido-chumbo
1868	Georges Leclanché (France)	Invenção da célula Leclanché (zinco e carbono)
1899	Waldmar Jungner (Sweden)	Invenção da bateria de níquel-cádmio
1901	Thomas A. Edison (EUA)	Invenção da bateria de níquel-ferro
1932	Shlecht & Ackermann (D)	Invenção da placa polar sinterizada
1947	Georg Neumann (Germany)	Bateria de níquel-cádmio selada
1949	Lew Urry, Eveready Battery	Invenção da bateria alcalina manganês
1970s	Group effort	Desenvolvimento da bateria de ácido-chumbo regulada por válvula
1989	Phillip N. Ross, Jr, (EUA)	Patenteado o eléctrodo de zinco e a bateria de Zn-Air recarregável
1990	Group effort	Comercialização da bateria de hidretos metálicos de níquel
1991	Sony (Japan)	Comercialização da bateria de iões de lítio
1994	Bellcore (EUA)	Comercialização da bateria de iões de polímeros de lítio
1996	Moli Energy (Canada)	Introdução de cátodo de manganês nas baterias de iões de lítio
1996	Universidade do Texas (EUA)	Identificação da tecnologia de lítio-fosfato de ferro (LiFePO ₄)
2002	Universidade de Montreal, Quebec Hydro, MIT, e outros	Melhoria da tecnologia de lítio-fosfato de ferro, nanotecnologia e comercialização
2003	Teeters, Korzhova e Fisher, Universidade de Tulsa (EUA)	Patenteada a nanobateria
2004	Group effort	Desenvolvimento da tecnologia de baterias de lítio-enxofre (Li ₂ S ₈), TMO/Silicon Alloy e Lithium-Sulphur (Li-S).
2009	Universidade de Dayton (EUA)	Desenvolvida a primeira bateria estado sólido de Li-air recarregável.
2010	Group effort	Desenvolvimento das baterias de Li-air e Zn-air.

As baterias, em termos genéricos e sem particularizar para as diferentes tecnologias que as podem constituir, são as fontes predominantes no mercado, especialmente em aplicações de veículos eléctricos devido a características como produção em larga escala, portabilidade, robustez e preço relativamente baixo, sobretudo quando comparado com os restantes tipos de fontes aqui considerados [3.1] [3.9]. Actualmente, existem principalmente quatro tecnologias de baterias utilizadas na tracção eléctrica, cada uma com características diferenciadas e vocacionadas para este tipo de aplicação. A descrição apresentada na Tabela 3.2 mostra as diferentes tecnologias de baterias e correspondente reacção química total. Uma descrição mais completa destes tipos de baterias pode ser encontrada na literatura [3.5] [3.6].

Uma das características mais relevantes para aplicações em automóveis é o ciclo de vida que representa o número de ciclos de cargas e descargas possíveis até que a bateria perca cerca de 80% da sua capacidade inicial. Este parâmetro depende essencialmente do tipo de tecnologia, da profundidade dos ciclos de carga e descarga e da sua temperatura de operação.

Tabela 3.2. Classificação e reacção química total das principais baterias utilizadas em veículos eléctricos. [3.10]

Tecnologia	Tipo ou Classificação	Reacção Química Total
Ácido-Chumbo	Bateria de Ácido-chumbo Regulada por Válvula (VRLA)	$Pb + PbO_2 + 2H_2SO_4 \leftrightarrow 2PbSO_4 + 2H_2O$
Níquel	Níquel-Cádmio (Ni-Cd)	$Cd + 2NiOOH + 2H_2O \leftrightarrow Cd(OH)_2 + 2Ni(OH)_2$
	Níquel-Zinco (Ni-Zn)	$Zn + 2NiOOH + 2H_2O \leftrightarrow Zn(OH)_2 + 2Ni(OH)_2$
	Hidretos Metálicos de Níquel (Ni-MH)	$MH + NiOOH \leftrightarrow M + Ni(OH)_2$
Lítio	Iões-Lítio (Li-Ion)	$Li_xC + Li_{1-x}M_yO_z \leftrightarrow C + LiM_yO_z$
	Lítio-Polímeros (Li-Po)	$xLi + M_yO_z \leftrightarrow Li_xM_yO_z$

É ainda de referir que nem toda a energia que é fornecida a uma bateria, durante a carga, está depois disponível para uso através da sua descarga. Isto acontece devido a perdas internas na própria bateria e quanto maior for este efeito, menor será a sua eficiência. A energia específica e a potência específica (Wh/kg e W/kg) indicam, respectivamente, o alcance/autonomia de um veículo eléctrico e a máxima potência em função da massa da bateria, determinando assim a capacidade de aceleração do mesmo [3.11]. Por fim, a segurança da tecnologia é um factor importante que deve ser assegurado, uma vez que um tratamento descuidado em algumas das

tecnologias apresentadas na Tabela 3.2, pode levar a situações de incêndio ou mesmo de explosão.

A determinação do seu estado de carga com precisão, bem como o prolongar da sua vida útil são matérias com uma crescente importância, sobretudo nos mais recentes tipos de baterias, permitindo fazer uma gestão eficaz na extração das suas capacidades máximas. Em torno desta problemática tem-se realizado bastante trabalho de pesquisa e desenvolvimento [3.12] [3.13] [3.14] [3.15] [3.16] [3.17] [3.18] [3.19] [3.20].

Assim, o progressivo crescimento de veículos eléctricos no mercado automóvel induz nos fabricantes de automóveis, uma preocupação constante na procura de novas soluções para sistemas de alimentação eléctrica e fontes de energia alternativas.

Actualmente, a principal solução passa por utilizar energia eléctrica armazenada em baterias. De entre todas as tecnologias de baterias existentes, as que foram abordadas neste capítulo usam químicas do tipo Ácido-Chumbo (*Lead Acid*), Níquel (*Ni*) e Iões de Litio (*Li-Ion*).

No grupo das baterias recarregáveis, poder-se-ia fazer uma divisão relativamente ao tipo de electrólito utilizado, através da distinção entre electrólito livre (envolve os eléctrodos) e electrólito retido (num tecido ou num gel).

As baterias de electrólito livre possuem várias características que limitam a sua utilização, como a posição de funcionamento, a emissão de gases inerentes aos processos de carga e descarga e a necessidade de se acrescentar, periodicamente, solução aquosa do electrólito visto que se perde por evaporação (estas últimas bastante minimizadas com as tecnologias mais modernas). Um exemplo deste tipo de baterias são as de ácido-chumbo utilizadas nos veículos convencionais para arranque, iluminação e ignição.

As baterias de electrólito retido possibilitam um funcionamento em qualquer posição e são isentas de manutenção, devido ao facto dos seus eléctrodos não estarem submersos na solução e não existirem evaporações durante as reacções químicas. Algumas evoluções das tradicionais baterias de ácido-chumbo, baterias de hidretos metálicos de níquel, e baterias de iões de lítio e polímeros de lítio também são exemplos de baterias de electrólito retido.

3.2.1.1 Baterias de Ácido-Chumbo (*Lead-Acid*)

As baterias de ácido-chumbo (Figura 3.3) são as mais utilizadas na indústria automóvel, principalmente nos veículos convencionais de combustão interna com funções de ignição e

iluminação. Dentro destas, destacam-se as seladas, pois diminuem o risco de fuga do electrólito em caso de capotamento. Esta tecnologia de baterias é das mais antigas e até aos dias de hoje não sofreu grandes alterações no seu princípio de construção e funcionamento. É composta por um eléctrodo negativo de chumbo esponjoso e por um eléctrodo positivo de dióxido de chumbo, ambos mergulhados numa solução de ácido sulfúrico dentro de uma malha de liga chumbo-antimônio que é mais resistente à corrosão que o chumbo puro. A reacção do cátodo e do ânodo com o electrólito dá origem ao sulfato de chumbo que é insolúvel e que adere aos eléctrodos [3.9] [3.21].

Na fase de descarga da bateria ocorre um consumo de ácido sulfúrico, diminuindo assim a densidade da solução electrolítica, pelo que uma forma de conhecer o seu estado de carga é determinar a sua densidade. Estes dispositivos podem ser recarregados devido à existência de iões móveis, que ao receberem energia eléctrica invertem a reacção química da descarga, regenerando o ácido sulfúrico [3.22] [3.23].

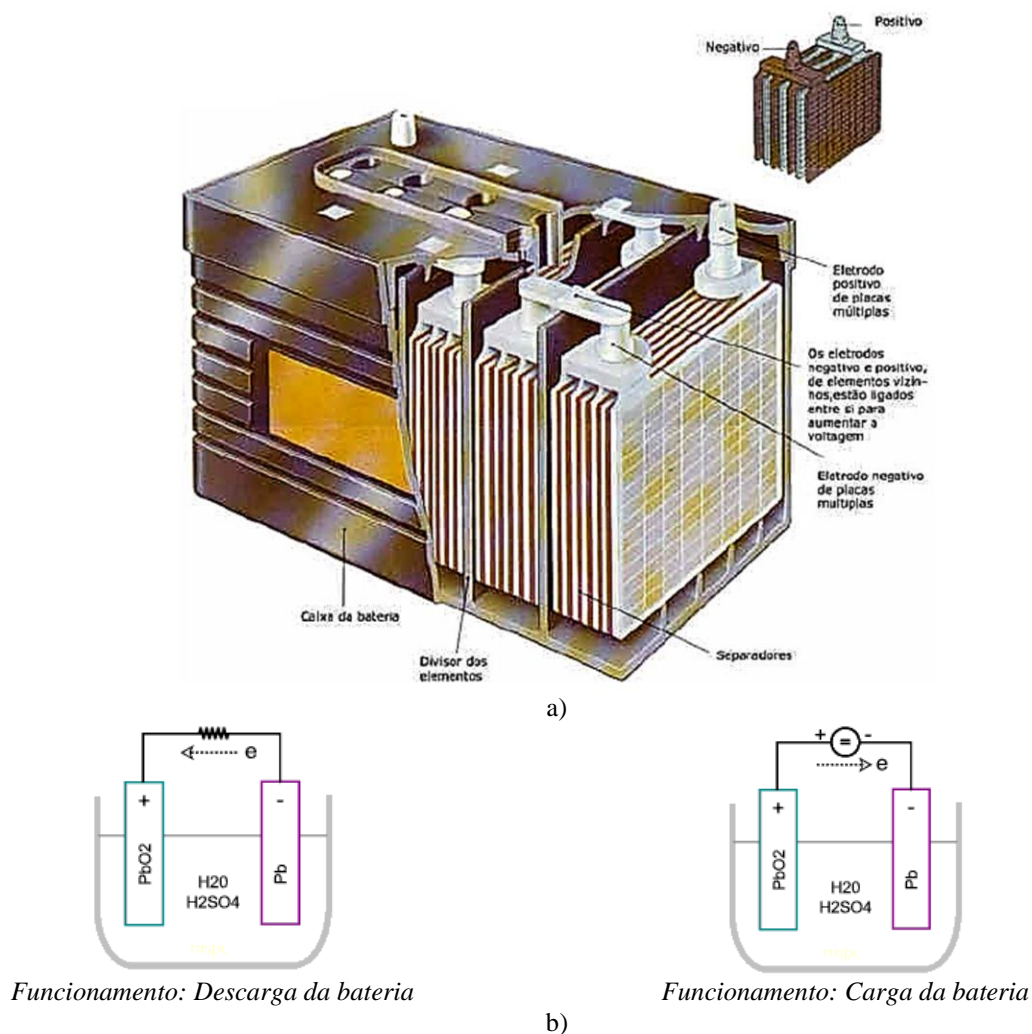


Figura 3.3. Bateria de ácido-chumbo: a) partes constituintes e b) esquema representativo de funcionamento (adaptado de [3.5] e [3.6]).

Apesar de factores como o preço, robustez, grande tolerância à variação de temperaturas, facilidade de obtenção de matérias-primas (chumbo, enxofre), facilidade de produção e segurança garantirem a sua longa existência e utilização para aplicações concretas, a sua versão original não se adapta às necessidades de tracção, pois existem aspectos negativos face a outras tecnologias como baixa energia específica, baixa potência específica, massa elevada e um curto tempo de vida. [3.24]

No sentido de ir ao encontro dessas necessidades, foram aparecendo várias alternativas de construção, como são as de ácido-chumbo de válvula regulada (VRLA acrónimo de *Valve-Regulated Lead-Acid*), as de manta de fibra de vidro absorvente (AGM - *Adsorbed Glass Mat*) e as de gel.

As baterias VRLA são basicamente baterias de ácido-chumbo de electrólito livre, porém com caixa hermética e reguladas por uma válvula de segurança, que anula, em funcionamento normal, a evaporação da solução aquosa do electrólito. Actualmente, a maioria das baterias dos veículos convencionais em produção, designadas por baterias sem manutenção, utilizam a tecnologia VRLA.

Dentro do grupo das baterias VRLA, encontram-se as baterias AGM, cujo electrólito, ainda que líquido, está retido por uma manta de fibra de vidro, deixando assim de submergir os eléctrodos. Neste tipo de bateria, o electrólito mantém-se entre os eléctrodos e é retido por uma fibra de vidro altamente absorvente, podendo ter uma construção tradicional, ou seja, eléctrodos de placas rectangulares como nas baterias de ácido chumbo mais convencionais ou enroladas em espiral, dando origem às baterias tubulares. Estas apresentam algumas vantagens que fazem delas uma melhor opção para aplicações em veículos eléctricos, nomeadamente, por terem um maior número de ciclos de vida mesmo com descargas completas. Estas baterias são ainda isentas de manutenção e têm maior capacidade de carga (Ah) [3.9] [3.22]. Exemplos deste tipo de baterias, são as da marca OPTIMA battery™, que apresentam basicamente menor resistência interna e uma melhor eficiência global relativamente às de ácido-chumbo convencionais [3.25].

Paralelamente, tem-se desenvolvido as baterias de gel, que muito se assemelham às baterias AGM, diferindo apenas na substituição da manta de fibra de vidro absorvente por uma substância gelificante à base de sílica, a fim de melhorar o desempenho do electrólito. Nestas baterias utilizam-se normalmente separadores de cálcio, ao invés do antimônio, entre os eléctrodos de chumbo. Desta forma, as baterias de gel também têm vindo a apresentar características mais favoráveis dos que as convencionais de ácido-chumbo, para utilização em tracção.

No entanto, as baterias de ácido-chumbo apresentam globalmente uma elevada redução do seu tempo de vida útil quando utilizadas com estados de carga parciais, o que leva ao aparecimento de cristais nos eléctrodos quando a bateria não é periodicamente carregada na sua totalidade, diminuindo, assim, a capacidade da mesma [3.1] [3.9] [3.21] [3.22]. Porém, a tecnologia de baterias ácido-chumbo apresenta possibilidades de investigação e desenvolvimento, que passam por uma melhoria da sua eficiência, tempo de vida, fiabilidade, capacidade de reciclagem e uma maior energia e potência específicas.

3.2.1.2 Baterias de Níquel-Cádmio (Ni-Cd)

As baterias de Ni-Cd (Figura 3.4) surgiram e evidenciaram-se no mercado a nível mundial em 1946, sendo produzidas nesse mesmo ano nos EUA pela primeira vez. A partir da década de 1990, com o aumento da portabilidade dos sistemas, aliada ao crescente aumento do número de utilizadores de equipamentos electrónicos de consumo, surgiu a necessidade de se ter baterias com capacidades de armazenamento de energia cada vez maiores.

Com o decorrer dos tempos verificou-se que relativamente a tecnologias que tendiam a aparecer, tinham uma energia específica mais baixa, menor ciclo de vida e uma resistência interna mais alta (o que implica maiores taxas de auto-descarga), sofriam do chamado “efeito de memória”, o seu custo era acentuado, eram bastante pesadas e, sobretudo, o cádmio apresentava sérios problemas ambientais. O “efeito memória”, deriva da tendência à formação de dendrites (cristais) no electrólito quando recarregada antes de atingir a sua descarga completa. Estes cristais diminuem a capacidade de armazenamento de energia na bateria, fazendo com que as mesmas se descarreguem antes do previsto. No entanto, este tipo de baterias, atingem temperaturas mais baixas em carga, quando comparadas com as restantes, nomeadamente, as de Ni-MH [3.22].

As baterias de Ni-Cd são constituídas por um pólo positivo coberto de hidróxido de níquel e por um pólo negativo coberto de material sensível ao cádmio, ambos isolados por um separador. Os pólos estão imersos numa substância electrolítica, que conduz os iões, sendo normalmente uma solução de hidróxido de potássio (KOH) [3.5]. O principal problema deste tipo de baterias, que é comum a todas as que são baseadas em níquel, é a formação de dendritos ao longo do tempo, que impede a totalidade do seu carregamento, sendo necessário recorrer a uma inconveniente descarga profunda, com rigor no seu controlo, com vista à redução desses cristais [3.1].

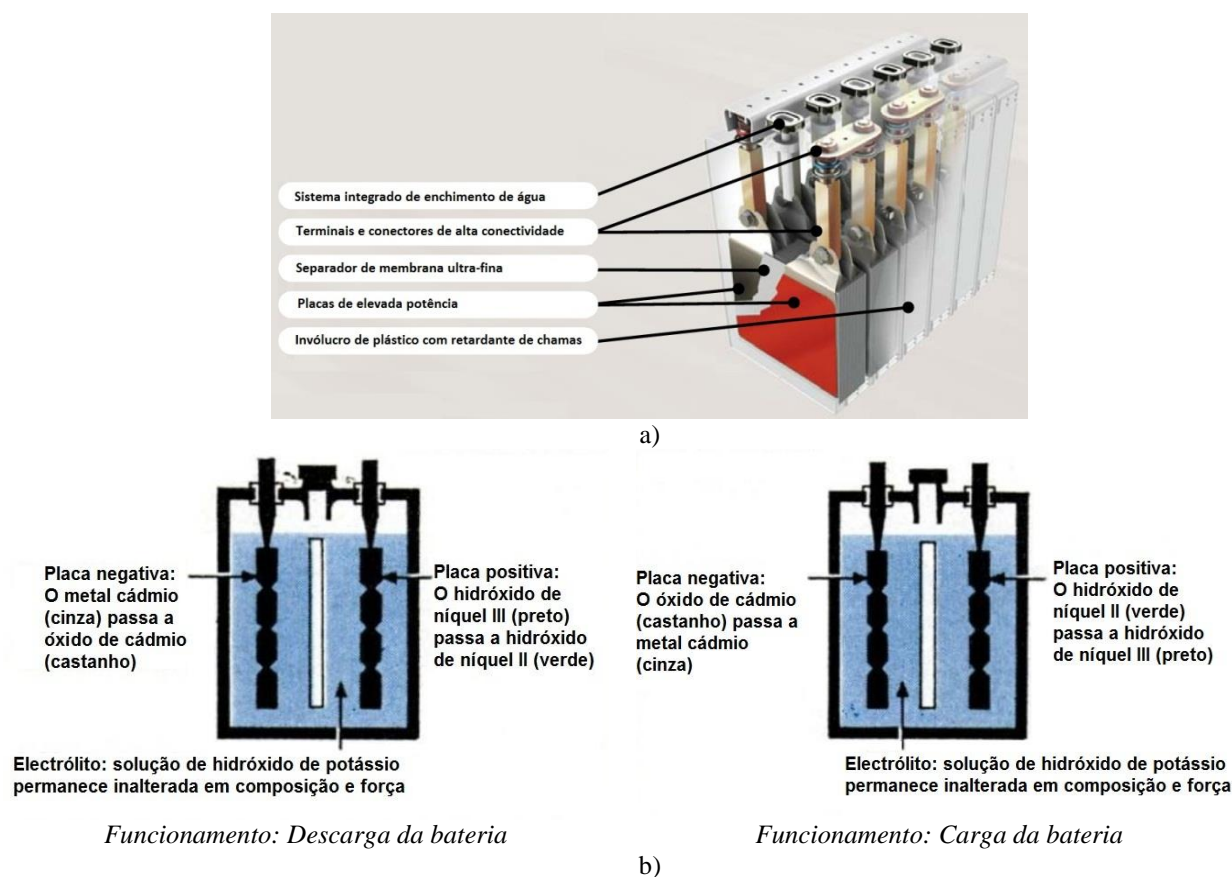


Figura 3.4. Bateria de Níquel Cádmio: a) partes constituintes e b) esquema representativo de funcionamento (adaptado de [3.5]).

Actualmente a aplicação desta tecnologia em veículos eléctricos, muito popular na década de 90, caiu em desuso com o advento das baterias de Ni-MH, com características da mesma ordem de grandeza mas muito menos tóxicas, devido à ausência de cádmio, e mais recentemente com a introdução comercial de baterias de Li-Ion.

3.2.1.3 Baterias de Hidretos Metálicos de Níquel (Ni-MH)

As baterias de Ni-MH (Figura 3.5) fazem parte do grupo de baterias que usam soluções alcalinas, dentro do qual são as que apresentam melhores resultados para utilizações em tracção, sendo possível encontrá-las actualmente em aplicações de veículos eléctricos e híbridos [3.1]. Estas foram introduzidas no mercado como substitutas das de Ni-Cd, que embora apresentassem inicialmente um pior desempenho eléctrico, não tinham os problemas ambientais associados ao cádmio. Quando comparadas com as existentes actualmente, não se evidenciaram em nenhum parâmetro individual, pois as de ácido-chumbo são mais baratas, as de iões de lítio, bem com as de Ni-Cd, apresentam maiores densidades energéticas, maior ciclo de vida e resistência interna mais baixa, o que favorece o uso com taxas de descargas de correntes mais elevadas.

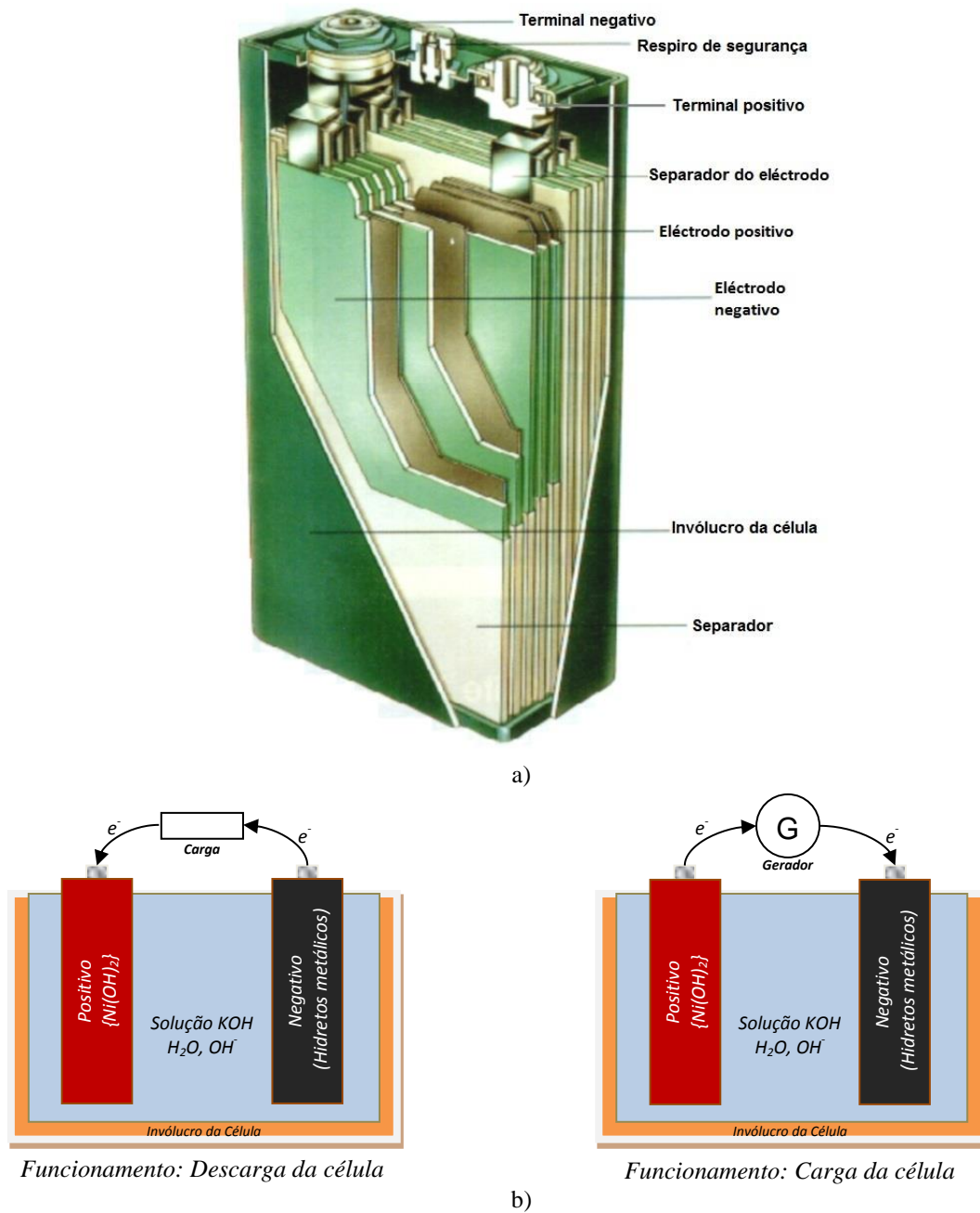


Figura 3.5. Bateria de Hidretos Metálicos de Níquel: a) partes constituintes (célula prismática) e b) esquema representativo de funcionamento (adaptado de [3.26]).

No entanto, até meados da primeira década deste século, estas baterias primavam por terem uma boa relação em todos os parâmetros (custo, energia e potência específica, ciclo de vida, resistência interna, eficiência) acabando por serem as que ofereciam um melhor compromisso, quando comparadas com as restantes tecnologias de baterias, disponíveis comercialmente para aplicações em veículos eléctricos.

Assim a segunda geração do EV1 da General Motors de 1999) e os primeiros veículos híbridos da Toyota (Toyota Prius) e da Honda (Honda Insight) utilizaram a tecnologia Ni-MH pela sua, à época, elevada capacidade de armazenamento de energia e ainda o seu rápido amadurecimento.

As baterias de Ni-MH são semelhantes às de Ni-Cd, conforme se apresenta na Figura 3.5 b). O seu eléctrodo positivo é constituído por hidróxido de níquel e o eléctrodo negativo composto por uma mistura de vanádio, titânio, níquel e outros metais. O eléctrodo negativo, devido às suas características de construção, consegue armazenar iões de hidrogénio num estado sólido durante o processo de carga. Esta captura é mais fraca do que nos eléctrodos de cádmio das baterias de Ni-Cd, o que resulta numa maior auto-descarga. Esta é uma das desvantagens das células de Ni-MH, contudo o efeito de memória é mais limitado do que nas de Ni-Cd.

O comportamento térmico das baterias de Ni-MH é um pouco mais complexo do que nas de Ni-Cd, visto que surge um mecanismo de recombinação de oxigénio entre o eléctrodo positivo e o negativo quando o eléctrodo positivo está completamente carregado. Estas reacções do oxigénio produzem calor, o qual é adicionado ao calor proveniente da reacção exotérmica da descarga, ao passo que nas de Ni-Cd este processo é endotérmico. Todos estes factores apontam para uma temperatura de carga mais elevada do que nas baterias de Ni-Cd [3.22]. No entanto, as baterias de Ni-MH mostram uma tensão de pico menos evidenciada quando totalmente carregadas. Como a detecção do fim de carga é complicada, existe a necessidade de um sistema preciso de monitorização ao utilizar esta tecnologia de baterias.

Ainda hoje, as baterias de Ni-MH apresentam boas características para utilizações em veículos eléctricos, sobretudo para aplicações específicas (autocarros, NEV, etc.). A sua evolução permitiu alcançar bons resultados face às existentes anteriormente (ácido-chumbo, VRLA, AGM e Ni-Cd), como, maior energia específica, maior potência específica, segurança em operação com tensões mais altas (maior número de células em série), tolerância às cargas e descargas abusivas e boas propriedades térmicas [3.9].

O futuro desta tecnologia vai depender dos desenvolvimentos das baterias de iões de lítio e do custo do níquel que tem vindo a subir, pois os materiais em bruto de onde é extraído são bastante dispendiosos e as previsões apontam para um aumento do preço deste tipo de baterias, mesmo numa situação de produção em larga escala [3.9] [3.22]. Assim, para esta tecnologia se manter competitiva a longo prazo, é imperativo que os custos dos metais utilizados reduzam, ou que se utilizem outros mais económicos.

3.2.1.4 Baterias de Iões de Lítio (Li-Ion)

As baterias baseadas no lítio podem ser construídas com diferentes geometrias (e.g prismática, cilíndrica ou em forma de bolsa) e com várias combinações químicas, consoante as necessidades de energia e potência específica.

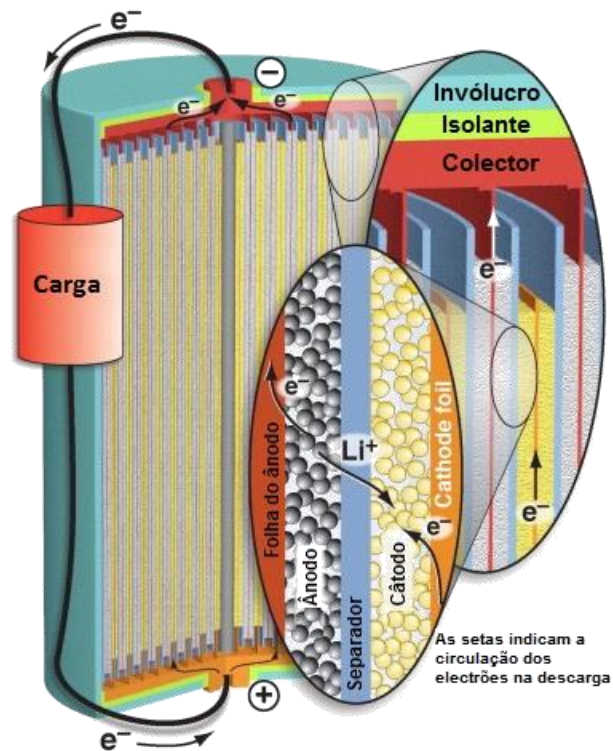
Na Figura 3.6 apresentam-se as partes constituintes e um esquema de funcionamento das baterias de iões de lítio. Inicialmente, estas eram constituídas por eléctrodos positivos feitos de óxido de cobalto, eléctrodos negativos de carbono e electrólito feito à base de um solvente orgânico de lítio. Os modelos deste tipo de baterias aumentaram muito o desempenho desta tecnologia e permitem uma melhor previsão da sua deterioração. Uma vez que o lítio é o metal mais leve, estas baterias são as que têm maior energia e maior potência específica, o efeito de memória é praticamente inexistente, têm elevado número de ciclos de carga e descarga e tendência decrescente no seu preço [3.9]. A perspectiva de uma descida de preço deve-se essencialmente à diminuição do preço do lítio face aos outros metais usados nas restantes tecnologias e ao aumento de produção de baterias deste tipo [3.22].

Devido à inexistência do efeito de memória, contrariamente ao que acontece com as de cádmio e níquel, é possível recarregar as baterias de iões de lítio sempre que for conveniente e pretendido, sem ter especiais preocupações com a realização de ciclos de carga ou descarga completos.

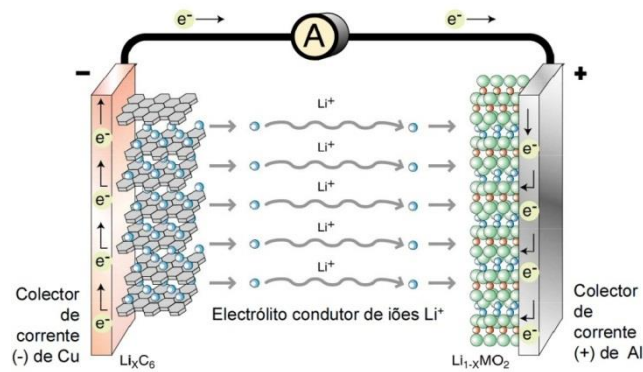
Esta tecnologia apresenta várias combinações químicas (e.g. lítio-óxido de cobalto (LiCoO_2), lítio-fosfato de ferro (LiFePO_4), espinela de lítio-manganês (LiMn_2O_4), lítio-óxido de manganês cobalto níquel ($\text{LiNi}_x\text{Co}_y\text{Mn}_z\text{O}_2$) e lítio-óxido de titanato ($\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$)), que podem ser comparadas sucintamente através das características apresentadas na Tabela 3.3. [3.28]

Tabela 3.3. Características de vários tipos de baterias de iões de lítio, ao nível da célula. [3.28]

	Energia Específica [Wh/kg]	Densidade de Energia [Wh/l]	Ciclos (100% D.D)	Preço estimado [€/Wh]	Taxa de Descarga	Temperatura Máxima	Tensão [V]	Funcionamento nominal
LiCoO_2	170-185	450-490	500	0,24-0,35	1C	170°C	3,6	-20°C até 60°C
LiFePO_4	90-125	130-300	>1000	0,23-0,46	5C cont. 10C puls.	270°C	3,2	-20°C até 60°C
$\text{LiNi}_x\text{Co}_y\text{Mn}_z\text{O}_2$ (NCM)	155-190	330-365	1500	0,38-0,44	1C cont. 5C puls.	215°C	3,7	-20°C até 60°C
$\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$	65-100	118-200	12000	0,76-1,30	10C cont. 20C puls.	--	2,5	-50°C até 75°C
LiMn_2O_4	90-110	280	>1000	0,34-0,42	3C-5C cont.	255°C	3,8	-20°C até 50°C



a)



b)

Figura 3.6. Bateria de íons de Lítio: a) partes constituintes (adaptado de [3.27]) e b) esquema representativo de funcionamento.

Da Tabela 3.3, verifica-se que as químicas baseadas em cobalto apresentam maiores densidades de energia, seguidas das de $LiFePO_4$. Estas últimas, apresentam uma tecnologia já estabilizada, com melhor tolerância a temperaturas abusivas, e   diminui o do tempo de vida em situa es de sobrecargas e descargas profundas, em rela o às apresentadas pelas de cobalto. Pois, as primeiras baterias de lítio-óxido de cobalto apresentavam falta de segurança face a situa es de carga e descarga excessiva, impactos mecânicos e exposi o a elevadas temperaturas [3.9].

As baterias de polímero de lítio evoluíram a partir das baterias de iões de lítio convencionais. Distinguem-se destas últimas, pelo facto do seu electrólito de sais de lítio não ser retido por um solvente orgânico, mas sim, por um material compósito de polímero sólido como o óxido de polietileno e o poliacrilonitrilo. As suas vantagens, em relação às convencionais baterias de iões de lítio, são um custo de fabrico potencialmente mais baixo, uma maior robustez, e ainda uma grande adaptabilidade a diferentes formatos.

As baterias de polímero de lítio têm, quando comparadas com as primeiras baterias de iões de lítio, uma maior taxa de degradação durante o ciclo de vida. Alguns fabricantes afirmam terem conseguido mais de 500 ciclos de recarga com este tipo de baterias, antes da sua capacidade cair abaixo dos 80% iniciais. Uma variante desta tecnologia, chamada de lítio-polímero de película fina, apresenta-se como capaz de operar durante mais de 10 000 ciclos. [3.29].

Assim, as baterias de iões de lítio, particularmente as lítio-fosfato de ferro (LiFePO_4), demonstram grande adaptabilidade a aplicações em veículos eléctricos, por serem as que actualmente se encontram com uma produção em larga escala e um menor custo (dentro das várias tecnologias de lítio) [3.28].

3.2.1.5 Energia Específica Teórica e Prática de Diferentes Tecnologias

Apesar da evolução tecnológica ao nível das baterias de lítio, ainda permanecem alguns desafios relativos ao aumento da energia e da potência específicas, aumento da sua vida útil e diminuição do seu custo. Estes poderão ser alcançados através da utilização de novos materiais nos eléctrodos, novas geometrias e novos electrólitos.

Neste ponto, é importante esclarecer um aspecto que por vezes é objecto de alguma confusão: a diferença entre energia (e potência) específica teórica e energia (e potência) específica prática [3.6]. Assim, a energia específica teórica é baseada apenas na massa dos materiais activos do cátodo, do ânodo e do electrólito (embora por vezes, não se inclua o electrólito neste valor [3.5]). No entanto, normalmente o electrólito está diluído, existe material dos eléctrodos que não participa nas reacções, componentes de suporte dos eléctrodos, terminais, a caixa da célula ou da bateria, barramentos de ligação, etc., que contribuem para o aumento do peso e volume da célula, sem aumentar a energia nela armazenada. Deste modo, a energia específica prática será aquela que se pode encontrar em baterias reais, nomeadamente existentes no mercado. Estes valores de energia específica prática, para a mesma tecnologia, variam consoante o fabricante, o modelo particular de bateria e as condições de utilização da mesma. Assim, o valor de “Energia

Específica da Célula” na Tabela 3.3, ou na Figura 3.7, deve ser entendido como um valor t pico de energia em Wh/kg para células no mercado. Contudo, ao agrupar diversas células para fazer uma bateria, com sistema de gestão de baterias, eventualmente com protec es, relés e contactores, sistemas de refrigera o, etc., estes valores podem ser ainda significativamente reduzidos.

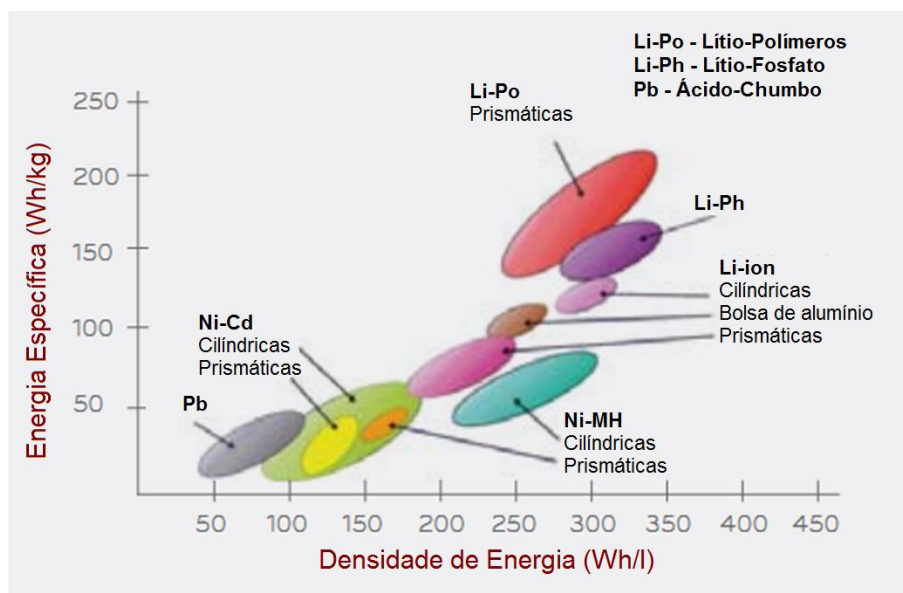


Figura 3.7. Energia específica vs. densidade de energia para diferentes tecnologias de baterias (adaptado de [3.7]).

Feito o esclarecimento do parágrafo anterior, na Figura 3.8 apresenta-se a energia específica teórica para diferentes químicas, segundo [3.28] incluindo as disponíveis actualmente no mercado e que possuem maior valor de energia específica teórica, nomeadamente, LiCoO_2 , LiFePO_4 e NCM. Os cinco tipos de baterias, mais à direita, marcam a actual tendência da investiga o em tecnologia de baterias, sendo quatro tecnologias baseadas em lítio e uma em zinco. De todos esses tipos, as baterias de lítio-ar (Li-Air) apresentam-se como as mais promissoras, com uma energia específica teórica de cerca de 12 000 Wh/kg ou de 5 200 Wh/kg, considerando a massa do oxig nio [3.29] [3.30]. Enormes esforços de investiga o e desenvolvimento estão actualmente a decorrer no sentido de os valores das energias específicas práticas se aproximarem cada vez mais das energias específicas teóricas.

Dentro das tecnologias em desenvolvimento (com perspectivas de chegarem rapidamente ao mercado), as que recorrem ao *advanced transition metal oxide* (TMO), procurando substituir a utiliza o de grafite nos eléctrodos, oferecem uma maior energia específica e um menor custo de produ o. Teoricamente, as células que utilizem TMO podem atingir uma energia específica superior a 300 Wh/kg. [3.28]

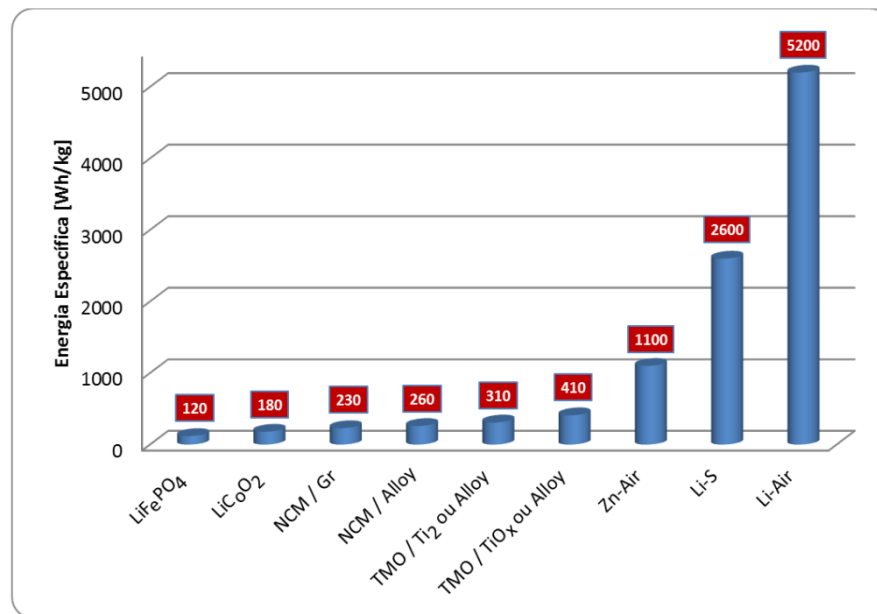


Figura 3.8. Energia específica teórica alcançável para diferentes químicas de baterias de Li-Ion (adaptado de [3.28]).

Outra das tecnologias emergentes é a designada por Zinco-Ar (Zn-Air), nas quais a descarga é potenciada pela oxidação do zinco através do oxigénio do ar. Da mesma forma que em outras células recarregáveis que combinam metais e ar, nestas é necessário um catalisador para permitir a reversibilidade do processo de descarga, para efectivar a recarga. Apesar destas oferecerem elevada energia específica teórica (1 100 Wh/kg), têm como principal desvantagem uma lenta taxa de descarga, traduzida por uma potência específica muito baixa [3.28]. Contudo, dentro do paradigma da hibridização de fontes, poderão ter, no futuro, um papel importante em aplicações para veículos eléctricos. Atendendo às características dos seus componentes, perspectiva-se um processo de fabrico bastante simplificado e seguro, o que levará a custos de produção em massa muito mais baixo do que outras tecnologias [3.30].

As baterias de Lítio-Enxofre (Li-S), embora apresentem uma elevada energia específica teórica (2 600 Wh/kg), permanecem, após alguns anos de desenvolvimento, com sérias limitações ao nível do número de ciclo de vida e auto-descarga, devido à solubilidade dos compostos utilizados no electrólito [3.28].

Na Figura 3.9 apresenta-se uma comparação das energias específicas teóricas e práticas das principais tecnologias de baterias actuais e futuras [3.30].

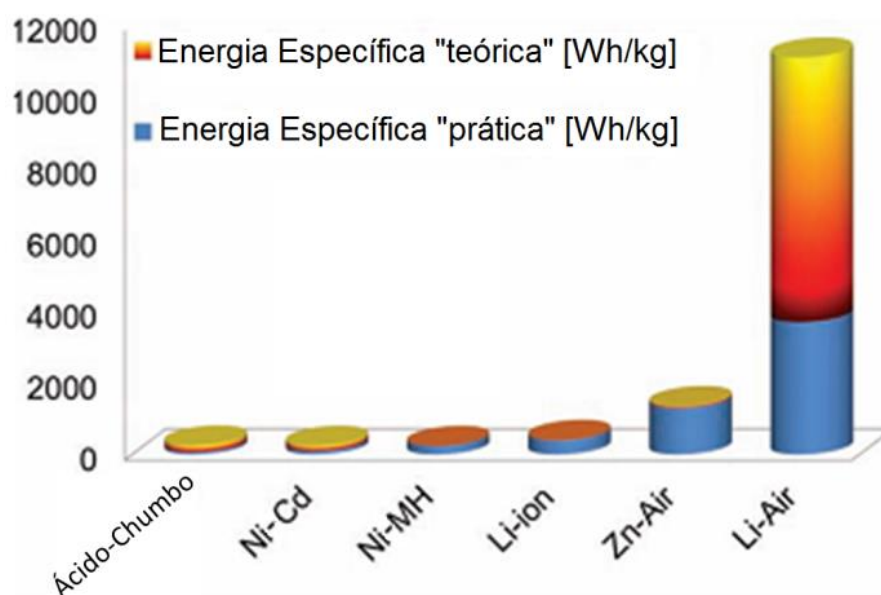


Figura 3.9. Gráfico comparativo da capacidade teórica de evolu o da energia específica para diferentes químicas de baterias (adaptado de [3.30]).

No entanto, estas tecnologias encontram-se ainda numa fase inicial de desenvolvimento e a sua potência específica é particularmente baixa [3.31], pelo que não   previsível a chegada ao mercado destas novas tecnologias antes de 10 anos [3.32].

A partir deste ponto as energias e potências específicas apresentadas referem-se sempre a valores práticos, isto é, valores existentes ou passíveis de existir em fontes de energia embarcáveis em veículos eléctricos. Nesse sentido, apresenta-se de seguida um conjunto de defini es e grandezas associadas à selec o e funcionamento de armazenamento de energia baseada em baterias, para utiliza o em trac o eléctrica rodoviária. As grandezas em questão são: a energia específica, a potência específica, a capacidade, a auto-descarga e estado de carga de uma bateria (ou banco de baterias). Algumas destas poderão ter uma defini o equivalente para outros tipos de sistemas de armazenamento de energia ou fontes que serão apresentadas posteriormente, como   o caso dos supercondensadores.

3.2.1.6 Defini o de Energia Específica

A quantidade de energia armazenável por unidade de massa de uma bateria, ou conjunto de baterias, é denominada por energia específica [3.33] [3.34]. Este parâmetro é um indicador fundamental para qualquer sistema de baterias e é expresso em watt-hora por quilograma (Wh/kg). Embora sirva apenas como uma aproxima o da energia entregue por uma bateria, é habitualmente usado como quantificador de referência entre as diferentes tecnologias de baterias

e/ou outro tipo de sistemas de armazenamento de energia. A energia real que pode ser extraída a partir de um sistema de bateria depende de vários factores tais como a temperatura e a taxa de descarga, o peso do sistema de refrigeração (se existir), etc.. Como expressão geral, a energia específica da bateria é definida por:

$$\text{Energia Específica} = \frac{\text{Energia Armazenável [Wh]}}{\text{Massa total da bateria [kg]}} \quad (3.2)$$

Uma vez que a energia de descarga varia com a taxa de descarga aplicada à bateria, a energia específica real da mesma também irá variar.

3.2.1.7 Definição de Potência Específica

A potência específica de um sistema de baterias é o parâmetro que quantifica a taxa de descarga nominal por unidade de massa. É expresso em watt por quilograma (W/kg) e também serve como uma aproximação do nível de potência disponível a fornecer por um sistema de bateria [3.33] [3.34].

$$\text{Potência Específica} = \frac{\text{Potência disponível [W]}}{\text{Massa total da bateria [kg]}} \quad (3.3)$$

3.2.1.8 Definição de Capacidade e Taxa de Descarga

A capacidade de um sistema de baterias é a medida da quantidade de carga livre libertada pelo material activo no eléctrodo negativo e captada pelo eléctrodo positivo. Este parâmetro é medido em Coulombs (C), mas é geralmente expresso em ampère-hora (Ah), sendo $1 \text{ Ah} = 3600 \text{ C}$ [3.33]. A capacidade de um sistema de baterias, C , é especificada a uma corrente de descarga constante, I durante n horas:

$$C_n = I \cdot t = I \cdot n \quad (3.4)$$

Assim a capacidade de uma bateria de ignição de ácido-chumbo, é normalmente definida com base numa descarga ao longo de 20 h, pelo que é representada por C_{20} , enquanto que para baterias de tracção, essa descarga tem como referência 3 ou 5 h: C_3 ou C_5 .

Idealmente, a classifica o de Ah para uma dada bateria seria a mesma para qualquer corrente de descarga. No entanto, em todos os sistemas de baterias existentes, a capacidade real é dependente do valor da corrente de descarga. Por exemplo, uma bateria de 20 Ah poderia ser classificada para fornecer 1 A durante 20 horas, mas não é capaz de fornecer 20 A durante 1 hora. Em geral, quanto maior for a corrente de descarga, menor será a resultante capacidade. Esta diferença de capacidade é devida a excessos de reac es secundárias dentro das suas células.

Para exprimir a amplitude da corrente de descarga utiliza-se a taxa de descarga (*discharge rate*), um factor adimensional, k , que multiplica a capacidade da bateria. Assim a corrente de descarga, I , será dada por:

$$I = k \cdot C_n \quad (3.5)$$

em que C_n é a capacidade especificada pelo fabricante da bateria em Ah, definida para uma descarga ao longo de n horas.

Por exemplo, se um banco de baterias com uma capacidade de 30 Ah, medida para uma descarga de 10 horas,   descarregada com uma corrente, I , igual a 15 A, então a equa o (3.5) virá $I = 0,5C_{10}$. Inversamente, uma taxa de descarga $C/10$ (ou $0,1C$) de uma bateria com capacidade de 10 Ah significa que a corrente de descarga é 1 A. Se uma bateria de 20 Ah é descarregada com 4 A, então a descarga é efectuada a $0,2C$ ou a $C/5$. Uma vez que o valor de C geralmente diminui com o aumento da taxa de descarga, o valor constante da corrente de descarga (ou o número de horas n) juntamente com a capacidade nominal da bateria devem ser indicados, a fim de descrever com precisão a capacidade efectiva da bateria e conseqentemente a sua energia disponível. [3.33]

Note-se que, como nalguns dos exemplos acima, por vezes os fabricantes omitem o subscrito n na capacidade. Nesse caso,   necessário procurar essa informa o na documenta o da bateria.

3.2.1.9 Defini o de Estado de Carga

O estado de carga (*State-of-Charge*, SoC) de uma bateria é um parâmetro adimensional que representa a carga disponível em rela o   sua capacidade de carga especificada [3.33] [3.34]. Como a bateria é descarregada e carregada, o SoC indica a quantidade relativa de energia que tenha sido removida ou adicionada na bateria, definida através de uma razão normalizada, como a indicada na expressão seguinte:

$$SoC = \frac{\text{Carga disponível [Ah]}}{\text{Capacidade nominal [Ah]}} \quad (3.6)$$

A determinação com precisão do estado de carga é importante para uma implementação eficaz de qualquer estratégia de gestão de energia, bem como, para dar informações sobre a quantidade de energia disponível no sistema de baterias. Na última década foram usadas várias técnicas para estimar o SoC como a modelização através de lógica difusa [3.35], métodos analíticos utilizando a equação de Peukert [3.11] e uma abordagem combinada, que utiliza empiricamente dados previamente obtidos numa *look-up table* [3.33]. Na maioria dos métodos de determinação de SoC, a corrente da bateria é integrada ao longo do tempo e relacionada com a capacidade nominal da mesma. No entanto, estes métodos, baseados na integração de corrente, são propensos a erros de integração, causados por desvios de longa duração na execução dos cálculos, o que leva a uma necessária reiniciação periódica do SoC.

A determinação do SoC de um sistema de baterias, num determinado instante t_1 , durante a realização de uma descarga a uma taxa C_n , desde o instante t_0 , com uma corrente de descarga I_{bat} é dada pela seguinte equação:

$$SoC(t_1) = SoC(t_0) - \frac{\int_{t_0}^{t_1} I_{bat}(t) \cdot dt}{3600 \cdot C_n} \quad (3.7)$$

Em implementações de gestão e controlo com capacidade de resposta em tempo real, o SoC das baterias pode ser calculado em intervalos de tempo discreto como apresenta a equação:

$$SoC[k + 1] = SoC[k] - \left(\frac{I_{bat}[k] \cdot \Delta t}{3600 \cdot C_n} \right) \quad (3.8)$$

onde Δt é o período de amostragem entre o instante k e $k + 1$, considerando que o tempo que decorre entre duas amostras consecutivas é suficientemente pequeno para se assumir que a corrente da bateria permanece constante durante o período de amostragem.

3.2.2 PILHA DE COMBUSTÍVEL (*FUEL CELL*)

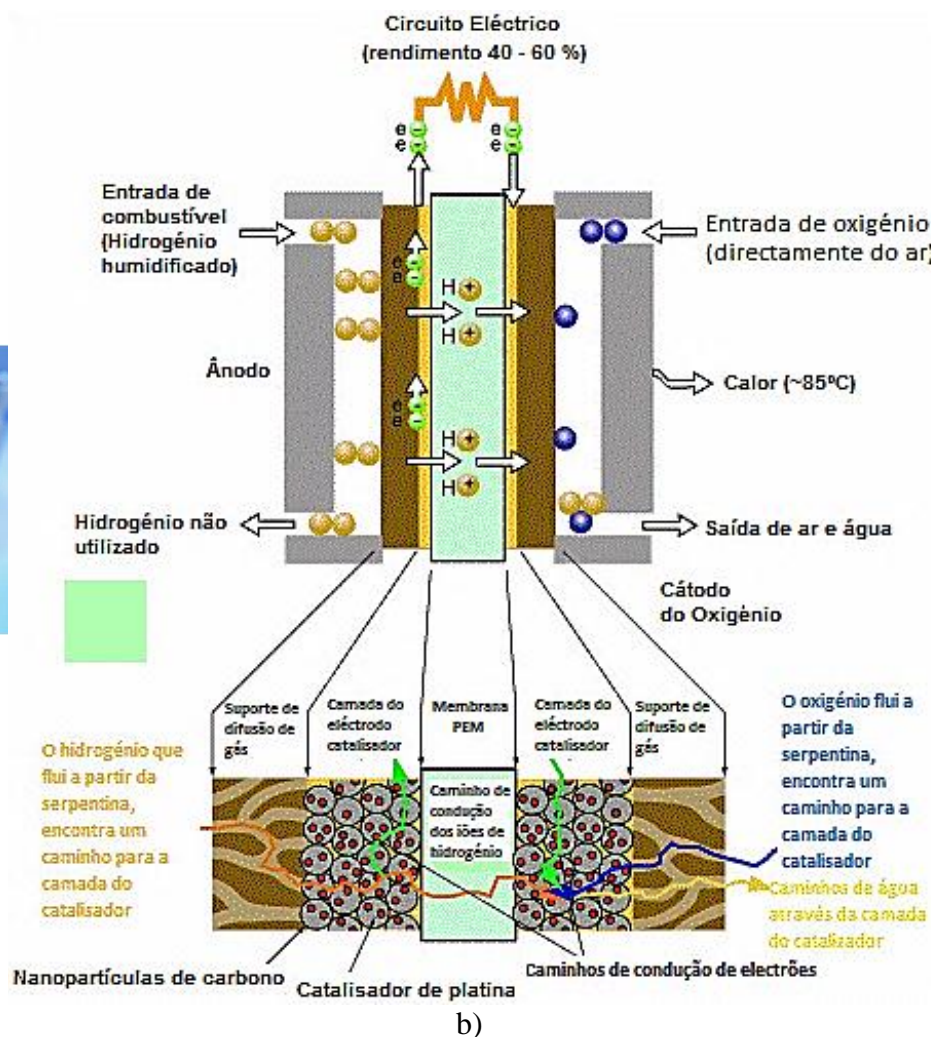
Uma pilha de combustível, na literatura anglo-saxónica *Fuel Cell* (FC), é um dispositivo de conversão de energia electroquímica. Ao contrário do que acontece com as baterias, esta pode fornecer continuamente energia, desde que exista um abastecimento contínuo de combustível, tipicamente hidrogénio. Dentro desta tecnologia existem diferentes tipos. No entanto as pilhas de

combustível que se consideram como mais apropriadas para aplicações em veículos eléctricos são as designadas por membrana de permuta protónica (*Proton Exchange Membrane*, PEM), dado que têm como vantagens, uma baixa temperatura de operação, uma relativa rápida resposta em potência, não são poluentes (à semelhança de outras pilhas de combustíveis) e têm um rendimento global elevado. [3.1] [3.36] [3.37] [3.38] [3.39]

As células PEM (Figura 3.10 a)) são essencialmente constituídas por dois eléctrodos (ânodo e cátodo), electrólito e catalisador. O catalisador é obtido através de duas placas finas em carbono revestidas com uma fina camada de pó de platina, que permitirá facilitar as reacções entre o ânodo e o cátodo. O princípio de funcionamento de uma célula PEM é exemplificado pela Figura 3.10 b).



a)



b)

Figura 3.10. a) Célula de uma Pilha de combustível PEM; b) Esquema representativo de funcionamento (adaptado de [3.1], [3.38] e [3.39]).

Portanto, tanto o ânodo como o cátodo conduzem os electrões que são libertados a partir do combustível de hidrogénio, de modo que estes possam ser usados num circuito externo gerando a electricidade, através de canais artificialmente criados, para dispersar o hidrogénio no seu estado gasoso de forma uniforme sobre a superfície do catalisador. O electrólito é uma membrana de permuta protónica, que bloqueia os electrões e só conduz os iões carregados positivamente. Os electrões reagem com os iões de hidrogénio e de oxigénio formando água. Assim, o resultado da reacção é a água e calor que são libertados para o exterior.

É possível combinar o número desejado de células de forma a constituir-se uma pilha de combustível para se obterem a potência e tensão desejadas. A energia produzida pela pilha de combustível é transmitida a um ou mais sistemas de armazenamento, podendo ser também transmitida directamente ao sistema de força motriz, que posteriormente converte energia eléctrica em energia mecânica, fazendo mover o veículo [3.38] [3.39]. As pilhas de combustível apresentam rendimentos de 50-60%, o que originará rendimentos globais de tracção ligeiramente melhores (40-45%), do que os de um motor de combustão interna tradicional (inferiores a 30%) [3.36] [3.40].

No entanto acarretam desvantagens como o seu elevado custo, o problema do armazenamento de combustível, uma vez que a densidade energética do hidrogénio é bastante inferior à do petróleo, situando-se aqui a principal desvantagem desta solução, respeitante ao armazenamento e transporte do hidrogénio. [3.3] [3.9]

3.2.3 SUPERCONDENSADORES

Um supercondensador, ultracondensador ou condensador de camada dupla é um dispositivo que tem uma densidade energética menor do que a das baterias (embora milhares de vezes superior à dos condensadores convencionais) [3.1] [3.3] e grandes potências específicas. Na Figura 3.11 a) apresentam-se exemplos de supercondensadores comerciais.

Num condensador convencional, a energia é fornecida pela remoção de transportadores de carga, tipicamente electrões, de uma chapa metálica para a outra. Esta separação de carga cria um potencial, entre as duas placas, que pode alimentar um circuito externo. A energia total armazenada deste modo é uma combinação do número de cargas armazenadas e do potencial entre as chapas. Vários materiais podem ser inseridos entre as placas para permitir o fornecimento de maiores tensões, o que possibilita maiores densidades de energia, independentemente do seu tamanho.

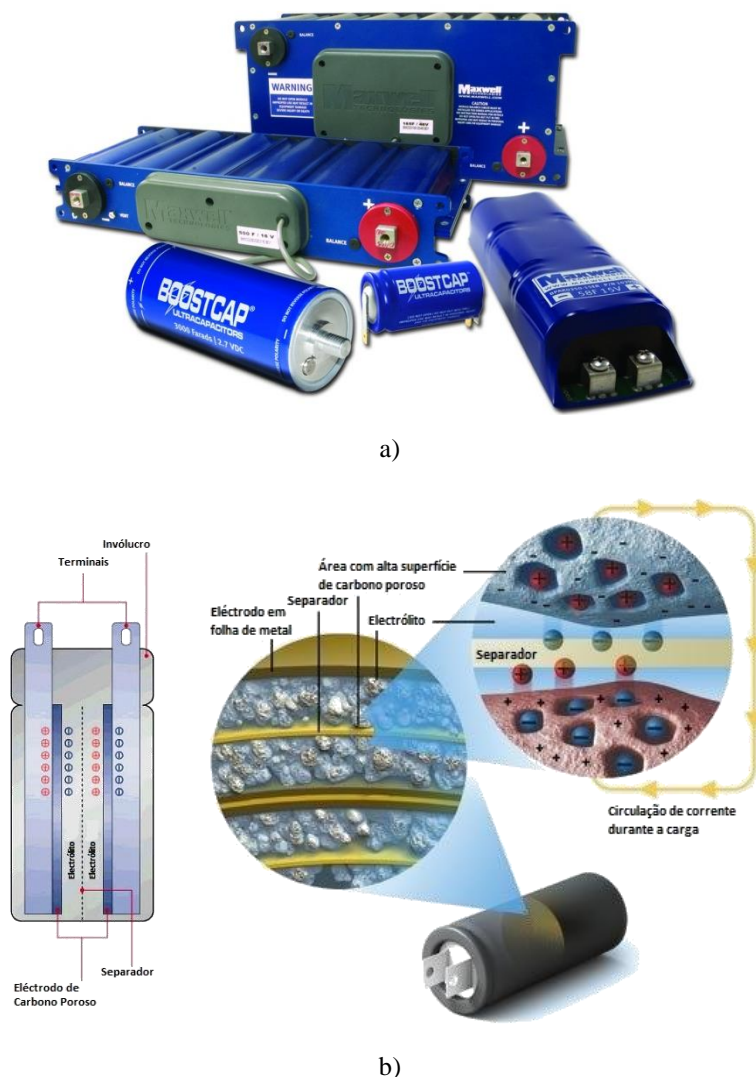


Figura 3.11. a) Supercondensadores disponíveis comercialmente; b) Esquema representativo de funcionamento (adaptado de [3.41] e [3.42]).

Os supercondensadores são construídos por dois eléctrodos à base de carbono, um dieléctrico não convencional (separador), que permite a mobilidade de iões carregados e inibe a condução electrónica, e um electrólito (Figura 3.11 b)), mas tal como os condensadores convencionais armazenam energia eléctrica através da separação e acumulação de cargas opostas, armazenadas em duas placas paralelas divididas por uma membrana não condutora. Este composto é subsequentemente enrolado ou dobrado numa forma cilíndrica ou rectangular e empilhado num invólucro. Em seguida, o sistema é impregnado com um electrólito, que no seu estado sólido é do tipo orgânico ou aquoso. A tensão de decomposição do electrólito determina a tensão máxima de funcionamento do supercondensador. O *zoom* apresentado na Figura 3.11 b) ilustra a área com grande superfície do material activo (carbono poroso). Devido à distância de separação ser muito

pequena entre os electrólitos, bem como a grande superfície efectiva do material activo, são obtidas elevadas capacidades (farads).

A capacidade de um supercondensador para armazenar energia é proporcional à área das placas, A , e à permitividade do dieléctrico, ϵ , e inversamente proporcional à distância, d , entre as placas, como apresenta a equação (3.9):

$$Q_{SC} = C_{SC}V_{SC} = \frac{A\epsilon}{d}V_{SC} \quad (3.9)$$

Os supercondensadores são capazes de armazenar uma quantidade substancial de energia com baixos níveis de tensão, o que é possível devido à grande área de superfície e à elevada permitividade do dieléctrico [3.9]. A designação de dupla camada advém do processo de carga que origina uma dupla camada de carga em cada eléctrodo, que juntamente com um aumento da área de superfície e uma diminuição da distância entre os eléctrodos permite atingir densidades de energia mais elevadas do que os condensadores convencionais [3.43].

Como o próprio nome indica, as diferenças face aos condensadores convencionais residem sobretudo numa maior capacidade de armazenar e fornecer energia, mantendo uma excelente capacidade de resposta em potência. As características de descarga e circuitos equivalentes de um supercondensador são semelhantes aos condensadores convencionais, mas existem algumas propriedades diferentes entre os dois tipos. Além disso, a capacidade de um supercondensador para um determinado tamanho é muito mais elevada do que a dos condensadores tradicionais: a energia específica do supercondensador é aproximadamente 150 vezes maior do que a de um condensador electrolítico, razão pela qual se apelidaram de “supercondensadores” por forma a diferenciá-los pelas suas capacidades de armazenamento de energia.

Actualmente existem diversas tecnologias de supercondensadores em desenvolvimento. Diferentes fabricantes apresentam modelos com algumas diferenças, devendo-se procurar aqueles que melhor se adaptam às necessidades dos sistemas de alimentação para veículos eléctricos. Todos eles têm muitas características semelhantes, sendo as principais diferenças: a eficiência e o custo por unidade, pelo facto dos seus eléctrodos serem produzidos com revestimento de um composto de carbono, que permite a manipulação da sua espessura e da sua largura, o que possibilita a produção de eléctrodos de várias formas e diferentes capacidades a baixo custo [3.1] [3.48].

Outra diferença significativa entre a carga e a descarga de um supercondensador, quando comparado com uma bateria, é o aumento intrínseco do valor da tensão em carga e uma

diminuição da tensão durante a descarga [3.47]. Em contraste, um sistema ideal de bateria apresenta uma tensão relativamente constante durante a descarga e recarga, excepto quando o estado de carga se aproxima dos seus extremos. O seu alto grau de reversibilidade, carga e descarga, e também os excelentes níveis de potência quando comparado com baterias de tamanho similar, surgem por não haver processos químicos de elevada inércia nas fases de carga e descarga. Recentemente, estes têm demonstrado grandes ciclos de vida útil, por volta de um milhão de ciclos em condições adequadas [3.4].

Estes dispositivos são capazes de armazenar e libertar grandes quantidades de carga eléctrica, com uma energia específica (Wh/kg), tipicamente 10 a 40 vezes menor do que as baterias, mas com uma elevada potência específica (W/kg), significativamente mais elevada (3 a 6 vezes) do que nas melhores baterias desenvolvidas para elevadas potências (cf. Figura 3.14) [3.4] [3.44] [3.45] [3.46].

Das características apresentadas, os supercondensadores dificilmente se tornarão substitutos directos das actuais baterias em aplicações de tracção eléctrica rodoviária, mas podem ser um excelente complemento, permitindo rápidas respostas em potência, quando solicitadas pela carga.

Em conclusão, este tipo de sistema de armazenamento de energia caracteriza-se por, comparativamente com as baterias, ter uma baixa energia específica, elevada potência específica, elevado ciclo de vida mesmo com descargas completas, elevada eficiência, baixa resistência interna, estado de carga directamente proporcional à tensão nos seus terminais e tendo grande variação de tensão quando recebe ou fornece energia. São ideais para fornecer potências elevadas em momentos de aceleração e para as receber aquando da travagem regenerativa, uma vez que este tipo de utilização para sistemas de baterias, diminui consideravelmente o seu tempo de vida útil devido ao conseqüente aumento de temperatura [3.9] [3.11].

3.2.3.1 Definição de Grandezas Eléctricas Associadas aos Supercondensadores

O dimensionamento e a utilização de um sistema de alimentação baseado em supercondensadores requerem a especificação da potência necessária e dos requisitos de energia. Para um banco de supercondensadores, estas grandezas ditam o número de células necessárias, mas contudo não representam as mesmas restrições de projecto que um baseado em baterias [3.46]. O número mínimo necessário é determinado pelo perfil de energia pretendido. No entanto, devido à queda de tensão, nem toda a energia armazenada pode ser utilizada eficazmente. Por conseguinte, o dimensionamento do banco deve ser baseado na energia utilizável que este pode

transferir, podendo esta ser fornecida muito rapidamente ou durante um grande intervalo de tempo. A taxa de fornecimento dessa energia determina as restrições para o dimensionamento de potência. As equações eléctricas fundamentais que definem o funcionamento do supercondensador são:

$$i_{SC} = C_{SC} \frac{dv_{SC}}{dt} \quad (3.10)$$

$$W = \frac{1}{2} C_{SC} \cdot V_{SC}^2 \quad (3.11)$$

A energia W armazenada num supercondensador é dada pela mesma expressão que para os condensadores convencionais, sendo directamente proporcional ao quadrado da amplitude da tensão, a qual varia com a carga (Q_{SC}) armazenada. Portanto, a energia disponível de um banco de supercondensadores durante a fase descarga segue a equação (3.12).

$$W_{k \rightarrow k+1} = \frac{1}{2} C_{SC} \cdot \{(V_{SC}[k])^2 - (V_{SC}[k+1])^2\} \quad (3.12)$$

Como apresenta a equação (3.12), a energia utilizável de um banco de supercondensador depende do valor mínimo e máximo da sua tensão. Definindo V_{SC}^{max} como tensão máxima e V_{SC}^{min} como a tensão mínima, pode-se obter uma relação de descarga de tensão, VDR , e expressá-la em percentagem, como se apresenta na equação (3.13).

$$VDR(\%) = \frac{V_{SC}^{min}}{V_{SC}^{max}} \times 100 \quad (3.13)$$

e portanto a energia disponível para ser utilizada, W_{disp} , define-se por:

$$W_{disp} = \frac{1}{2} C_{SC} V_{SC}^{max2} - \frac{1}{2} C_{SC} V_{SC}^{min2} = \underbrace{\frac{1}{2} C_{SC} V_{SC}^{max2}}_{W_{max}} \left(1 - \left(\frac{VDR(\%)}{100} \right)^2 \right) \quad (3.14)$$

em que W_{max} é a energia máxima armazenada.

3.2.4 VOLANTES DE INÉRCIA (*FLYWHEELS*)

Um volante de inércia (Figura 3.12), ou em inglês *flywheel*, é uma roda de elevada inércia que gira sobre um eixo e que pode ser construída com vários materiais (e.g aço, fibras de carbono

especiais, etc). Tem a função de “armazenar” e controlar uma certa quantidade do seu movimento de rotação através do controlo da energia cinética.

Devido às leis da física, os volantes de inércia têm a capacidade de manter o seu movimento, até que surjam forças em sentido contrário, como por exemplo as forças de atrito. Estes dispositivos são capazes de armazenar e conservar energia mecânica, que facilmente pode ser convertida em energia eléctrica utilizando motores/geradores eléctricos [3.49].

Os volantes de inércia utilizados em veículos eléctricos devem ter características especiais e requerem uma atenção específica na sua construção e aplicação. Assim, interessa que sejam pequenos, resistentes e que tenham uma elevada densidade de potência, sendo normalmente construídos à base de fibras de grafite ou fibras de carbono. [3.49] [3.50]

Nos veículos eléctricos, o motor de propulsão é usado para aumentar a energia cinética do volante de inércia e o gerador é usado para fornecer energia à carga ou ao sistema de armazenamento de energia. A energia cinética de um volante de inércia pode ser calculada por:

$$W = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega^2 \quad (3.15)$$

e

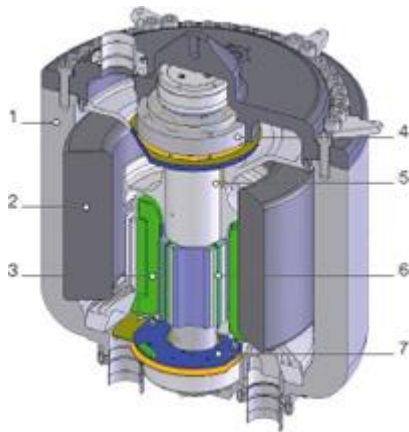
$$J = \frac{1}{2} \cdot m \cdot r^2 \quad (3.16)$$

onde W é a energia cinética armazenada no volante de inércia, J é o momento de inércia, ω é a velocidade de rotação do volante, r é o raio do rotor e m é a massa do rotor. Analisando a equação (3.15) conclui-se que a capacidade de armazenamento de energia dos volantes de inércia aumenta com o aumento do seu momento de inércia ou pelo aumento da sua velocidade de rotação [3.9].

Assim, os volantes de inércia com maior velocidade de rotação são a melhor opção para aplicações em tracção, apresentando dimensões reduzidas e armazenando energia em função do quadrado da sua velocidade de rotação. De forma a minimizar as perdas devidas aos diferentes tipos de atrito (Figura 3.12 b)), o ideal é funcionarem dentro de uma caixa em vácuo, assim como usar chumaceiras magnéticas para que não haja contacto com o veio de rotação [3.9] [3.49].



a)



1. Invólucro
2. Volante de inércia composto em fibra de carbono
3. Enrolamentos estatóricos
4. Chumaceira magnética superior
5. Sistema de vácuo
6. Rotor
7. Chumaceira magnética inferior

b)

Figura 3.12. a) Exemplo de um volante de inércia; b) Corte esquemático de um volante de inércia (adaptado de [3.50]).

Por questões de segurança e apesar dos volantes de inércia não serem projectados para situações de ruptura, estes têm invólucros de contenção e o seu comportamento dinâmico é monitorizado. Estas medidas têm de ser tomadas para que se minimizem os danos em caso de acidentes que envolvam o bloco completo do volante de inércia. Devido às elevadas velocidades que o mesmo pode atingir (> 60000 rpm), poderão dar origem à possível desintegração do volante, resultando numa chuva de projecteis em todas as direcções (com velocidades superiores aos projecteis disparados por armas de fogo) [3.51] [3.52].

Este tipo de sistema de armazenamento também se caracteriza por ter um longo tempo de vida, livre dos efeitos característicos de outros sistemas de armazenamento (e.g. baterias) e conseguir receber/fornecer grandes quantidades de energia (limitadas pelas dimensões do dispositivo) num curto espaço de tempo [3.9].

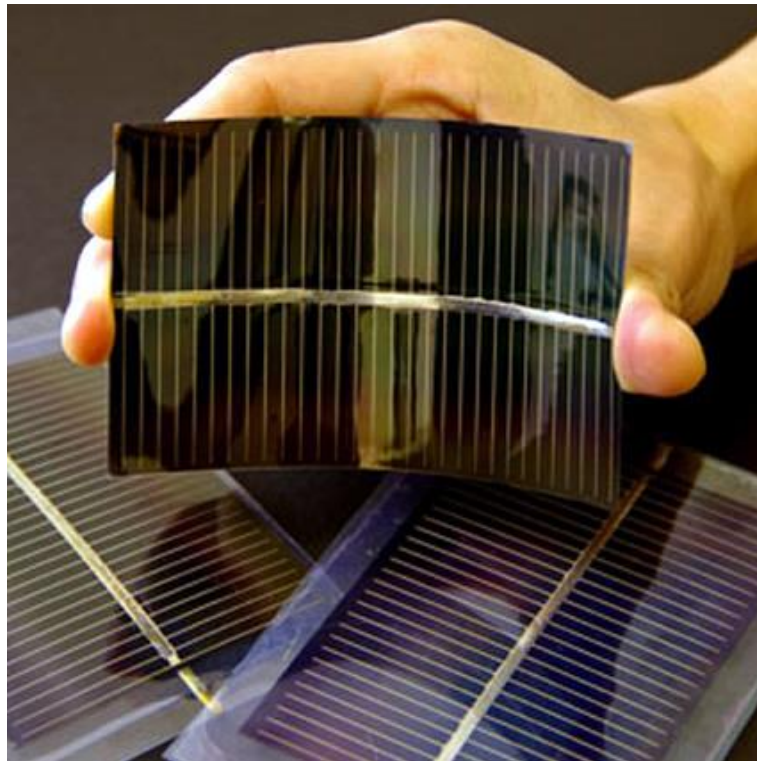
3.2.5 PAINÉIS OU FILMES FOTOVOLTAICOS

A aplicação dos painéis ou filmes fotovoltaicos (Figura 3.13) em veículos não funciona como os restantes sistemas de armazenamento de energia, mas sim como uma fonte, sendo de considerar a sua utilização para funcionarem como um sistema de energia renovável para recarga dos bancos de baterias, uma vez que um dos seus pontos fortes é a energia específica.

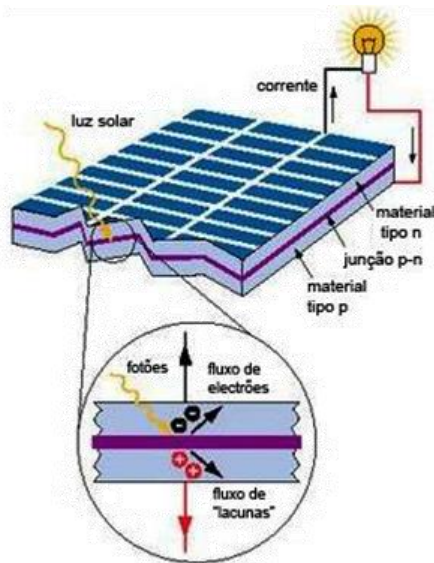
Existem muitas vantagens associadas a esta tecnologia quando se fala em aplicações para veículos eléctricos entre as quais, não ser poluente, elevada fiabilidade, fácil portabilidade e custo de operação reduzido.

No entanto, nos dias de hoje, para além de protótipos, não existem veículos eléctricos comerciais que utilizem esta tecnologia. A sua aplicabilidade em veículos que circulem em países onde a incidência solar é baixa é muito reduzida. Mesmo em países onde existam condições climáticas favoráveis à utilização de sistemas fotovoltaicos, os veículos baseados exclusivamente nesta fonte de energia, não têm autonomia para percorrer longas distâncias. Isto acontece porque esta tecnologia é caracterizada por ter baixo rendimento (entre 14 a 20%) [3.53] [3.54] e baixa densidade superficial de potência.

Para além disso, como a aplicação em veículos eléctricos obriga à utilização de materiais leves e que reduzam as perdas por atrito aerodinâmico, o seu custo ainda é elevado [3.54], juntando-se o facto da área disponível num veículo ser muito limitada para aplicação de sistemas fotovoltaicos. No entanto, uma solução para este inconveniente seria a aplicação de painéis fotovoltaicos em parques de estacionamento, onde existem menos limitações de espaço, podendo ser assim intensificada a utilização destes para recarregar os veículos eléctricos enquanto estão estacionados. Outra característica a ter em conta é a eficiência das células dos painéis, que são dependentes do tipo de material a partir do qual são construídas. As mais abundantes no mercado são as células de Silício Cristalino (s-Si), com rendimentos de cerca de 13% [3.53]. Os painéis de Arseneto de Gálio (GaAs), são os que têm células mais eficientes, com cerca de 28% de rendimento [3.53], porém o custo da sua fabricação é extremamente alto, tornando-se limitada a sua produção comercial, sendo estas células apenas utilizadas na construção de painéis solares para satélites artificiais [3.53]. Mais recentemente, existem alguns estudos que indicam a capacidade técnica para se obterem células fotovoltaicas com rendimentos superiores a 30%. [3.55] [3.56]



a)



b)

Figura 3.13. a) Filme fotovoltaico; b) Esquema representativo de funcionamento de uma célula fotovoltaica.

Por estas razões a energia proveniente de painéis fotovoltaicos nos veículos eléctricos, muitas vezes, é unicamente utilizada para alimentar a unidade de controlo de potência, tendo assim que surgir inovações significativas nesta tecnologia para que, quando aplicada num veículo eléctrico,

tenha uma maior relevância. Até lá, poderá ser uma (boa) soluço quando combinada com outras tecnologias.

3.3 ESTUDO COMPARATIVO DE FONTES DE ENERGIA

Nas sec es anteriores pretendeu-se fazer uma exposi o clara e sucinta das fontes e/ou sistemas de armazenamento capazes de serem embarcados em veículos eléctricos e candidatos a alimentarem o seu sistema de trac o. Verificou-se ainda a imaturidade tecnológica de alguns deles no que respeita ao propósito de alimentar um sistema aut nomo e muita investiga o em torno de algumas novas solu es que tecnologicamente necessitam ainda de algum amadurecimento, o que levará algumas décadas.

A Figura 3.14 permite uma compara o do actual estado tecnológico de sistemas de armazenamento de energia (baterias e supercondensadores) nas vertentes energia e potência específicas. Nessa figura verifica-se que os supercondensadores apresentam uma grande potência específica e simultaneamente uma reduzida energia específica. As diversas tecnologias de baterias são representadas com particular posicionamento das necessidades de um veículo eléctrico. De referir que estas se posicionam numa zona em que a potência e energia específicas são cobertas por tecnologias de baterias de Li-Ion, que estão ainda em fase de desenvolvimento ou apresentam custos impraticáveis para aplica es em veículos.

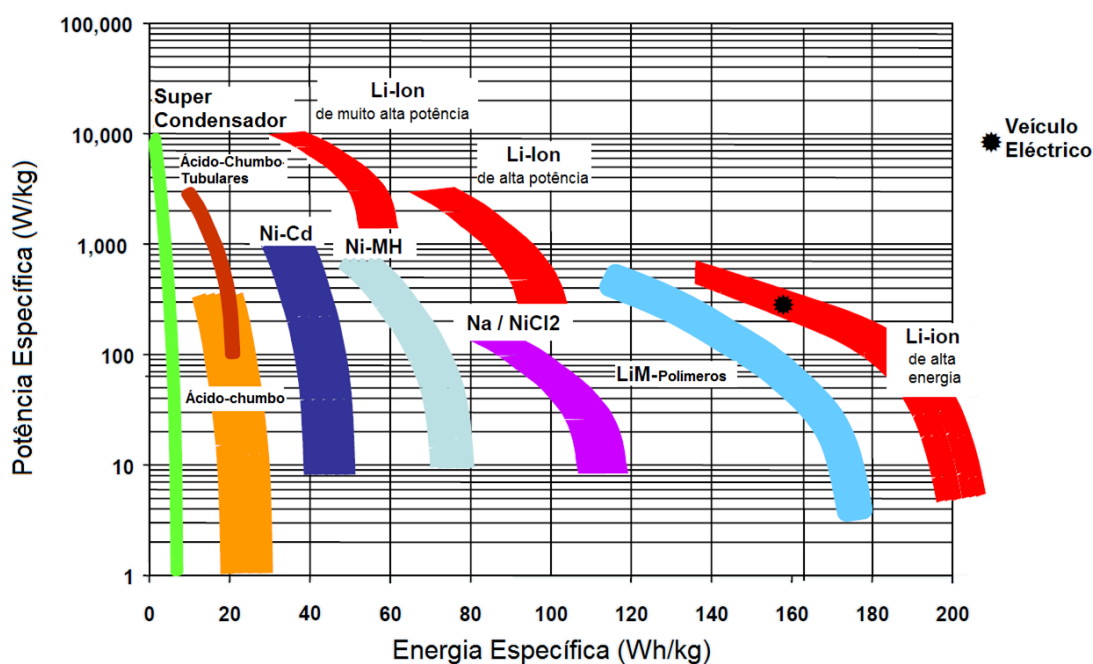


Figura 3.14. Compara o dos diversos sistemas de baterias, com valores ao nível da célula, incluindo supercondensadores (adaptado de [3.57]).

Como se verificou, as baterias de ácido-chumbo apresentam como vantagens o facto de serem uma tecnologia com quase 150 anos, pois a primeira foi construída em 1859 [3.24], terem custos relativamente baixos e de haver disponibilidade das matérias-primas (chumbo e ácido sulfúrico). Adicionalmente, possuem facilidade de fabrico, características electromecânicas favoráveis e infra-estruturas para a carga, manutenção e reciclagem. As mais indicadas para tracção eléctrica rodoviária são as baterias VRLA, de gel e tubulares, pois reduzem substancialmente o risco de fuga do electrólito em caso de acidente ou capotamento. Contudo, a par das vantagens referidas, as baterias de ácido-chumbo têm o inconveniente de apresentarem potência e energia específicas relativamente baixas.

De salientar que em 2005, as baterias de Ni-Cd equipavam a quase totalidade dos veículos eléctricos rodoviários – dos mais de vinte cinco mil veículos eléctricos a baterias que circulavam à época nas estradas europeias, cerca de 90 % utilizavam baterias de Ni-Cd – pois tinham uma densidade de energia mais elevada do que as de ácido-chumbo. São, no entanto, mais caras e, se não for feita a reciclagem das mesmas, podem dar origem a graves problemas ambientais. As baterias de Ni-MH têm energias específicas mais elevadas do que as de Ni-Cd, sem o problema ambiental do cádmio, contudo são ligeiramente mais dispendiosas. A partir de 2005, as baterias de Ni-MH foram substituindo as de Ni-Cd, pois a relação qualidade/custo é superior, sobretudo no que diz respeito à quantidade de energia por volume. Finalmente, como se verificou, as baterias de Iões de Lítio apresentam-se actualmente e num futuro próximo como a tecnologia mais interessante, caracterizando-se por elevadas densidades de potência e energia. Assiste-se hoje em dia à substituição das baterias de Ni-MH pelas de Li-Ion, após se ter verificado a descida do seu custo, consequência do aumento da produção desse tipo de baterias. Contudo, ainda resta muito por percorrer para se alcançarem os níveis teóricos de energia específica perspectivados e assim uma maior aproximação às densidades energéticas dos combustíveis fósseis.

Por outro lado, a escolha de um sistema de alimentação para um veículo eléctrico requer um conhecimento das fontes comercialmente disponíveis para esse efeito, bem como a ponderação de qual (ou quais) melhor se adapta(m) aos requisitos de mobilidade pretendidos.

Assim, as próximas secções pretendem efectuar um estudo comparativo das soluções anteriormente elencadas, numa perspectiva de aquisição e utilização imediata das tecnologias disponíveis no mercado em 2010. Para tal, os valores abordados foram obtidos por consulta a artigos científicos de referência [3.3] [3.2] [3.9] [3.21] [3.60], a trabalhos de índole mais técnico relacionados com este tema e através de informação disponível nos endereços electrónicos de diversos fabricantes mundiais de tecnologias de armazenamento de energia.

3.3.1 METODOLOGIA APLICADA

A metodologia de comparação utilizada passou, por um lado, por conhecer de forma detalhada o funcionamento dos sistemas acima descritos e respectiva aplicabilidade em sistemas móveis, e por outro lado, por recolher dados referentes a cada um dos sistemas de armazenamento ou fontes de energia, tendo em conta os parâmetros mais relevantes a analisar, direccionando a referida análise para os veículos eléctricos.

Assim, os parâmetros/características relevantes a considerar na análise pretendida a cada um dos sistemas são:

- a energia específica (Wh/kg);
- a potência específica (W/kg);
- o custo de aquisição (€/kg);
- o tempo de vida útil (nº ciclos de descarga);
- o rendimento.

O nível de especificidade que este tipo de estudo implica, por forma a se alcançarem resultados fiáveis, atendendo à grande quantidade de informação díspar e pouco credível, levou a sérias dificuldades na obtenção de valores reais para alguns dos parâmetros pretendidos. Estes parâmetros são fundamentais para o rigor da referida comparação, sobretudo na uniformização das unidades usadas nos diferentes documentos técnicos utilizados, para cada uma das fontes ou sistemas de armazenamento considerados.

Desta forma foi necessário usar relações de base matemática, directamente relacionadas com as unidades utilizadas na análise de cada parâmetro, para, através dos parâmetros apresentados para cada sistema, conseguir relacioná-los e assim obter o indicador pretendido num formato comparável com os restantes sistemas.

Após terem sido compilados todos os valores, foi utilizada uma relação percentual para os converter numa escala de 0 a 100, de modo a facilitar a análise comparativa e a respectiva compreensão de todos os parâmetros considerados entre os diversos sistemas de armazenamento.

A referenciação é escolhida em relação ao valor mais elevado, apresentado em cada parâmetro no universo dos sistemas de armazenamento considerados, sendo que os valores inerentes ao mesmo parâmetro para os restantes sistemas, foram obtidos através de uma relação de proporcionalidade, conforme se apresenta na Tabela 3.4. Esta tabela é constituída por todos os

valores (em percentagem) de todos os sistemas, colocando as fontes com elevada potência específica (*High Specific Power*, HSP) à esquerda e as fontes com elevada energia específica (*High Specific Energy*, HSE) à direita. A fim de permitir uma melhor representação gráfica, desdobrou-se a Tabela 3.4, em duas, Tabela 3.5 e Tabela 3.6, através das quais foram construídos gráficos do tipo “radar”, para comparação das diversas tecnologias em discussão.

Tabela 3.4. Quadro resumo com valores dos parâmetros dos sistemas de armazenamento em análise.

	Volantes de inércia	Super Condensadores (SC)	Iões de Lítio (Li-Ion)	Hidretos Metálicos de Níquel (Ni-MH)	Níquel-Cádmio (Ni-Cd)	Ácido-Chumbo (Pb)	Painéis fotovoltaicos	Pilha de combustível PEM (5 kW)
Energia Específica, Wh/kg [%]	20,4	0,4	27,2	8,16	6,8	4	10,2	100
Potência Específica, W/kg [%]	100	51	8	5	1,5	1,5	0,1	2,2
Custo de Aquisição, €/kg [%]	9,4	100	27	13	4,7	0,79	7	31
Ciclo de Vida/Tempo de Vida Útil [%]	100	100	0,83	0,83	0,26	0,06	100	100
Rendimento [%]	100	93,8	87,5	58,3	62,5	88,5	20,8	52
	HSP			HSP / HSE			HSE	

Tabela 3.5. Quadro resumo dos parâmetros em análise para: Volantes de inércia, Supercondensadores, Baterias de Li-Ion e Ni-MH (fontes consideradas com HSP).

	Volantes de inércia	Super Condensadores (SC)	Iões de Lítio (Li-Ion)	Hidretos Metálicos de Níquel (Ni-MH)
Energia Específica, Wh/kg [%]	20,4	0,4	27,2	8,16
Potência Específica, W/kg [%]	100	51	8	5
Custo de Aquisição, €/kg [%]	9,4	100	27	13
Ciclo de Vida/Tempo de Vida Útil [%]	100	100	0,83	0,83
Rendimento [%]	100	93,8	87,5	58,3
	HSP		HSP / HSE	

Tabela 3.6. Quadro resumo dos parâmetros em análise para: Baterias de Ni-Cd e de Ácido-chumbo, Painéis fotovoltaicos e Pilhas de combustível (fontes consideradas com HSE).

	Níquel-Cádmio (Ni-Cd)	Ácido-Chumbo (Pb)	Painéis fotovoltaicos	Pilha de combustível PEM (5 kW)
Energia Específica, Wh/kg [%]	6,8	4	10,2	100
Potência Específica, W/kg [%]	1,5	1,5	0,1	2,2
Custo de Aquisição, €/kg [%]	4,7	0,79	7	31
Ciclo de Vida/Tempo de Vida Útil [%]	0,26	0,06	100	100
Rendimento [%]	62,5	88,5	20,8	52
	HSP / HSE		HSE	

A partir das Tabelas 3.5 e 3.6, criaram-se dois gráficos, Figura 3.15 e Figura 3.16, com quatro fontes e/ou sistemas de armazenamento cada, uma vez que um único gráfico comparativo e representativo de todos os sistemas tornava a análise confusa e com pouco valor acrescentado. O tipo de gráfico apresentado na Figura 3.15 e na Figura 3.16 foi elaborado de forma a ser possível fazer uma fácil e rápida leitura dos valores para cada parâmetro dos sistemas considerados. Apesar da análise ser feita em dois gráficos separados, a referenciação que torna possível a sua comparação é única e baseada nos valores mais elevados de cada um dos parâmetros.

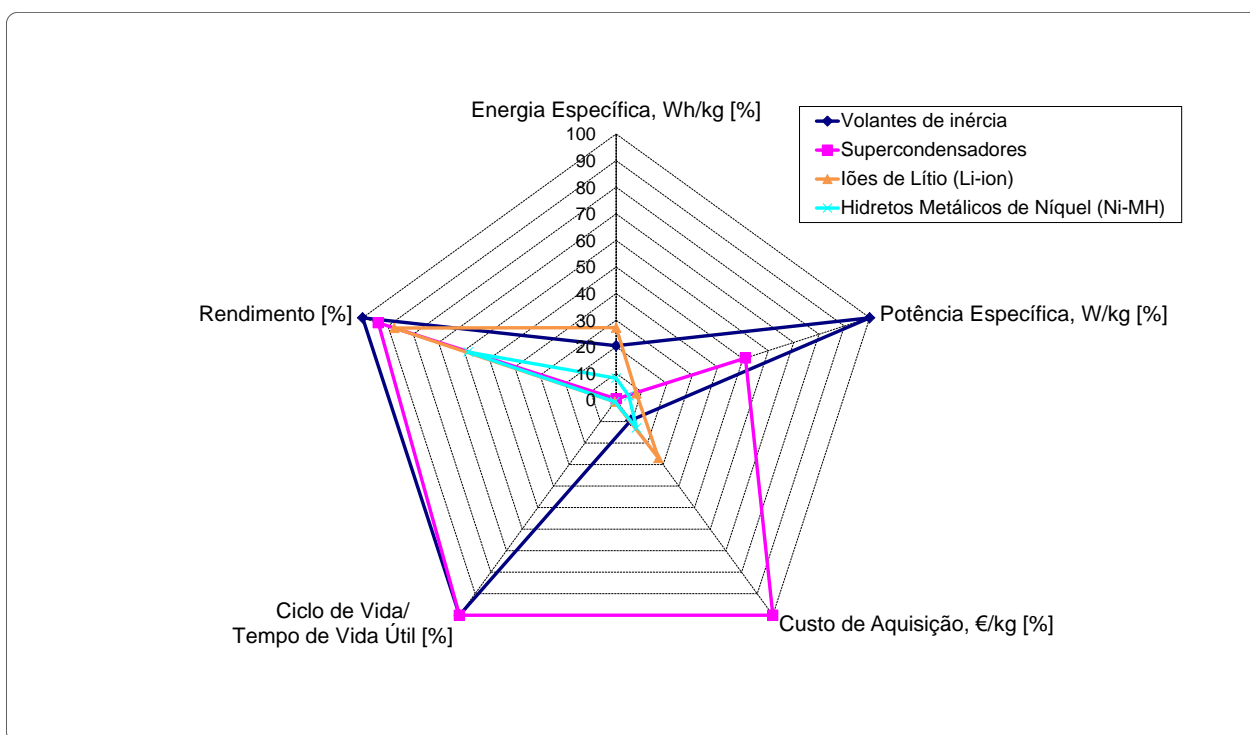


Figura 3.15. Diagrama de comparação dos parâmetros para sistemas de armazenamento de energia: Volantes de inércia, Supercondensadores, Baterias de Li-Ion e Ni-MH [3.20].

Para efeitos do processo de comparação é importante referir que a vida útil dos volantes de inércia, painéis fotovoltaicos, e pilhas de combustível é tipicamente dada em anos, chegando a apresentar valores superiores a 20. Por outro lado, as baterias e os supercondensadores apresentam esse indicador em ciclos de carga/descarga, sendo que estes últimos chegam a apresentar valores estimados da ordem dos 300 000 ciclos [3.58]. Portanto, considerando que 20 anos equivalem a um valor de ciclos de carga/descarga da mesma ordem de grandeza do que o apresentado pelos supercondensadores [3.61], tomou-se o mesmo valor de referência de vida útil para todos estes sistemas (100%). De salientar que, no caso das baterias, embora seja inalcançável, usou-se a mesma base de referenciação (300 000 ciclos), uma vez que ao utilizá-las da mesma forma que os supercondensadores, isso reduziria significativamente a sua vida útil.

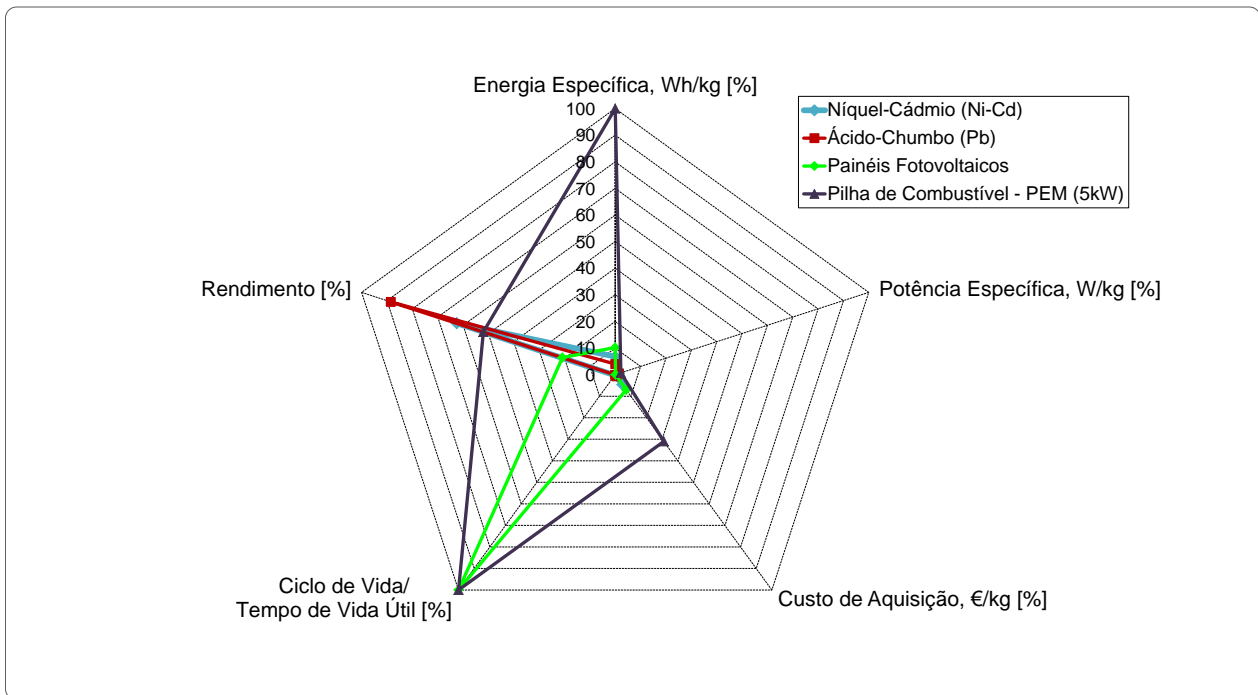


Figura 3.16. Diagrama de comparação dos parâmetros para sistemas de armazenamento de energia: Baterias de Ni-Cd e ácido-chumbo, Painéis fotovoltaicos e pilhas de combustível [3.20].

É possível observar-se na Figura 3.15 e na Figura 3.16, que de entre todos os sistemas, as pilhas de combustível apresentam o maior valor de energia específica aparecendo logo a seguir as baterias de Li-Ion; no entanto, estas apenas apresentam um valor situado nos 27%. Relativamente à potência específica, os sistemas que mais se destacam, são os volantes de inércia (100%) e os supercondensadores (50%). O valor real de potência específica em W/kg dos volantes de inércia (referência para este parâmetro) é muito elevado comparativamente a todos os outros sistemas considerados, exceptuando os supercondensadores, o que faz com que os restantes tenham um indicador praticamente nulo neste tópico.

De salientar, que os supercondensadores são os sistemas com maior custo de aquisição por quilograma, sobretudo quando comparado com os restantes. Quanto ao tempo de vida útil, os supercondensadores, os volantes de inércia, as pilhas de combustível e os painéis fotovoltaicos apresentam todos “valor máximo”, como era espectável, uma vez que para a maior parte destes sistemas o tempo de vida útil é atribuído em anos e não em ciclos de carga e descarga, como acontece, por exemplo, com as baterias. No parâmetro do rendimento, todos os sistemas de armazenamento considerados têm valores acima da média, sendo novamente os volantes de inércia que atingem o valor máximo e, em oposição, os painéis fotovoltaicos aparecem como único sistema com um valor de rendimento muito baixo (com pouco mais do que 20%), como era espectável.

3.3.2 SÍNTESE DO ESTUDO COMPARATIVO

Do observado na secção anterior sobressai, em primeiro lugar, que se obtiveram conclusões muito similares a outros trabalhos de investigação de mesmo índole [3.1] [3.2] [3.3] [3.9] [3.11], ou seja, actualmente não existe ainda uma única fonte e/ou sistema de armazenamento de energia que satisfaça todas as necessidades de um veículo eléctrico para que tenha um comportamento similar ao actualmente conhecido para veículos com motores de combustão interna. Esta conclusão demonstra a necessidade de combinar vários sistemas de acordo com o desempenho pretendido, as necessidades de transporte e o investimento inicial, por forma a procurar obter-se resultados que tentem aproximar-se do veículo tradicional.

Através da análise e comparação dos sistemas, acima apresentados, conclui-se que os sistemas com maior energia específica, que permitem melhores autonomias para os veículos eléctricos, são as pilhas de combustível ou os painéis fotovoltaicos. Contudo existem limitações técnicas e físicas tanto no armazenamento e transporte do hidrogénio como no espaço físico para colocação de painéis fotovoltaicos, que produzam energia suficiente para as deslocações do veículo. Os painéis fotovoltaicos embora sejam mais baratos têm muito menos capacidade de produção e de entrega instantânea de energia, relativamente às capacidades energéticas de outras fontes, podendo no entanto ser um excelente complemento na recarga de baterias.

Embora a comunidade científica tenha dedicado um grande esforço no desenvolvimento das pilhas de combustível, estas ainda são comparativamente menos experimentadas e caras para aplicação em tracção rodoviária. Podem oferecer uma excepcional energia específica, mas uma potência específica muito limitada. Apesar de alguns protótipos bastante caros, de baixa potência, tais características colocam sérios problemas, sobretudo quando utilizadas sozinhas, à sua aplicação em veículos eléctricos onde seja pretendido grandes capacidades de aceleração e/ou subidas com grandes declives. Além disso, as pilhas de combustível são incapazes de armazenar os altos picos de energia regenerativa durante as travagens ou desacelerações do veículo.

Para efeitos de grande disponibilidade de potência, o que permite melhores respostas dinâmicas do veículo, dever-se-ão utilizar os volantes de inércia ou então aos supercondensadores. Esta última é uma opção menos económica mas quase única porque a maior parte dos volantes de inércia disponíveis no mercado acarretam perigos evidentes que os excluem à partida de aplicações em veículos de utilização particular. Os volantes de inércia são ainda tecnologicamente imaturos para aplicações em veículos eléctricos. Por outro lado, os supercondensadores têm uma energia específica baixa para uma aplicação isolada, mas no

entanto, oferecem uma elevada potência específica, sendo grandes candidatos a partilhar responsabilidades em sistemas de alimentação distribuídos.

No futuro é espectável um conceito de fonte e/ou sistema de armazenamento de energia que combine elevada potência específica, presente nos supercondensadores, com a elevada energia específica das baterias, por exemplo, de iões de lítio, num só dispositivo [3.62]. Esta tecnologia da qual actualmente apenas existe alguma especulação, pouca informação genérica, e praticamente nenhuma informação técnica, promete revolucionar profundamente as capacidades dos veículos eléctricos e híbridos, ficando estes muito mais próximos de poder competir directamente com os automóveis tradicionais pela totalidade do mercado dos transportes rodoviários sobretudo na classe de ligeiros.

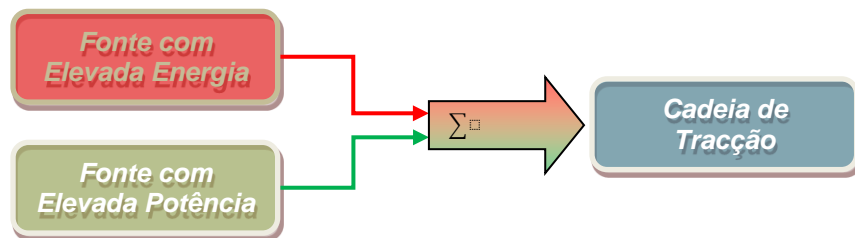
De entre as fontes e/ou sistemas de armazenamento de energia anteriormente apresentadas, verifica-se que as baterias são a tecnologia mais madura para aplicação em veículos eléctricos. Mas, tipicamente, estas oferecem uma elevada energia específica ou uma (relativamente) elevada potência específica, e dificilmente as duas em simultâneo.

Assim, para veículos exclusivamente eléctricos, as soluções passam por avanços significativos na tecnologia das baterias e pelo desenvolvimento de sistemas de alimentação com diferentes fontes de energia, com características complementares, levando à principal questão deste trabalho, a necessidade de uma gestão optimizada dos fluxos de potência entre as fontes, e entre as fontes e a carga.

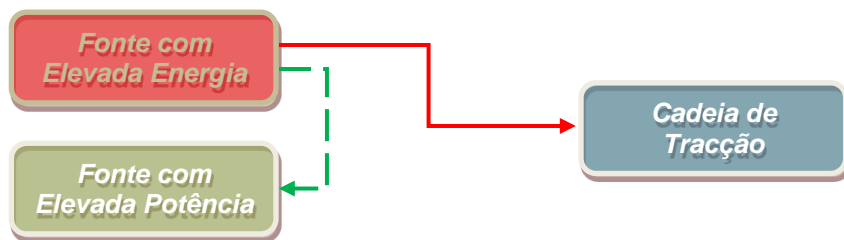
3.4 O CONCEITO DE HIBRIDIZAÇÃO DE FONTES DE ENERGIA

Basicamente, o conceito de hibridização de fontes consiste em juntar num mesmo sistema de alimentação, pelo menos, duas fontes de energia, uma com elevada energia específica e outra com elevada potência específica de modo a que as vantagens de cada um possam ser extraídas e aplicáveis ao sistema de tracção e que as desvantagem possam ser compensadas pelos outros sistemas energéticos embarcados [3.1] [3.60] [3.59]. Por exemplo, a hibridização de uma bateria electroquímica com supercondensadores pode ultrapassar os problemas que cada uma das fontes apresenta. Portanto a conjugação destes dois sistemas, quando devidamente controlados, oferece a possibilidade de fundir, num único sistema de alimentação, as vantagem de elevadas energia e potência específicas [3.59].

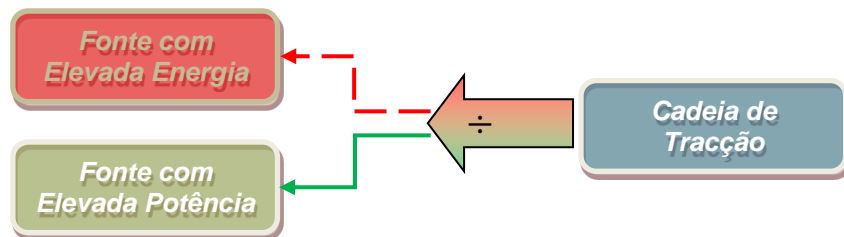
O funcionamento básico do sistema hibridizado é apresentado na Figura 3.17. Em operações que exigem elevadas potências, como é necessário durante uma aceleração forte ou deslocações em subidas íngremes, as duas fontes de energia fornecem energia ao sistema de força motriz, como apresentado na Figura 3.17 a). Por outro lado, em operações que necessitem de potências menores, como por exemplo, durante deslocações a velocidades constantes, a fonte com características de elevada energia específica fornece energia ao sistema de tracção. Simultaneamente, esta pode recarregar a segunda fonte que apenas possui características de elevada potência específica, no sentido de a preparar para novos picos de potência, conforme se apresenta na Figura 3.17 b).



a) A carga pede uma potência elevada às fontes



b) A carga pede uma potência baixa às fontes



c) A carga fornece potência às fontes

—→ Fluxo de Potência Principal
 - - -→ Fluxo de Potência Secundário

Figura 3.17. Conceito de hibridização de fontes de energia: a) Fornecimento de energia partilhada; b) Fornecimento de energia e recarregamento da fonte com elevada potência; c) Armazenamento partilhado de energia regenerativa.

Nas situações de travagens regenerativas e desacelerações, a potência produzida será essencialmente armazenada na fonte com características de elevada potência específica, sobretudo os picos, e apenas uma pequena parte, limitada aos seus valores máximos de potência, é absorvida pela fonte com elevada energia específica (Figura 3.17 c)). Desta forma, e como facilmente se percebe, se se tentar alimentar um veículo eléctrico com apenas uma destas fontes, mantendo a mesma capacidade de resposta às situações acima descritas, a massa e o volume dessa fonte seria de tal forma elevado que inviabilizaria o seu funcionamento. Portanto, perspectiva-se uma economia de escala ao utilizar-se sistemas de alimentação complementares e fundindo as suas vantagens.

3.5 UTILIZAÇÃO DE MÚLTIPLAS FONTES EM VEÍCULOS ELÉCTRICOS - PERSPECTIVA ENERGÉTICA

Nesta secção, pretende-se avaliar a capacidade e estudar a utilização de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos com utilizações predominantemente em circuitos urbanos, usando para o efeito o protótipo VEIL, apresentado no Capítulo 2.

Da análise comparativa apresentada na Secção 3.3 e no âmbito da aplicação de pequenos veículos urbanos, considerou-se como viável a hibridização de três fontes e/ou sistemas de armazenamento de energia. O sistema de alimentação hibridizado é composto por um sistema com elevada energia específica, baterias, um sistema com elevada potência específica, supercondensadores, e uma fonte de energia renovável (painéis fotovoltaicos), essencialmente usada para recarregar as baterias durante o tempo em que o veículo se encontra estacionado.

A Figura 3.18 mostra a configuração estudada para a hibridização do sistema de alimentação do projecto VEIL.

3.5.1 CENÁRIOS DE TESTE E FONTES ESCOLHIDAS

A ideia da abordagem proposta nesta secção é avaliar energeticamente a combinação de diversos tipos de baterias candidatas a substituir as actualmente utilizadas no protótipo VEIL, no sentido de se aumentar a autonomia, e simultaneamente, aferir das capacidades do recurso à hibridização de fontes complementares às mesmas, como são os supercondensadores e os painéis fotovoltaicos.

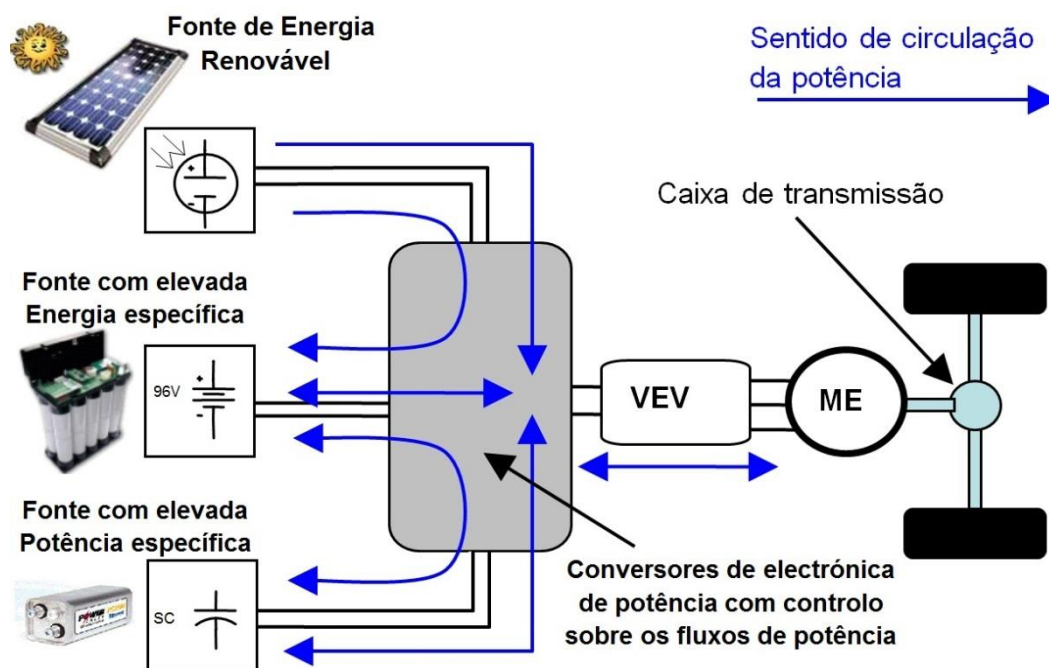


Figura 3.18. Hibridiza o com três fontes de energia para o projecto VEIL.

Nessa perspectiva, traçaram-se três cenários de mobilidade, que correspondem a utiliza es típicas de pequenos veículos urbanos do mesmo segmento que o protótipo VEIL. Nesses três cenários, consideraram-se três períodos distintos: um deslocamento ao início da manhã, começando às 7:30 e com dura o de 1,5 horas (por exemplo para se deslocar até ao local de trabalho), um segundo período, onde o carro está estacionado ao ar livre durante 8 horas, e um terceiro período igual ao primeiro, correspondente ao regresso a casa, efectuando o percurso inverso, entre as 17:00 e as 18:30.

O primeiro cenário (Cenário 1) corresponde a uma rotina típica de mobilidade nas grandes cidades europeias, com velocidade média baixa e com p ra-arranca muito frequentes. Para simular este comportamento foi utilizado o ciclo de condu o normalizado ECE 15⁵, apresentado na Figura 3.19 a). A viagem da manhã   constituída por uma sequência de 27 ciclos ECE 15 consecutivos, que perfazem uma distância total de cerca de 27,35 quil metros. A mesma distância deve ser percorrida ao fim do dia durante o regresso a casa. Portanto, o Cenário 1 consiste na realiza o de 27 ciclos ECE 15 consecutivos, durante 1,5 horas, seguido de um período de 8 horas em que o veículo se encontra estacionado no exterior e, novamente 27 ciclos ECE 15 consecutivos. A distância total das duas viagens   54,7 km (2 x 27,35 km).

⁵ O ciclo de condu o normalizado ECE 15 será abordado em mais detalhe no Capítulo 4.

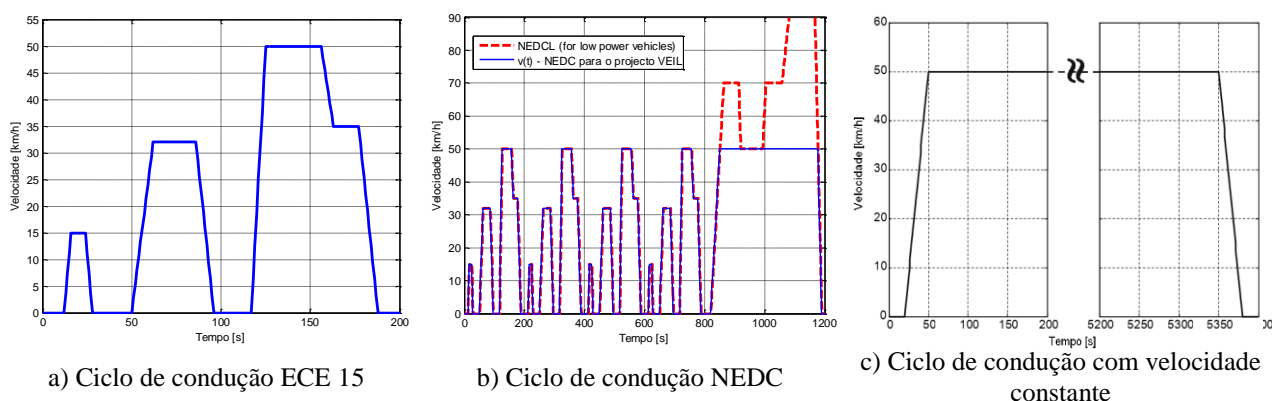


Figura 3.19. Ciclos de condução utilizados na definição dos cenários de estudo.

O segundo cenário, Cenário 2, corresponde a uma utilização mista de deslocações urbanas e extra-urbanas. Para esse efeito recorreu-se ao ciclo de condução *New European Driving Cycle* (NEDC)⁶, representado na Figura 3.19 b), que consiste na combinação de 4 ciclos ECE 15, repetidos sem interrupção, seguido por um ciclo de condução EUDC (*Extra Urban Driving Cycle*), sendo que a velocidade máxima nesta fase é limitada a 90 km/h para veículos de baixa potência. No entanto, como a classe de veículos em que se enquadra o protótipo VEIL, por lei é limitada a 45 km/h (sem licença de condução), estipulou-se uma velocidade máxima, durante esta fase, de 50 km/h. Para cumprir as 1,5 horas de viagem de manhã e à tarde, o Cenário 2, utiliza 4,5 ciclos NEDC consecutivos, totalizando 40,24 km, seguindo-se de uma fase de estacionamento exterior de 8 horas e novamente 4,5 ciclos consecutivos NEDC. A distância total de viagem é de cerca de 80,48 km.

O terceiro cenário, Cenário 3, corresponde a uma utilização exclusivamente extra-urbana, com uma deslocação essencialmente realizada a uma velocidade máxima constante de 50 km/h, como se apresenta na Figura 3.19 c). Neste caso, cada deslocação de 1,5 horas permite cobrir uma distância de 73,59 km, de manhã e à tarde, o que perfaz praticamente uma distância total percorrida de 149,18 km, com 8 horas de estacionamento.

As fontes consideradas para este estudo, foram divididas em duas áreas: uma primeira para vários tipos de baterias, com as principais características apresentadas na Tabela 3.7 e uma segunda para os supercondensadores e painéis fotovoltaicos, cujas principais características são apresentadas na Tabela 3.8.

⁶ O ciclo de condução normalizado NEDC será abordado em mais detalhe no Capítulo 4.

Tabela 3.7. Baterias consideradas no início do projecto (Secção 2.3.2) e novas baterias consideradas para 96 V

Tipo de Baterias	TV x BS	Capacidade [Ah]	Energia total [kWh]	Massa [kg]	Volume [dm ³]	Custo aproximado [€]
Ácido-chumbo	12 x 8 = 96V	27.5	3,95	159,2	69,5	1 200
Li-Ion	10,8 x 9 = 97,2V	80	7,8	72,0	50,9	(>>18 000)
Ni-MH	12 x 8 = 96 V	2 x 13 (2C)	2,9	48,0	27.2	2 200
Módulos VH [♦]						
Ni-MH	12 x 8 = 96 V	4 x 13 (2C)	5,8	96	54,4	4 400
Módulos VH ^{*.▲}						
Li-Ion [▲]	3.2 x 30 = 96 V	60 (0.3C)	5,76	75,0	45,25	3 671
Li-Ion [▲]	3.2 x 30 = 96 V	90 (0.3C)	8,64	96,0	65	4 235

TV: Tensão Nominal; BS: Número de baterias (ou células) em série. No caso das baterias de Li-Ion, o valor “>> 18 000”, é uma cotação de 2006 para um modelo específico de baterias; As restantes cotações são para novos produtos no mercado obtidas no final de 2008.

♦ Valores para dois bancos de baterias em paralelo; *Valores para quatro bancos em paralelo; ▲Novas opções consideradas para hibridização do projecto VEIL.

Os preços incluídos na Tabela 3.7 e na 0 são apenas indicativos, uma vez que correspondem aos preços de mercado obtidos para as quantidades do projecto VEIL, podendo diminuir de forma significativa para grandes quantidades.

Tabela 3.8. Características dos supercondensadores e dos painéis fotovoltaicos considerados.

Fonte	Número de Séries	Número de Paralelos	Capacidade	Tensão [V]	Massa [kg]	Custo aproximado [€]
Supercondensadores	5	2	200,0 F	40-65	50	6150
Fonte	Número de Séries	Número de Paralelos	Potência Garantida [W]	Tensão [V]	Massa [kg]	Custo aproximado [€]
Painéis fotovoltaicos	5	1	135	84-105	15	1200

A cada tipo de baterias corresponde um caso particular, desde o Caso A até ao Caso F, nos quais se consideram três combinações possíveis para uma hibridização de baterias, supercondensadores e painéis fotovoltaicos (baterias e supercondensadores; baterias e painéis fotovoltaicos; baterias, painéis fotovoltaicos e supercondensadores). O estudo apresentado inclui as diferentes massas das fontes consideradas, como mostrado na Tabela 3.9.

Tabela 3.9. Massa do veículo com as diferentes hibridizações de fontes consideradas.

Caso	Tipo de Bateria	Só com Baterias	bat + SC	bat + PV	bat + PV+ SC [*]
A	Ni-MH módulos VH (2 bancos)	432,0 kg	485,0 kg	447,0 kg	500,0 kg
B	Ácido-chumbo	543,2 kg	596,2 kg	558,2 kg	611,2 kg
C	Li-Ion	456,0 kg	509,0 kg	471,0 kg	524,0 kg
D	Ni-MH módulos VH (4 bancos)	480,0 kg	533,0 kg	495,0 kg	548,0 kg
E	Li-Ion	459,0 kg	512,0 kg	474,0 kg	527,0 kg
F	Li-Ion	480,0 kg	533,0 kg	495,0 kg	548,0 kg

bat – Baterias; SC – Supercondensadores; PV – Painéis Fotovoltaicos

*Considerou-se um aumento de 3 kg para o conversor DC-DC dos supercondensadores e outros equipamentos associados. Os casos D a F representam as soluções de hibridização com novas baterias.

3.5.2 RESULTADOS PARA UTILIZAÇÕES DIÁRIAS

Utilizando a formulação apresentada na Secção 2.3.1.1 e utilizando as características mecânicas do protótipo VEIL (Tabela 2.6), desenvolveu-se um modelo em Matlab/Simulink®, por forma a permitir calcular rapidamente as potências e respectivas energias (consumidas ou regeneradas), para as diversas fases de funcionamento do veículo eléctrico (aceleração, desaceleração e travagem, velocidade cruzeiro), em diversos pontos da cadeia de tracção e para diferentes cenários de funcionamento diário, como se verá em mais detalhe no Capítulo 6.

As energias totais gerada ou armazenada ($W_{ge.st}$) e a requerida ao sistema de alimentação (W_{dem}), ao longo de um período de tempo, podem ser escritas em termos da potência gerada pela incidência da radiação solar nos painéis solares (P_{PV}), da potência regenerada pelo veículo durante as fases de travagem e desaceleração armazenada nos supercondensadores (P_{reg_SC}), da potência fornecida ou armazenada pelas baterias (P_{bat}) e da potência requerida ao sistema de alimentação do veículo (P_{dem}). A equação (3.17) e equação (3.18) apresentam a energia gerada ou armazenada e a requerida ao sistema de alimentação, respectivamente.

$$W_{ge.st} = \int_0^t (P_{PV}(t) + P_{reg_SC}(t) + P_{bat}(t)) dt \quad (3.17)$$

$$W_{dem} = \int_0^t P_{dem}(t) dt \quad (3.18)$$

A qualquer momento, a energia disponível, W_{dis} , é dada por:

$$W_{dis} = W_{ge.st} - W_{dem} \quad (3.19)$$

Os valores de $W_{ge.st}$, W_{dem} e W_{dis} devem ser actualizados para pequenos intervalos de tempo. No presente estudo consideraram-se passos de integração 1 s. A evolução de W_{dis} pode ser representada e utilizada para analisar a capacidade de armazenamento e a autonomia do protótipo VEIL para cenários de deslocação específicas diárias.

No entanto, para dimensionar correctamente as fontes de energia do sistema de alimentação do protótipo VEIL, é fundamental considerar toda a cadeia de energia, como mostra a Figura 3.20, com as perdas correspondentes, isto é, deve ser considerado o rendimento de todos os componentes [3.40] [3.63] [3.64]. Por conseguinte, a energia eléctrica necessária (P_{dem}),

considerando o rendimento total (η_{tot}) do sistema de tracção (rendimento de todos os componentes utilizados entre as fontes de energia e as rodas) é dada por:

$$P_{dem} = P_u / \eta_{tot} \quad (3.20)$$

em que P_u é a potência mecânica nas rodas do veículo.

Para calcular a potência solicitada às fontes de energia do sistema de alimentação, dada pela equação (3.20), no caso do protótipo VEIL, dever-se-á considerar, conforme se apresenta na Figura 3.20, o rendimento da caixa de transmissão (η_{CT}), o rendimento do motor eléctrico (η_{ME}), o rendimento do variador electrónico de velocidade (η_{VEV}) e o rendimento do(s) conversor(es) DC/DC (η_{DC}). Portanto, o rendimento total, η_{tot} (equação (3.20)), no modo de tracção (η_{totT}) é dado pela equação (3.21).

$$\eta_{totT} = \eta_{DC} \cdot \eta_{VEV} \cdot \eta_{ME} \cdot \eta_{CT} \quad (3.21)$$

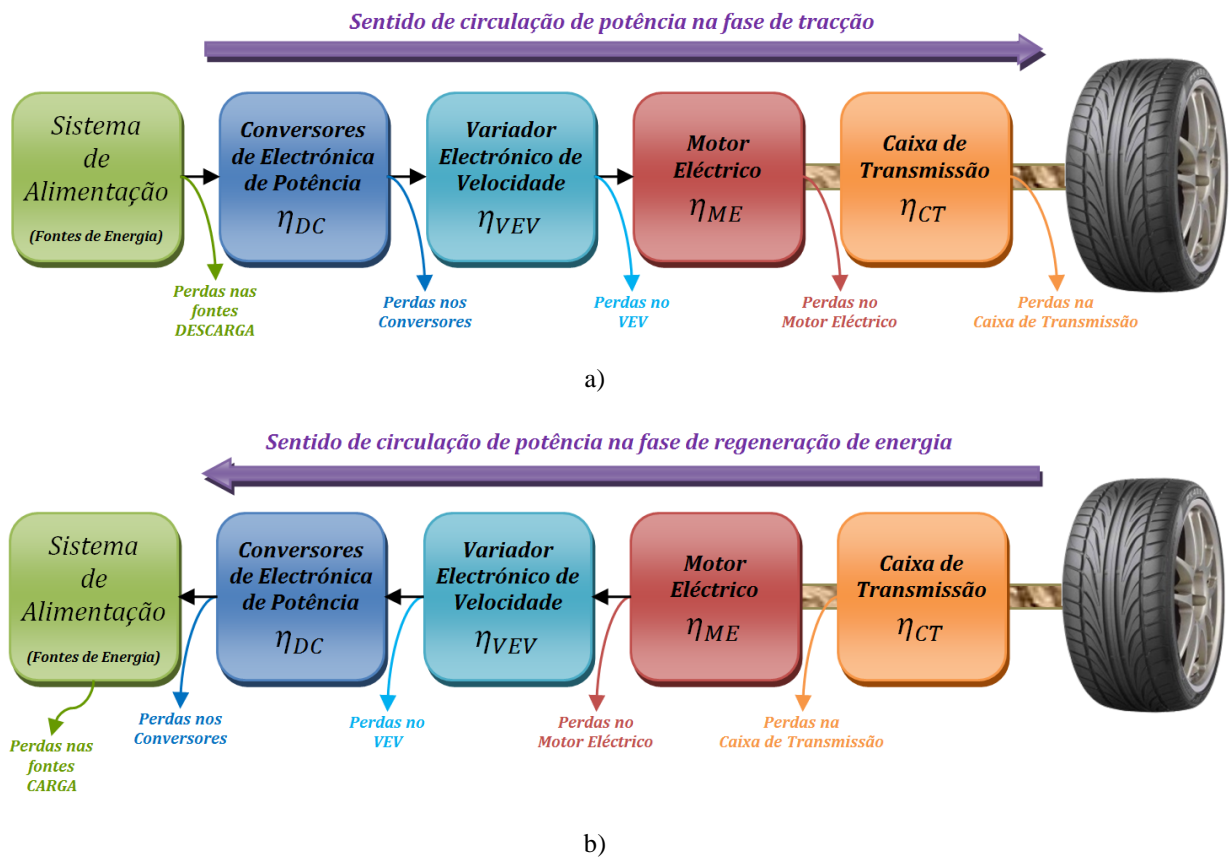


Figura 3.20. Diagramas exemplificativos da circulação de potências no sistema global de tracção: a) Modo de tracção; b) Modo de regeneração.

Por outro lado, no modo de regeneração de energia, para se determinar a potência que pode ser efectivamente armazenada e recuperada a partir do supercondensadores, o rendimento da cadeia energética nesse modo, η_{totR} , deve ter em linha de conta também a eficiência do supercondensadores (η_{SC}), tanto no armazenamento de energia como na disponibilização da mesma aos restantes componentes do sistema de tracção. A cadeia de rendimentos para o caso do modo de regeneração é apresentada na equação (3.22).

$$\eta_{totR} = \eta_{CT} \cdot \eta_{ME} \cdot \eta_{VEV} \cdot \eta_{DC} \cdot \eta_{SC}^2 \quad (3.22)$$

Note-se que, nestas equações se considerou que a energia disponível à saída da bateria é uma energia útil, onde as perdas na descarga já se encontram devidamente contabilizadas, pelo que o rendimento da bateria (η_{bat}) não aparece na equação (3.21). Por outro lado, supõe-se que toda a energia regenerada é armazenada nos supercondensadores, tendo que se considerar as perdas associadas à carga e posterior descarga, razão pela qual aparece o termo η_{SC}^2 na equação (3.22).

Atendendo ao presente estudo, relativo ao benefício da utilização da hibridização de fontes, ter um cariz somente introdutório e para o efeito se necessitar apenas de uma análise energética, utilizaram-se valores de rendimento típicos. Portanto, para o cálculo dos rendimentos globais (equação (3.21) e equação (3.22)) e para cada componente da cadeia de tracção do protótipo VEIL, baseado em [3.63], escolheram-se os seguintes valores:

$$\eta_{totT} = \eta_{DC} \cdot \eta_{VEV} \cdot \eta_{ME} \cdot \eta_{CT} = 95\% \cdot 96\% \cdot 85\% \cdot 90\% \approx 70\% \quad (3.23)$$

$$\eta_{totR} = \eta_{CT} \cdot \eta_{ME} \cdot \eta_{VEV} \cdot \eta_{DC} \cdot \eta_{SC}^2 = 90\% \cdot 85\% \cdot 96\% \cdot 95\% \cdot (96\%)^2 \approx 64\% \quad (3.24)$$

As equações (3.23) e (3.24) mostram claramente a necessidade de escolher cuidadosamente os componentes integrantes da cadeia de tracção, visto o rendimento global, incluindo todos os rendimentos dos diversos componentes da cadeia de tração, ser fortemente influenciado pelo componente menos eficiente.

A título de exemplo, apresenta-se na Figura 3.21, para o ciclo de condução ECE 15, a diferença entre a potência mecânica necessária nas rodas do veículo (P_u) e a potência eléctrica solicitada ao sistema de alimentação (P_{dem}), dada pela equação (3.20). Nessa mesma figura,

também estão representadas a potência regenerativa total, disponível nas rodas, e a potência efectiva de regenera o (cerca de 64% do total da energia regenerativa nas rodas) que poderá ser efectivamente reaproveitada utilizando supercondensadores devidamente adaptados ao caso em estudo.

Também é importante notar que, embora não existam resultados experimentais para todos os casos considerados, os resultados simulados para a potência eléctrica requerida ao sistema de alimenta o quando o veículo circula a uma velocidade constante de 50 km/h (zoom na Figura 3.21), 4,5 kW, apresentam uma muito boa concordância com os resultados experimentais medidos (4,3 kW), para a mesma situa o, e apresentados na Sec o 2.4.2 e em [3.65], o que valida a abordagem utilizada nesta análise energética ao projecto VEIL. No entanto, deve-se salientar que, para estudar a resposta transitória de um sistema complexo, como   o caso de uma cadeia energética de um veículo eléctrico, deve ser realizado um estudo muito mais detalhado, onde se utilizem modelos mais precisos para os diferentes componentes e tempos de integra o muito menores, como o realizado em [3.66]. Uma abordagem desse tipo será apresentada com detalhe no Capítulo 6.

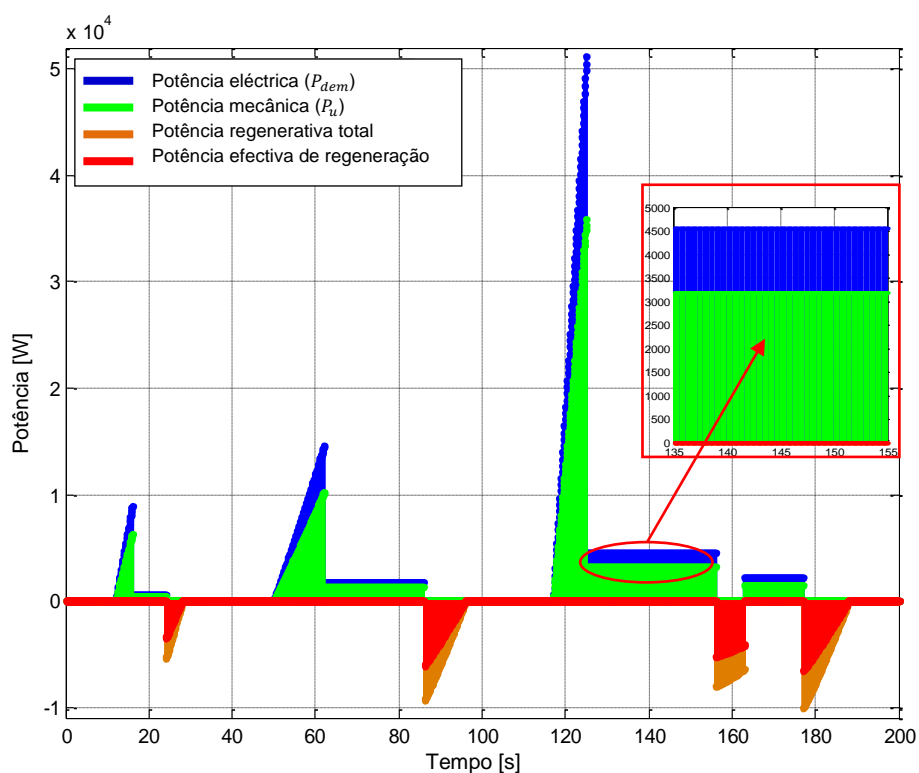


Figura 3.21. Potência mecânica e potência regenerativa total disponível nas rodas e potências nas fontes de energia durante um ciclo de condu o ECE 15 para o protótipo VEIL.

3.5.2.1 Estudo da Influência do Rendimento da Cadeia de Tracção

Os resultados de um estudo semelhante, mas desprezando as perdas na cadeia de tracção, foram apresentados na EET-2008 *European Ele-Drive Conference*, Genebra, Suíça, em Março de 2008, através do artigo [3.65]. Retoma-se agora o assunto, mas incluindo o efeito dos diversos rendimentos, para permitir extrair informações mais reais da capacidade de hibridização do sistema de alimentação de um pequeno veículo eléctrico para diferentes cenários de mobilidade diária. Assim, utilizando a formulação apresentada com as diferentes combinações de fontes de energia eléctrica (painéis fotovoltaicos, supercondensadores e baterias) e os diferentes cenários para as deslocações diárias típicas, apresentados na secção anterior, calculou-se, através da equação (3.19), a energia disponível, W_{dis} , com passos de integração de 1 s, para um período total de 24 horas. Em termos de condições iniciais, consideraram-se as baterias completamente carregadas e os supercondensadores completamente descarregados.

Para o caso específico da energia solar, utilizaram-se os valores estatísticos médios por cada hora de radiação solar directa e normal [Wh/m^2] durante os últimos 30 anos no local do projecto, Coimbra. Aos valores de radiação solar aplicou-se um modelo simples de rendimento dos painéis fotovoltaicos considerados por forma a calcular a energia globalmente gerada pelos mesmos durante um dia típico. No presente estudo, consideram-se dois meses diferentes, Novembro e Agosto, por serem os que apresentam níveis mínimos e máximos de radiação solar, respectivamente. Por outro lado, também houve a preocupação em incluir no modelo utilizado para cálculo da energia solar gerada, a posição quase horizontal dos painéis fotovoltaicos, a orientação diferente dos painéis (dando origem a uma radiação não uniforme), e outros efeitos, como as sombras dos edifícios e árvores, durante a deslocação do veículo. Nesse sentido e numa perspectiva mais severa, implementou-se uma depreciação total de 25% sobre os dados da radiação normal para os meses considerados.

Em termos de gestão de energia, considerou-se que quando o carro se movimenta, a energia fotovoltaica pode ser usada directamente pelo sistema de força motriz, diminuindo a quantidade de energia fornecida pelas baterias, e quando o veículo estiver estacionado, a energia fotovoltaica é armazenada nas baterias.

Atendendo aos painéis escolhidos, o valor médio da corrente de carga das baterias através dos mesmos, deverá situar-se em torno de 1 A, o que corresponde a um valor bastante mais baixo do que as correntes nominais típicas de qualquer uma das baterias consideradas neste estudo, o que

levou a desprezarem-se as perdas internas nos bancos de baterias devidas   circulação da corrente de carga.

A perspectiva de energia acumulada durante um dia t pico varia entre 900 Wh e 1350 Wh, dependendo do mês considerado, e supondo que o motorista consegue encontrar um lugar de estacionamento ao sol e com uma excelente orientaç o⁷.

Na Figura 3.22 e Figura 3.23 são comparados os resultados para Caso A e Caso C, respectivamente, considerando apenas o Cenário 1 (2 x 27 x ECE 15) como perfil de deslocações diárias e duas abordagens energéticas: cadeia de tracção ideal ($\eta_{tot} = 100\%$) e cadeia de tracção real ($\eta_{tot} \neq 100\%$).

Embora tipicamente se considere, do ponto de vista da gestão de energia e da comparação de fontes em sistemas de alimentação, apenas a energia no final da cadeia de tracção (na roda), como são exemplo os trabalhos [3.38] [3.65] [3.67] [3.68], as Figuras 3.18 e 3.19, demonstram grandes diferenç as ao nível da capacidade de realização dos percursos solicitados, incluindo o rendimento total da cadeia de tracção.

Numa análise mais rigorosa, no dimensionamento das fontes e cáculo da autonomia do veículo, é fundamental considerar-se a eficiência energética de toda a cadeia de tracção. Por exemplo, a partir da Figura 3.22, pode-se dizer que, se não se considerarem as perdas, utilizando apenas as baterias de Ni-MH e os supercondensadores,   possível efectuar as duas deslocações previstas no Cenário 1 (2 x 27 x ECE 15), conforme se verifica pela evolução da curva designada por “a”, apresentando esse um valor positivo no final das duas deslocações. No entanto se se considerarem os rendimentos da cadeia de tracção (η_{tot_T} e η_{tot_R}) verifica-se, que na realidade, os trajectos não são realizáveis com essa configuração, nem mesmo com a ajuda dos painéis fotovoltaicos (curva designada por “b”). Comparando as curvas “a” e “c”, verifica-se ainda que o benefício associado ao aproveitamento da energia regenerativa é muito menor do que na cadeia de tracção ideal. Como se viu, ao considerar-se que o seu armazenamento e nova disponibilização aos terminais do sistema de alimentação tem um rendimento de apenas 64% e ao olhar para sua recolocação no fim da cadeia de tracção (para a qual se considerou um rendimento de 70%), verifica-se um rendimento global do aproveitamento da energia regenerativa (desde a roda até   roda) de 44,8%, o que é bastante inferior ao referido em muito trabalhos que consideraram a cadeia de tracção ideal [3.38] [3.66] [3.67] [3.68] [3.69].

⁷ O posicionamento dos painéis fotovoltaicos será abordado em mais detalhe no Capítulo 4.

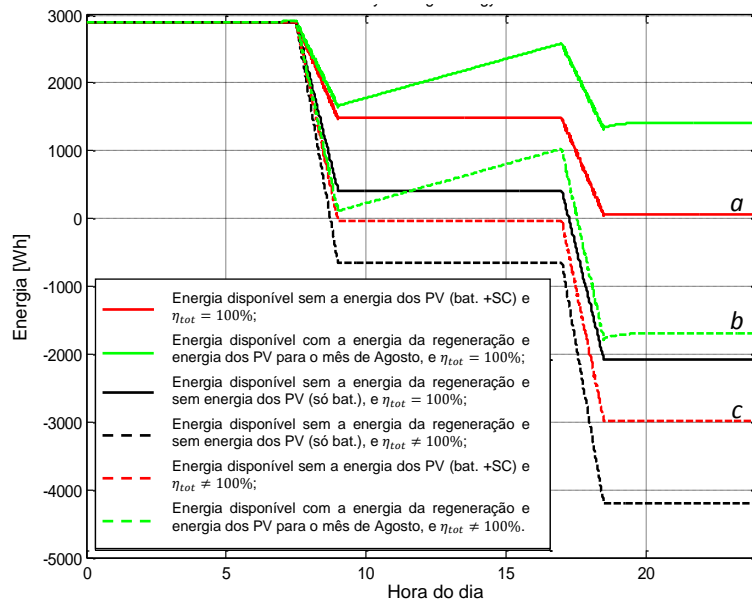


Figura 3.22. Evolução da energia disponível para o Caso A, Cenário 1 (baterias Ni-MH, 2 x 27 x ECE 15, 2 x 27,35 km), considerando rendimento totais diferentes ($\eta_{tot} = 100\%$ ou $\eta_{tot} = \begin{cases} \eta_{totT} = 70\% \\ \eta_{totR} = 64\% \end{cases}$).

Analisando agora o Caso C, Figura 3.23, com baterias de Li-Ion, regista-se que em todas as situações consideradas, mesmo no caso da inclusão dos rendimentos na cadeia de tracção, desde a utilização única de baterias até à hibridização de duas ou três fontes, é possível a realização dos percursos considerados no Cenário 1. Neste caso, a não consideração dos rendimentos da cadeia de tracção levaria a concluir-se que as baterias estariam sobredimensionadas, no entanto uma análise mais cuidada, com inclusão dos rendimentos, apresenta esta solução como bem adaptada ao Cenário estudado.

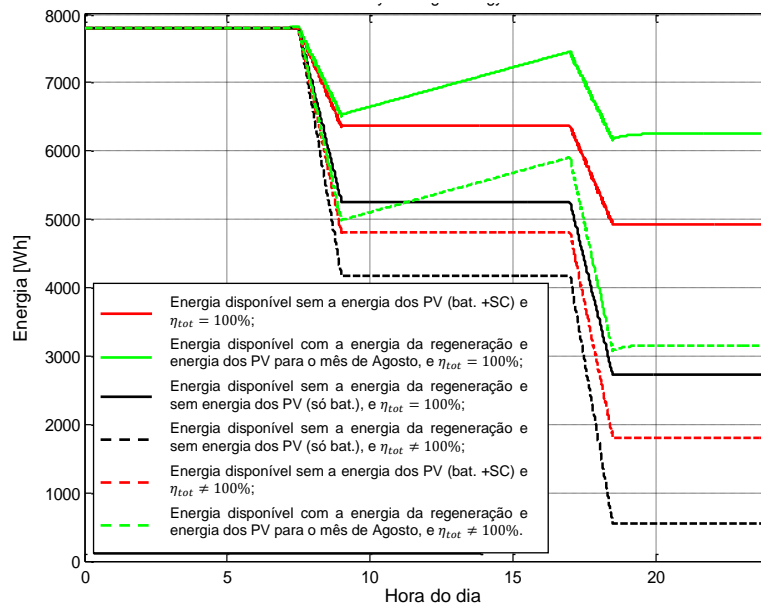


Figura 3.23. Evolução da energia disponível para o Caso C, Cenário 1 (baterias Li-Ion, 2 x 27 x ECE 15, 2 x 27,35 km), considerando rendimento totais diferentes ($\eta_{tot} = 100\%$ ou $\eta_{tot} = \begin{cases} \eta_{totT} = 70\% \\ \eta_{totR} = 64\% \end{cases}$).

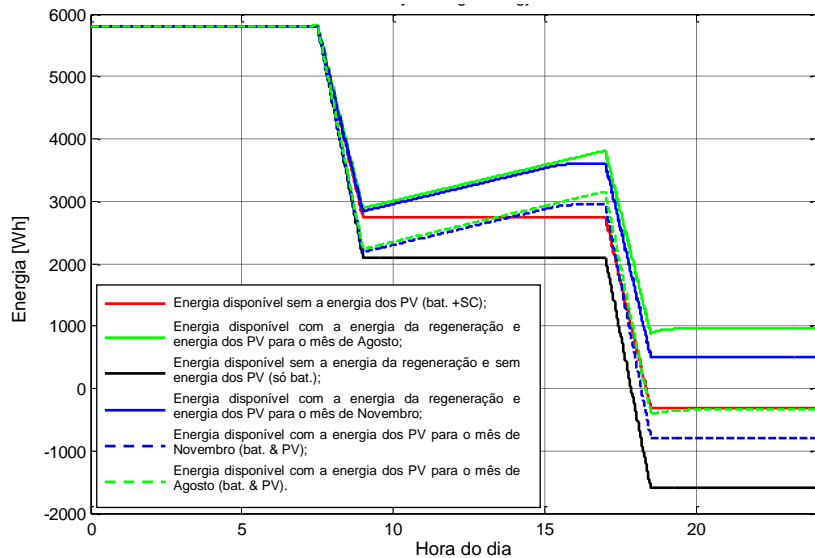
3.5.2.2 Estudo das Diferentes Alternativas para o Aumento da Autonomia

Para estudar possíveis soluções adequadas ao objectivo de aumento da autonomia do protótipo VEIL, através de duas acções complementares, a troca de bancos de baterias e/ou a hibridização de fontes, consideraram-se três novas soluções: o Caso D, que corresponde à duplicação dos actuais dois bancos de baterias Ni-MH (passando a quatro bancos de Ni-MH em paralelo), e os Casos E e F, recorrendo a novas baterias Li-Ion, mais recentes no mercado do que as do Caso C, portanto com melhores características e economicamente mais viáveis. Foram realizados estudos para todas as combinações de casos apresentados na Tabela 3.9, com cada um dos três cenários de deslocamento diários considerados e incluindo ou não a eficiência dos componentes da cadeia de tracção. No entanto, sendo as conclusões muito idênticas, optou-se por apenas se apresentarem e se discutirem os Casos D e F para uma cadeia de tracção real ($\eta_{tot} \neq 100\%$).

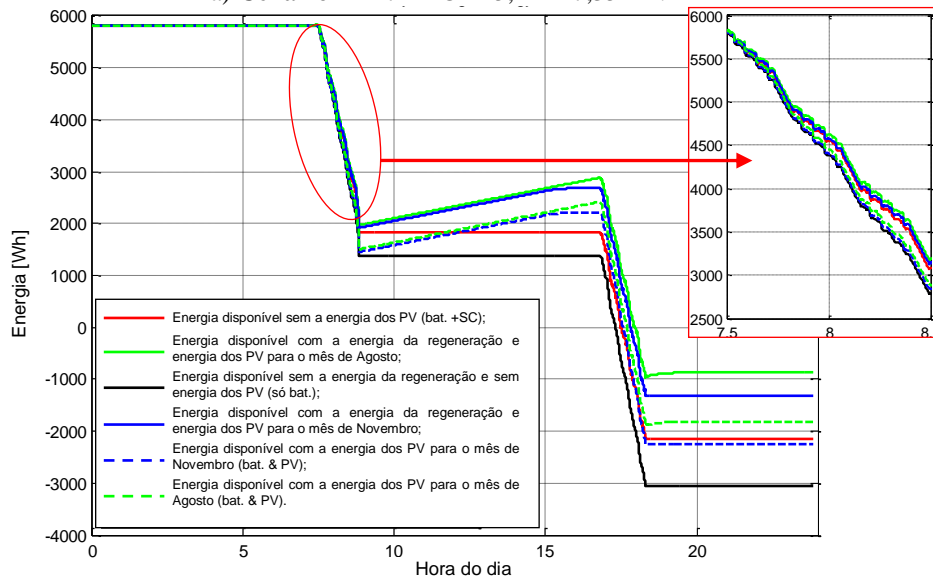
A evolução da energia disponível W_{dis} , considerando η_{tot} (η_{tot_T} e η_{tot_R} , quando aplicável), é apresentada na Figura 3.24 e na Figura 3.25, para o Caso D e Caso F, respectivamente. Estes dados contêm uma grande quantidade de informações, das quais algumas conclusões importantes podem ser extraídas.

O Cenário 1 corresponde à utilização mais provável de um pequeno veículo eléctrico urbano. A partir da evolução de W_{dis} na Figura 3.24 a), pode-se concluir que, embora se duplique o número de baterias de Ni-MH (passar de dois bancos para quatro bancos), só é possível realizar o percurso de regresso utilizando uma hibridização de três fontes complementares: baterias, supercondensadores (energia regenerativa) e painéis fotovoltaicos (como fonte auxiliar de energia durante o período de estacionamento). Os outros dois cenários (Cenário 2 com 80,5 km, e Cenário 3 com cerca de 150 km) não são permitidos com a configuração de baterias utilizada no Caso D, o que leva a concluir-se que para estes dois cenários deve-se aumentar o número de baterias Ni-MH e por conseguinte a massa, o que tornará, com toda a certeza, inviável esta solução.

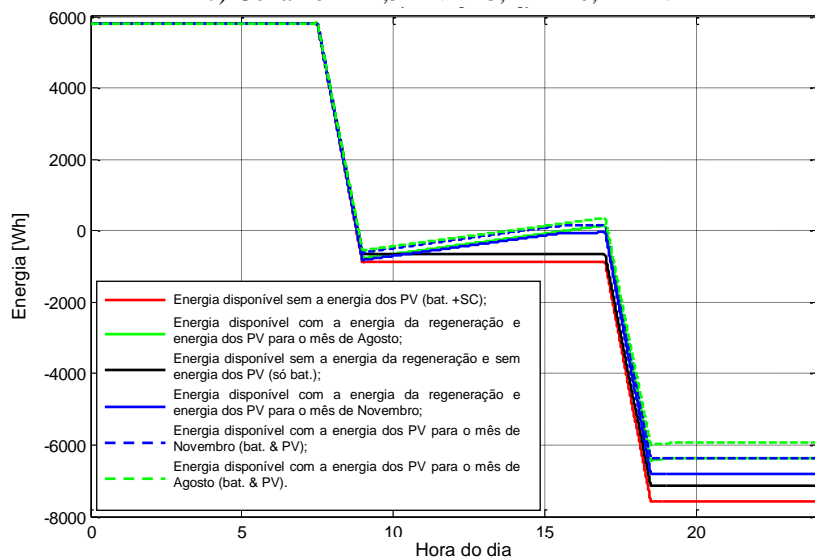
Para o Caso F, usando uma combinação diferente, composta por baterias de Li-Ion (mais recentes), supercondensadores e painéis de fotovoltaicos, analisando a Figura 3.25 a), pode-se concluir que, para o Cenário 1, uma utilização baseada apenas no recurso a baterias permite uma autonomia que ronda os 55 km o que cobre as duas deslocações previstas neste cenário. No entanto, verifica-se que ao terminar o trajecto de regresso a casa, as baterias estariam num estado muito baixo de carga (SoC abaixo dos 15%).



a) Cenário 1 - 27 x ECE 15, 2 x 27,35 km.

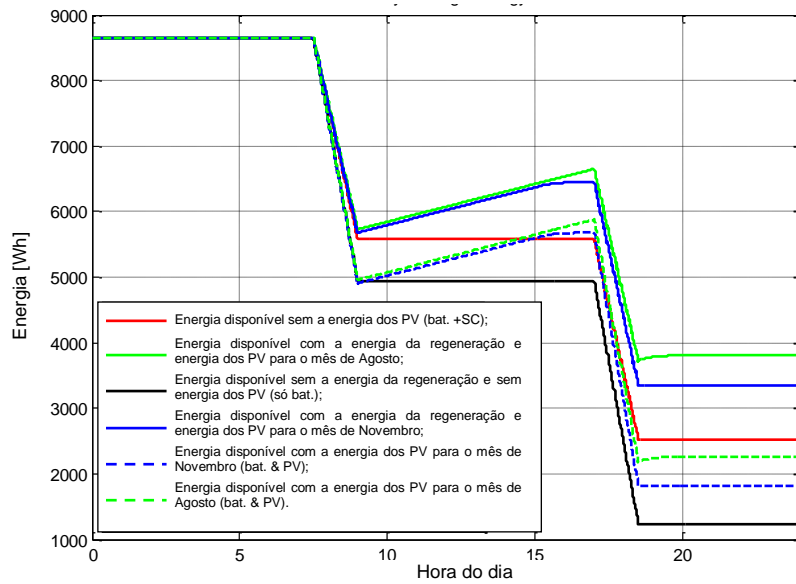


b) Cenário 2 - 4,5 x NEDC, 2 x 40,24 km.

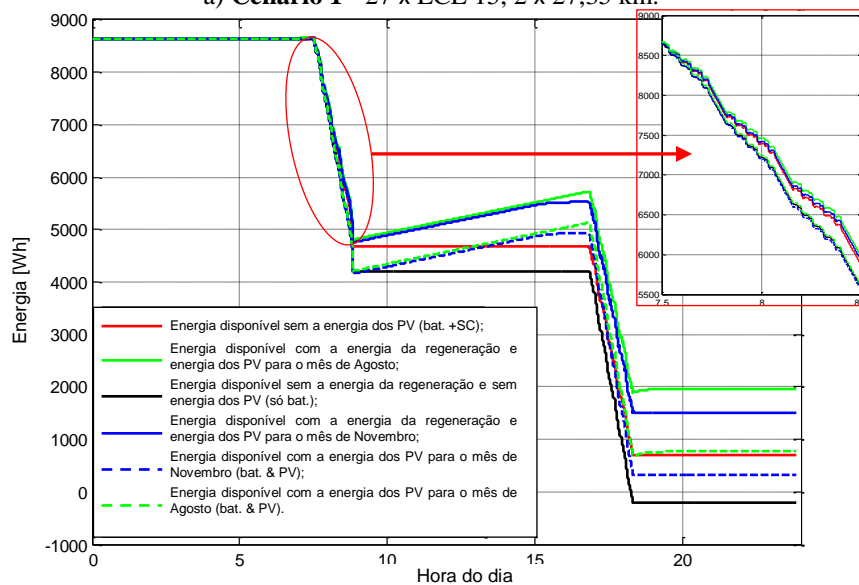


c) Cenário 3 - 50 km/h cte., 2 x 73,59 km.

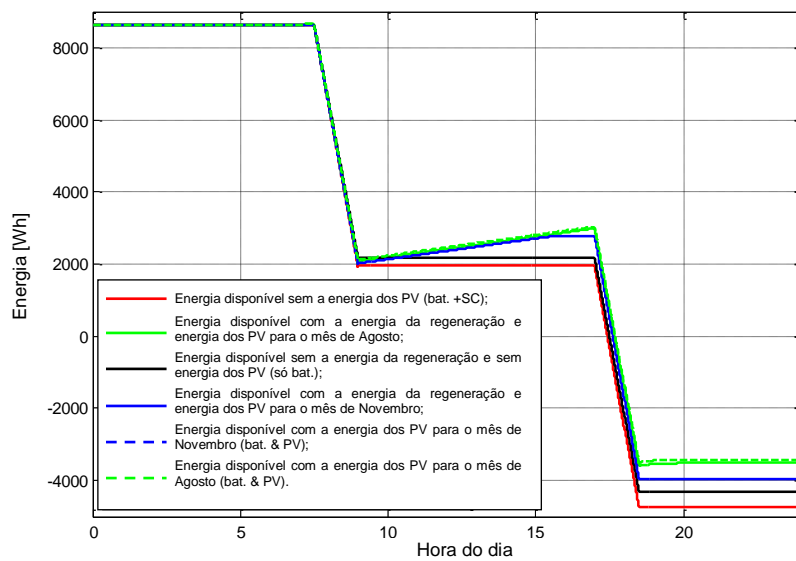
Figura 3.24. Energia disponível para o Caso D (4 bancos de baterias Ni-MH) para três cenários de deslocções diferentes.



a) Cenário 1 - 27 x ECE 15, 2 x 27,35 km.



b) Cenário 2 - 4,5 x NEDC, 2 x 40,24 km.



c) Cenário 3 - 50 km/h cte., 2 x 73,59 km.

Figura 3.25. Energia disponível para o Caso F (Li-Ion) para três cenários de deslocações diferentes.

Esta situação não é muito usual, pois tipicamente os sistemas de gestão de energia não descem para além dos 20%, tornando-se arriscado em termos de autonomia de reserva ou no caso de baterias desequilibradas, além de que descargas desta profundidade podem ser nefastas para o tempo de vida útil das baterias. Além disso, neste caso particular, as baterias de Li-Ion apresentam um valor de capacidade para uma taxa de descarga de $0,3C$, o que significa uma descarga média constante de 27 A, que é um valor bastante baixo e portanto para utilizações com taxas de descarga maiores a capacidade será, certamente, significativamente menor.

Assim conclui-se que a utilização dos painéis fotovoltaicos ou dos supercondensadores poderá ser uma alternativa para se ultrapassar esse problema. Por outro lado, o recurso a supercondensadores também ajudará no aumento da performance dinâmica do veículo eléctrico e por conseguinte na eficiência global das baterias e prolongará o seu tempo de vida útil.

Na Figura 3.25 b), para percursos baseados em ciclos NEDC, verifica-se que esta configuração de baterias por si só não tem energia suficiente para realizar os dois percursos, sendo claro que a melhor opção neste caso é o recurso a uma hibridização tripartida entre baterias Li-Ion, supercondensadores, e painéis fotovoltaicos. Mesmo para o mês utilizado como menor referência em termos de radiação solar (mês de Novembro), esta configuração apresenta uma resposta mínima com um SoC no final dos dois percursos de cerca de 17%.

Analisando agora a Figura 3.25 c), nenhuma das topologias propostas para o sistema de alimentação permite realizar integralmente o primeiro percurso e portanto inviabiliza estas opções para percorrer longas distâncias à velocidade máxima constante (Cenário 3).

Comparando os gráficos a), b) e c) de cada uma das Figuras 3.24 e 3.25, verifica-se que a importância relativa do contributo da energia da regeneração na autonomia total do veículo diminui com a evolução do circuito de exclusivamente urbano para extra-urbano, isto é, a mais-valia do recurso aos supercondensadores diminui, acabando por esta opção penalizar, através do aumento da massa e custo totais, a hibridização em veículos que não sejam dedicados exclusivamente a circuitos citadinos. De facto, a Figura 3.25 c) demonstra que para deslocações a velocidades constantes durante grandes períodos de tempo, a energia regenerativa é inexistente, o que torna claro que os supercondensadores não trazem qualquer vantagem. Pelo contrário, o aumento de massa devido aos mesmos, à electrónica associada e às estruturas de suporte, induzem um maior consumo de energia, diminuindo a W_{dis} (curva a vermelho) relativamente à solução que utiliza apenas baterias (curva a preto). Também se pode concluir que para utilizações

não urbanas a escolha correcta é adicionar mais bancos de baterias. Esta conclusão é independente dos preços das baterias ou dos supercondensadores.

Finalmente, uma parte muito importante da energia regenerativa, devida às travagens e desacelerações, pode ser recuperada apenas utilizando supercondensadores. Embora tenham um custo ainda elevado, perspectiva-se uma notável diminuição num futuro próximo (aumento da produção). Conclui-se, em termos genéricos, que a recuperação da energia regenerativa é particularmente importante em percursos urbanos. Assim, a única forma actualmente disponível de maximizar a recuperação dessa energia – uma das vantagens dos veículos eléctricos, não reduzindo a vida útil das baterias, é a associação de supercondensadores no sistema de alimentação do veículo, o que implica o recurso ao conceito de hibridização de múltiplas fontes de energia, introduzindo novos desafios, como são a gestão eficaz e otimizada dos fluxos de potência em tempo real.

3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo, analisaram-se e compararam-se as características de várias fontes de energia (e/ou sistemas de armazenamento de energia) comercialmente disponíveis e elegíveis para aplicação em veículos eléctricos. O principal objectivo desta análise foi recolher um conhecimento mais aprofundado de possíveis fontes utilizáveis em veículos eléctricos. Ainda na primeira parte deste capítulo foi apresentado um estudo baseado numa análise paramétrica de cada uma das fontes consideradas, estando os parâmetros destes classificados com bases numéricas provenientes de situações de produção e estudos disponíveis durante a realização deste trabalho. A apresentação dos resultados foi organizada de forma a ser possível uma fácil leitura aos parâmetros considerados pertinentes em cada uma das fontes estudadas, no sentido de se poder concluir sobre qual ou quais as fontes com melhor aplicação em veículos eléctricos.

Os resultados obtidos reforçam, em primeiro lugar, a ideia principal já relatada em trabalhos similares, de que actualmente não existe, uma fonte única que vá de encontro a todas as necessidades que um veículo eléctrico exige, tendo em conta o desempenho, principalmente em termos de autonomia do veículo convencional. Esta conclusão remete o problema do fornecimento de energia a um veículo eléctrico para a necessidade de se combinarem várias fontes de energia, de acordo com o desempenho pretendido, as necessidades de transporte, e o investimento inicial, ou seja, para o interesse da hibridização de múltiplas fontes.

Através da análise comparativa apresentada neste capítulo, conclui-se que, actualmente, a combinação mais adequada e mais fácil de se obter comercialmente é a que engloba baterias e supercondensadores num mesmo sistema de alimentação.

Esta combinação oferece uma maior potência disponível, devido ao uso dos supercondensadores, e uma maior densidade de energia pela utilização das baterias. Adicionalmente pode-se equacionar a introdução de outras fontes de energia, numa perspectiva de auxiliar as baterias, podendo utilizar-se painéis fotovoltaicos como complemento e fonte auxiliar de energia, para uma não interligação à rede eléctrica durante os períodos de estacionamento prolongados.

Na segunda parte deste capítulo, apresentou-se um estudo comparativo, numa perspectiva energética, sobre o impacto da utilização de diversos tipos de baterias em conjunto com outros tipos de fontes, nomeadamente, supercondensadores e painéis fotovoltaicos, para diferentes cenários típicos de deslocações diárias. Numa primeira abordagem, sobressaiu a importância da consideração dos rendimentos dos diversos componentes da cadeia de energia. Por outro lado, também foi possível verificar que os pequenos módulos de Ni-MH actualmente utilizados no projecto VEIL, embora parecessem uma boa opção para uma utilização mais citadina, ficam aquém das recentes baterias de Li-Ion. Esta recente tecnologia mostrou ser uma solução mais interessante, pela evolução do seu preço e sobretudo pelas suas características energéticas.

O estudo apresentado, também revelou que o aproveitamento da energia regenerativa, resultante das fases de travagem e de desaceleração, é de elevada importância em circuitos tipicamente urbanos, permitindo uma redução no tamanho dos bancos de baterias necessários. De referir ainda que neste momento somente é possível maximizar o aproveitamento da energia regenerativa com inclusão de supercondensadores no sistema de alimentação, pelas suas características dinâmicas. Logo, conclui-se que, para percursos essencialmente urbanos, é muito relevante uma hibridização com duas fontes de energia: baterias e supercondensadores.

A utilização de painéis fotovoltaicos serve essencialmente para recarregar as baterias durante os períodos em que o veículo se encontra estacionado e compensar a auto-descarga das baterias. Note-se que no estudo apresentado neste capítulo, foram utilizados painéis correntes com um rendimento relativamente baixo e considerada ainda uma depreciação importante devido à possível existência de sombras durante as deslocações do veículo. Painéis com elevadas eficiências podem reforçar as conclusões relativas à sua utilização em veículos eléctricos.

A metodologia apresentada neste capítulo permitiu de uma forma simples verificar a mais-valia do recurso à hibridização de fontes e investigar as potencialidades de cada uma, em função do cenário de utilização aplicado ao veículo eléctrico. Antes de se estudar a implementação de um sistema híbrido de alimentação, é fundamental numa primeira fase alcançar-se um dimensionamento otimizado do sistema de alimentação, baseado em múltiplas fontes de energia. O problema de dimensionamento será abordado no próximo capítulo em conjunto com o conhecimento mais pormenorizado dos diversos ciclos de condução normalizados e uma discussão sobre o princípio de hibridização activa e passiva de fontes de energia, visando a escolha da topologia mais adequada à utilização eficiente de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos.

BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 3

- [3.1] Khaligh, A.; Li, Z.: “Battery, Ultracapacitor, Fuel-Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, July 2010.
- [3.2] Lukic, S. M.; Cao, J.; Bansal, R. C.; Rodriguez, F.; Emadi, A.: “Energy Storage Systems for Automotive Applications”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, pp. 2258, June 2008.
- [3.3] Burke, A.: “Batteries and Ultracapacitores for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicle”, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 95, No. 4, April 2007.
- [3.4] Burke, A.; Miller, M.: “The Power Capability of Ultracapacitors and Lithium Batteries for Electric and Hybrid Vehicle Applications”, *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 1, pp. 514-522, 2011.
- [3.5] Reddy, T.; (2011). *Linden's Handbook of Batteries*, McGraw-Hill Professional Publishing, ISBN 9780071624213, 4th edition.
- [3.6] Crompton, T. R.; (2000). *Battery Reference Book*, Newnes, Oxford, ISBN 9780750646253, 3rd Edition.
- [3.7] Electropaedia: “Cell Chemistries”. [Online]. Disponível em: <http://www.mpoweruk.com/chemistries.htm> (Acedido em 13.05.2010).
- [3.8] URDI: “Researchers Invent First Solid-State Lithium-Air Batteries”, *Research Leader: Shaping the technology of tomorrow*, November/December 2009.
- [3.9] Lukic, S. M.; Cao, J.; Bansal, R. C.; Rodriguez, F.; Emadi, A.: “Energy Storage Systems for Automotive Applications”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2258-2267, June 2008.
- [3.10] Martinet, S. (CEA): “Batteries for electric and hybrid vehicles: State of the art, Modeling, Testing, Aging”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'10)*, 31 August. 2010.

- [3.11] Van Mierlo, J.; Van den Bossche, P.; Maggetto, G.: “Models of Energy Sources for Ev and Hev: Fuel Cells, Batteries, Ultracapacitors, Flywheels and Engine-Generators”, *Journal of Power Sources*, Vol. 128, Issue 1, pp. 76-89, March 2004.
- [3.12] Einhorn, M.; Conte, F. V.; Kral, C.; Fleig, J.: “A Method for Online Capacity Estimation of Lithium Ion Battery Cells Using the State of Charge and the Transferred Charge”, 2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET), pp.1-6, 6-9 December 2010.
- [3.13] Kim, J.; Cho, B. H.: “State-of-Charge Estimation and State-of-Health Prediction of a Li-Ion Degraded Battery Based on an EKF Combined With a Per-Unit System”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp.4249-4260, November 2011.
- [3.14] Cheng, K. W. E.; Divakar, B. P.; Wu, H.; Ding, K.; Ho, H. F.: “Battery-Management System (BMS) and SOC Development for Electrical Vehicles”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.60, no.1, pp.76-88, January 2011.
- [3.15] Silva, M; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G., Marques, A. L.: “Multiple Energy Sources Monitoring System for Electric Vehicle”, 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM’08, Ischia, Italy, 11-13 June 2008.
- [3.16] Marques, A. L.; Vasconcelos, V.; Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.: “Lithium Modular Batteries Bank for Electric Vehicles”, 12th Portuguese-Spanish Conference on Electrical Engineering, XIICLEEE, Ponta Delgada, Portugal, June 30 –July 2, 2011.
- [3.17] Pereirinha, P. G.; Santiago, A.; Trovão, J. P.: “Characterization of a Lithium Iron Phosphate Battery Bank for Electric Vehicle”, 12th Portuguese-Spanish Conference on Electrical Engineering, XIICLEEE, Ponta Delgada, Portugal, June 30 - July 2, 2011.
- [3.18] Santiago, A.; Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.: “Charge and Discharge Test Bench Monitoring System For Lithium Ion Batteries for Electric Vehicle”, 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE 2011), Leiria, Portugal, 7-9 July, 2011.
- [3.19] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.; Santiago, A.: “Set Up and Test of a LiFePO₄ Battery Bank for Electric Vehicle”, *Electrical Review - Przegląd Elektrotechniczny*, Warsowa, Poland, ISSN PL 0033-2097, R. 88 NR 1a/2012, pp. 193-197, 2012.

- [3.20] de Melo, H. N.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.: “Batteries usability for Electric Vehicle powertrain”, 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE 2011), Leiria, Portugal, 7 - 9 July, 2011.
- [3.21] Lukic, S. M.; Emadi, A.: “The Development of Adequate Energy Storage Systems in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Vehicles”, IEEE Industrial Electronics Magazine, pp. 2258-2267, Dec. 2008.
- [3.22] Conte, F. V.: “Battery and Battery Management for Hybrid Electric Vehicles: A Review,” e & i Elektrotechnik und Informationstechnik, vol. 123, no. 10, pp. 424-431, October, 2006.
- [3.23] Sauer, D. U.; Karden, E.; Fricke, B.; Blanke, H.; Thele, M.; Bohlen, O.; Schiffer, J.; Gerschler, J. B.; Kaiser, R.: “Charging Performance of Automotive Batteries-An Underestimated Factor Influencing Lifetime and Reliable Battery Operation”, Journal of Power Sources, vol. 168, pp. 22-30, November 2006.
- [3.24] Husain, I.; (2003). *Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals*; CRC Press, Boca Raton, Florida, USA.
- [3.25] OPTIMA™: “The Ultimate Power Source – Family Brochure”, OPTIMA Batteries, Inc. [Online]. Disponível em: <http://www.optimabatteries.com> (Acedido em 10.11.2010).
- [3.26] Kopera, J. J.: “Inside the Nickel Metal Hydride Battery”, Cobasys, June 2004. [Online]. Disponível em: <http://www.cobasys.com> (Acedido em 10.11.2009).
- [3.27] Colclasure, A. M.; Kee, R. J.: “Thermodynamically Consistent Modeling of Elementary Electrochemistry in Lithium-Ion Batteries”, Electrochimica Acta, vol. 55, no. 28, pp. 8960-8973, December 2010.
- [3.28] Axeon: “Our Guide to Batteries”, Axeon, Scotland, UK. (sem data). [Online]. Disponível em: <http://www.axeon.com> (Acedido em 18.09.2009).
- [3.29] Park, C. R.; (2010). *Lithium-ion Batteries*, ISBN: 978-953-307-058-2, InTech, [Online]. Disponível em: <http://www.intechopen.com/books/lithium-ion-batteries/> (Acedido em 16.12.2011).
- [3.30] Lee, J. S.; Tai Kim, S.; Cao, R.; Choi, N. S.; Liu, M.; Lee, K. T.; Cho, J.: “Metal–Air Batteries with High Energy Density: Li–Air versus Zn–Air”, Advanced Energy Materials, vol. 1, no. 1, pp. 34–50, January 1, 2011.

- [3.31] Kraytsberg, A.; Ein-Eli, Y.: “Review on Li-Air Batteries – Opportunities, Limitation and Perspective”, *Journal of Power Sources*, vol. 196, no. 1, pp. 886-893, 2011.
- [3.32] Pope, B.: “EV Battery Breakthrough Likely 10 Years Away, Researchers Say”, *WARDSAUTO The Information Center For And About The Global Auto Industry*, 12 May 2012. [Online]. Disponível em: <http://wardsauto.com/vehicles-amp-technology/ev-battery-breakthrough-likely-10-years-away-researchers-say> (Acedido em 12.09.2012)
- [3.33] Chan, C. C.; Chau; K. T ; (2001). *Modern Electric Vehicle Technology*, Oxford University Press, ISBN 0-19-850416-0.
- [3.34] International Organization for Standardization: “ISO/DIS 12405-1:2009: Electrically propelled road vehicles — Test specification for lithium-Ion traction battery systems — Part 1: High power applications”, 2009.
- [3.35] Economou, J. T.: “Intelligent Energy Source SoC Modelling for a Hybrid Electric Vehicle”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'05)*. Dubrovnik, Croatia, 2005.
- [3.36] EG&G Services Parson, Inc.: “Fuel Cell Handbook – Fifth Edition”, US Department of Energy, Office of Fossil Energy, West Virginia, October 2000. [Online]. Disponível em: <http://www.eehomepage.com> (Acedido em 18.10.2010).
- [3.37] Emadi, A.; Rajashekara, K.; Williamson, S. S.; Lukic, S. M.: “Topological Overview of Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicular Power System Architectures and Configurations”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 3, pp. 763-770, May 2005.
- [3.38] HYDROGENICS: “HyPM Fuel Cell Power Products – Success in Mobility Applications”, Hydrogenics Corporation (Advanced Hydrogen Solution), 2009. [Online]. Disponível em: <http://www.hydrogenics.com> (Acedido em 18.10.2010).
- [3.39] Weber, A. Z.; Balasubramanian, S.; Das, P. K.: “Proton Exchange Membrane Fuel Cells”, *Advances in Chemical Engineering*, Academic Press, Volume 41, Pages 65-143, 2012.
- [3.40] Bauman, J.; Kazerani, M.: “A Comparative Study of Fuel-Cell–Battery, Fuel-Cell–Ultracapacitor, and Fuel-Cell–Battery–Ultracapacitor Vehicles” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 57, pp. 760, March 2007.
- [3.41] Maxwell Technologies, “BOOSTCAP® Ultracapacitor Modules”, Doc. # 1009362, Maxwell Technologies, USA. [Online]. Disponível em: <http://www.maxwell.com> (Acedido em 07.11.2008).

- [3.42] Energy Storage Blog, Invisible Threats to Our Grid: What Can Energy Storage Do?. [Online]. Disponível em: <http://www.energystorageblog.com/2011/03/14/invisible-threats-to-our-grid-what-can-energy-storage-do/> (Acedido em 12.09.2011).
- [3.43] Burke, A.: “Ultracapacitors: Why, How, and Where is the Technology”, *Journal of Power Sources*, vol. 91, no. 1, Pages 37-50, November 2000.
- [3.44] Conway, B. E.; Pell, W. G.: “Power Limitations of Supercapacitor Operation Associated With Resistance and Capacitance Distribution in Porous Electrode Devices”, *Journal of Power Sources*, vol. 15, pp. 169 -181, 2002.
- [3.45] Endo, M.; Takeda, T.; Kim, Y. J.; Koshiba, K.; Ishii, K.: “High Power Electric Double Layer Capacitor (EDLC s) from Operating Principle to Pore Size Control in Advanced Activated Carbons”, *Carbon Science*, vol. 1, pp. 117-128, 2001.
- [3.46] Barrade, P.; Rufer, A.: “Current Capability and Power Density of Supercapacitors: Considerations on Energy Efficiency”, *EPE 2003: 10th European Conference on Power Electronics and Applications*, Toulouse, France, 2-4 September 2003.
- [3.47] Conway, B. E.; (1999). *Electrochemical Supercapacitors: Scientific Fundamentals and Technological Applications*, Springer, ISBN 0306457369.
- [3.48] Kyonggi-Do, S.: “NESS Introduces Innovative Ultracapacitors for Electric Vehicle and Hybrid-Electric Vehicle Applications; New Award Winning Ultracapacitors Feature High Performance in a Low Cost Package” (sem data). [Online]. Disponível em: <http://findarticles.com> (Acedido em 14.09.2009).
- [3.49] Beno, J. H.; Thompson, R. C.; Hebner, R. E.: “Flywheel batteries for vehicles”, *Proceedings of 2000 Autonomous Underwater Vehicles Workshop*, San Antonio, Texas, U.S.A., vol. 6, pp. 4014-4018, June 20-21, 2002.
- [3.50] Krack, M.; Secanell, M.; Mertiny, P.: (2011). *Rotor Design for High-Speed Flywheel Energy Storage Systems, Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, Rosario Carbone (Ed.), ISBN: 978-953-307-269-2, InTech. [Online]. Disponível em: <http://www.intechopen.com/books/energy-storage-in-the-emerging-era-of-smart-grids/> (Acedido em 16.12.2011).
- [3.51] Hebner, R. E.; Beno, J. H.; Walls, W. A.: “Flywheel Batteries Come Around Again,” *IEEE Spectrum Magazine*, vol. 39, no. 4, pp. 46-51, Apr. 2002.

- [3.52] Hebner, R. E.; Beno, J. H.; Herbst, J. D.: “Composite Flywheels for Energy Storage - Design Considerations,” Electrical Energy Storage - Applications and Technology, San Francisco, California, U.S.A., April 2002.
- [3.53] Miles, R. W.; Hynes, K. M.; Forbes, I.: “Photovoltaic Solar Cells: an Overview of State-of-the-Art Cell Development and Environmental Issues”, Progress in Crystal Growth and Characterization of Materials, vol. 51, no. 1–3, pp. 1-42, 2005.
- [3.54] Abusleme, A.; Dixon, J.; Soto, D.: “Improved Performance of a Battery Powered Electric Car, Using Photovoltaic Cells”, IEEE Powertech 2003, Bologna, Italy, June 23-26, 2003.
- [3.55] Savage, N.: “Solar Cell Breaks Efficiency Record”, IEEE Spectrum, June 24, 2011.
- [3.56] Yoshiaki, N.: “Ultra-High Efficiency Photovoltaic Cells for Large Scale Solar Power Generation”, AMBIO: A Journal of the Human Environment, Springer Netherlands, 2012.
- [3.57] Guibert, A. (Saft Groupe SA): “Batteries and Supercapacitor Cells for the Fully Electric Vehicle”, Smart Systems Integration Conference, Brussels, 17 June 2009.
- [3.58] Obreja, V. V. N.: “On the Performance of Commercial Supercapacitors as Storage Devices for Renewable Electrical Energy Sources”, Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'07)”, Sevilla, Spain, March 28-30, 2007.
- [3.59] Thounthong, P.; Rael, S.: “The benefits of hybridization”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, no. 3, pp.25-37, September 2009.
- [3.60] Ehsani, M.; Emadi, A.; Gao, Y.; (2009). *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles Fundamentals, Theory, and Design*, CRC Press, ISBN 978142005398-2, 2nd Edition.
- [3.61] Gonzales, J.: “Weathering the storm: Flywheels light the stage in greening up power protection”, Broadcast Engineering, November 2009.
- [3.62] Weir, R. D.; Nelson, C. W.: United States Patent nº US 7,466,536 B1, “Utilization of Poly(ethyleneterephthalate) Plastic and Composition-Modified Barium Titanate Powders in a Matrix that Allows Polarization and the use of Integrated-Circuit Technologies for the Production of Lightweight Ultrahigh Electrical Energy Storage Units (EESU),” December 2008.

- [3.63] Gao, W.: “Performance Comparison of a Fuel Cell-Battery Hybrid Powertrain and a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid Powertrain”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 54, no. 3, pp. 846- 855, May 2005.
- [3.64] Lungoci, C.; Bouquain, D.; Miraoui, A.; Helerea, E.: “Modular Test Bench for A Hybrid Electric Vehicle with Multiples Energy Sources” 11th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM 2008), Brasov, Roumania, May 22-24, 2008.
- [3.65] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.: “Comparative Study of Multiple Energy Sources Utilization in a Small Electric Vehicle”, 3rd European Ele-Drive Transportation Conference EET-2008 - Geneva, March 11-13, 2008.
- [3.66] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.: “Comparative Study of Different Electric Machines in the Powertrain of a Small Electric Vehicle”, 18.th International Conference on Electrical Machines (ICEM’08), Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008.
- [3.67] Wu, Y.; Gao, H.: “Optimization of Fuel Cell and Supercapacitor for Fuel-Cell Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 55, nº. 6, pp. 1748-1755, November 2006.
- [3.68] Schupbach, R.; Balda, J.: “The Role of Ultracapacitors in an Energy Storage Unit for Vehicle Power Management”, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando, FL, p. 3236, 2003.
- [3.69] Schupbach, R.; Balda, J.; Zolot, M.; Kramer, B.: “Design Methodology of a Combined Battery–Ultracapacitor Energy Storage Unit for Vehicle Power Management”, Proceedings of IEEE Power Electronics Special Conference (PESC’03), Acapulco, Mexico, 2003.

4 DIMENSIONAMENTO DE SISTEMAS DE ALIMENTAÇÃO COM MÚLTIPLAS FONTES DE ENERGIA

Este capítulo introduz a problemática do dimensionamento de sistemas de alimentação baseados em múltiplas fontes de energia. No Capítulo 3, através do estudo para o protótipo VEIL, verificou-se que a hibridização de fontes é aplicável a veículos eléctricos com deslocações, sobretudo, urbanas, diárias e repetitivas. A hibridização apresenta como primeiro desafio o dimensionamento óptimo das diversas fontes a utilizar. Este dimensionamento está directamente relacionado com o desempenho pretendido para o veículo, nas vertentes: velocidade, aceleração e autonomia máximas. Este capítulo apresenta uma metodologia para otimizar o dimensionamento do sistema de alimentação de um veículo eléctrico com múltiplas fontes de energia, tendo em conta diversos ciclos de condução, incluindo factores como a velocidade e aceleração máximas, efeito da regeneração de energia e percursos com diferentes graus de inclinação. É, ainda, incluído neste estudo a possibilidade de utilizar um sistema de produção de energia baseado em painéis solares fotovoltaicos numa perspectiva do aumento da autonomia, para responder a pequenas deslocações imprevistas e compensar auto-descargas. Para validar a metodologia proposta apresentam-se alguns resultados de simulação para diferentes configurações de múltiplas fontes, considerando diferentes cenários de rotinas diárias. O conceito da hibridização levanta uma outra questão, a topologia do sistema de alimentação, que terá que agregar as diversas fontes a utilizar e a carga a alimentar, ou seja, o sistema de tracção. Nesse sentido, uma segunda parte do capítulo é dedicado à discussão e apresentação das diferentes configurações topológicas, permitindo escolher a mais adequada ao problema global deste trabalho, a optimização e gestão de múltiplas fontes de energia na alimentação de veículos eléctricos.

4.1 INTRODUÇÃO

Como demonstrado no capítulo anterior, actualmente, não existe ainda uma fonte que responda de forma eficaz a todas as exigências de um veículo eléctrico para se assemelhar ao veículo convencional, embora existam baterias que consigam armazenar energia necessária para uma razoável autonomia, mas falta-lhes capacidade de resposta em termos de potência. Esta conclusão remete para a inevitável combinação de várias fontes de energia, de acordo com o desempenho pretendido, as necessidades de transporte e o investimento inicial, por forma a se alcançar um desempenho compatível com os demais veículos actualmente disponíveis. Desta reflexão, surge o conceito de hibridização, que na actual literatura, se efectiva tipicamente, pela agregação de baterias e supercondensadores num mesmo sistema de alimentação [4.1] [4.2] [4.3] [4.4] [4.5] [4.6]. Contudo, como referido no Capítulo 3, pode-se juntar outras fontes de energia numa perspectiva de carregar as baterias, podendo-se para esse efeito, recorrer a painéis fotovoltaicos [4.7]. Definido o tipo de fontes a embarcar, surge a necessidade de as dimensionar, com vista a que o conjunto destas vá ao encontro das características associadas à operacionalidade global do veículo eléctrico.

A definição do número de elementos que cada fonte de energia deve reunir é um aspecto fundamental e crítico no projecto de um veículo eléctrico com uma alimentação através de múltiplas fontes [4.8] [4.9] [4.10] [4.11] [4.12] [4.13] [4.14]. Esta selecção influencia directamente a massa total, dimensão e autonomia do veículo. Nesse sentido, existe a necessidade de definir um conjunto de critérios a utilizar no dimensionamento do sistema de alimentação, recorrendo à versatilidade de cada uma das fontes elegíveis como embarcáveis em veículos eléctricos. Assim, no presente trabalho, estudam-se diversos ciclos de condução normalizados para fixar convenientemente o que será a operacionalidade mínima desejável para um pequeno veículo eléctrico urbano. Para além disso, o recurso a ciclos de condução normalizados apresenta-se como uma abordagem adequada ao estudo da validação da modelização e simulação de veículos em geral e eléctricos em particular [4.12] [4.13] [4.14] [4.15] [4.16].

Na sequência do dimensionamento e respectiva validação, surge a questão relacionada com o princípio de hibridização activa e passiva de fontes de energia. Este princípio é mais do que uma forma de actuação no sistema de alimentação, passa por uma definição clara da topologia mais adequada a cada tipo de fonte, no sentido de poder extrair, de cada uma, todas as suas características energéticas e capacidade de resposta em potência. Esta reflexão é orientada pela análise ao(s) conversor(es) de electrónica de potência que permita(m) o maior grau de

flexibilização do sistema de alimentação, por forma a responder prontamente aos requisitos de potência do sistema de tracção do veículo eléctrico. São muitas as abordagens propostas na literatura para responder à implementação de um sistema de alimentação com múltiplas fontes de energia [4.2] [4.17] [4.18]. Destas topologias interessa verificar qual a que melhor se adapta à problemática deste trabalho, tendo em vista a concretização do principal objectivo, a optimização da gestão da alimentação. A topologia escolhida deverá permitir graus de liberdade compatíveis com as características de cada uma das fontes seleccionadas, para além da necessária compatibilização dos níveis de tensão entre as diferentes estruturas energéticas [4.18] [4.19] [4.20].

Assim, este capítulo apresenta uma metodologia para o dimensionamento óptimo de fontes de energia para veículos eléctricos com múltiplas fontes. Na abordagem aqui usada começou-se por identificar os diversos critérios de dimensionamento aos quais a metodologia proposta deve responder, sendo estes essencialmente baseados nos requisitos de ciclos de condução urbanos utilizados na União Europeia. Desses ciclos definiram-se factores de operacionalidade máxima como velocidade e aceleração, capacidade para armazenamento da energia proveniente das travagens e desacelerações e ainda se incluiu um outro factor, relacionado com diferentes graus de inclinação do percurso a realizar. Por outro lado, a metodologia assenta nos pressupostos do Capítulo 3, relativos à elegibilidade das fontes a embarcar em veículos eléctricos (baterias, supercondensadores e painéis solares fotovoltaicos). A metodologia proposta é validada através de simulações, do ponto de vista energético, para várias configurações de múltiplas fontes, considerando diferentes cenários de rotinas diárias. O conceito de hibridização levanta, ainda, um desafio relativo à arquitectura do sistema de alimentação, que permitirá interligar fisicamente as diversas fontes de energia e o sistema de tracção, para, através do seu controlo, gerir os respectivos fluxos de energia e potência. Nesse sentido, são discutidas as diferentes estruturas topológicas do sistema de alimentação e respectivos conversores de electrónica de potência. Ao terminar, apresenta-se a topologia escolhida que melhor se adapta à implementação de uma gestão optimizada de múltiplas fontes de energia na alimentação de veículos eléctricos, permitindo um balanceamento em tempo real da potência requerida pelo sistema de tracção e o seu fornecimento pela(s) fonte(s) que mais se adapta(m) a prestar uma resposta eficaz.

4.2 CICLOS DE CONDUÇÃO NORMALIZADOS

Os ciclos de condução normalizados são essenciais para a certificação e homologação de veículos relativamente a testes de emissões poluentes e ao consumo de combustível. A modelização de ciclos de condução que representem de forma adequada as condições reais de operação de veículos rodoviários é fundamental para que se possam efectuar estimativas sobre os consumos e emissões poluentes que efectivamente representem as operações *in loco* do veículo em estudo, bem como permitir a comparação de diferentes veículos. A estimativa de emissões e de consumos é um problema de engenharia de transportes, fundamental para avaliar a contribuição dos efeitos de diferentes condições de operação dos veículos e fundamental para auxiliar o desenvolvimento de estratégias de transporte, tanto do ponto de vista de poluição urbana como de impactos no consumo de energia.

Tipicamente, um ciclo de condução normalizado é modelizado por uma sequência de condições de operação (marcha lenta, aceleração, velocidade cruzeiro, desaceleração e travagem), desenvolvida para representar um padrão típico de condução numa determinada área (urbana, extra urbana e auto-estrada), sendo amplamente utilizado em estudos de emissões e de consumo de combustível ou energia [4.21] [4.22]. Os ciclos de condução são criados por diferentes países e organizações para avaliar o desempenho de veículos em relação a diversos factores e critérios, sobressaindo a problemática das emissões e do consumo de combustível, essencialmente através de testes realizados com dinamómetros [4.23]. Mais recentemente, com o aparecimento do apoio de técnicas de modelização e computação numérica, deu-se uma outra utilização aos ciclos de condução, não menos importante, a simulação de veículos, constituindo uma excelente base de comparação entre diversos equipamentos e configurações. Mais especificamente, estes são tipicamente utilizados para realizarem simulações que permitam o estudo dos diversos componentes da cadeia de tracção. Existem simuladores específicos para modelizar a cadeia de tracção, permitindo estudar e prever o desempenho dos motores de combustão interna, das caixas de transmissões, dos accionamentos eléctricos, das baterias, das células de combustível, etc.. Um excelente exemplo deste tipo de simulador de veículos é o denominado por ADVISOR produzido pela AVL Engineering [4.24].

Um ciclo de condução normalizado é, portanto, um registo fixo de funcionamento de um veículo, que permite a realização de testes de emissão e consumos de combustível, com capacidade de ser reprodutível em laboratório, através da utilização de dinamómetros e bancos de ensaios com rolos, que reproduzam as forças de resistência à tracção (atritos e aerodinamismo).

Um ciclo de condução é usualmente definido por uma série de pontos que representam a velocidade de um veículo em função do tempo. Os factores que os ciclos de condução pretendem avaliar são dependentes de vários parâmetros, incluindo os relacionados com o tamanho do veículo, modelo, tipo de combustível, nível de tecnologia e factores operacionais, tais como velocidade, aceleração, desaceleração, travagem e inclinação da estrada. Portanto, existe uma preocupação em desenvolver e utilizar-se ciclos de condução diferentes para várias categorias de veículos (ligeiros, de baixa potência, carinhas, camiões, autocarros e motocicletos) e de diferentes tipos de condução (urbana, extra-urbana e auto-estrada).

Em função das variações efectuadas à velocidade *versus* carga do motor, os ciclos podem ser caracterizados como ciclos “de regime permanente” e ciclos “transitórios”. Um ciclo de regime permanente baseia-se em seq ncias de velocidades constantes do motor e modos diferentes de níveis de carga. Estes são utilizados principalmente para o ensaio de motores a gasóleo de veículos pesados, logo sem aplicação neste trabalho. Portanto, o recurso aos ciclos de condução normalizado, no âmbito do presente estudo, reca  exclusivamente na análise do consumo energético, da  concentrar-se apenas em ciclos de condução normalizados classificados como “transitórios”, em que a velocidade do veículo e a carga variam, mais ou menos, continuamente. A título de exemplo, mostram-se dois exemplos de ciclos de condução normalizados, na Figura 4.1 e na Figura 4.2.

A Figura 4.1 ilustra um ciclo de condução normalizado, o *New European Driving Cycle* (NEDC), que foi projectado especificamente para atender a uma necessidade particular, a homologação dos diferentes modelos de veículos ligeiros comerciais na União Europeia. É claramente uma ciclo altamente estilizado, com períodos de aceleração, desaceleração e velocidade constantes, e que tem pouca relação com os perfis reais de condução em estrada. [4.14]

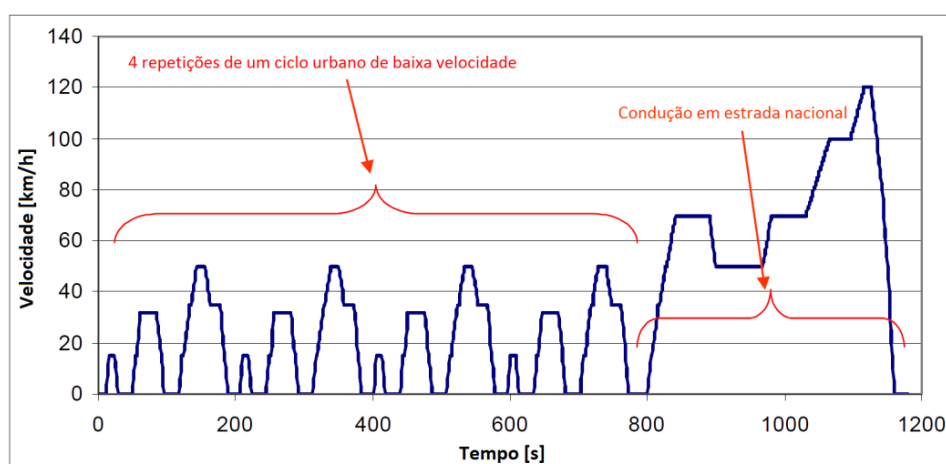


Figura 4.1. Exemplo de um ciclo de condução estilizado com diferentes percursos (NEDC) (adaptado de [4.14]).

Por outro lado, a Figura 4.2 mostra um exemplo de um ciclo de condução baseado directamente em dados reais, recolhidos a partir da monitorização de veículos, durante diferentes operações em estrada. Em casos muito específicos, alguns desses ciclos são obtidos directamente a partir de dados registados durante uma única viagem. Contudo, na sua maioria, estes são tipicamente constituídos por segmentos de dados recolhidos durante viagens operadas em condições diferentes, e sequenciados para produzir um ciclo representativo de uma viagem real. O contraste entre os ciclos criados a partir de dados reais e ciclos estilizados, para responder a uma necessidade legislativa, é evidente: os ciclos baseados em dados reais possuem um maior número de transitórios do que os ciclos estilizados, como se verifica pela comparação do NEDC (Figura 4.1) com o UG214 (Figura 4.2). [4.14]

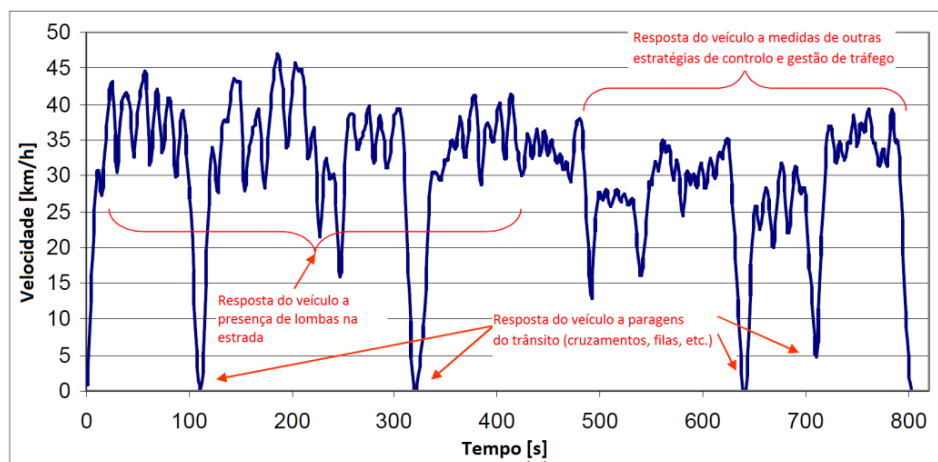


Figura 4.2. Exemplo de um ciclo de condução real (UG214) (adaptado de [4.14]).

Verifica-se, portanto, que alguns ciclos de condução são obtidos teoricamente e para efeitos legislativos, como são os preferidos na União Europeia, enquanto outros são o resultado de medidas directamente, através de um veículo em operação, representando uma viagem considerada padrão.

Os ciclos de condução mais usuais, são, provavelmente, os caracterizados como os *EU legislative cycles*, os *US driving cycles* e os *ARTEMIS driving cycles* [4.25]. Dos primeiros destacam-se os ciclos de condução ECE 15 e NEDC, usados, na União Europeia, para fins de homologação. A segunda categoria corresponde a uma variedade de ciclos de ensaio dos Estados Unidos da América, incluindo os seus ciclos de homologação, dos quais se destacam o *US 06 Highway*, *Federal Test Procedure (FTP 75)* e *EPA New York City Cycle (NYCC)* [4.14]. Finalmente, os ciclos ARTEMIS, acrónimo de *Assessment and Reliability of Transport Emission*

Models and Inventory Systems, foram desenvolvidos durante a realização do 5.º projecto quadro da União Europeia [4.25].

Para a realização deste trabalho, consideraram-se diferentes ciclos de condução normalizados, de entre as três categorias acima definidas, nomeadamente, os ciclos ECE 15, NEDC, US 06 *Highway*, NYCC e ARTEMIS *Low Motor Urban Total*.

O ciclo de condução ECE 15 (Figura 3.19 a) e Figura 4.3) pretende ser representativo da condução urbana de uma típica cidade de grandes dimensões na União Europeia, sendo caracterizado por uma baixa velocidade (valor máximo de 50 km/h), perfeitamente adaptada ao tipo de veículo escolhido para o Projecto VEIL, com limite legal de 45 km/h. Ao contrário, o ciclo *Extra Urban Driving Cycle* (EUDC) descreve um percurso suburbano, onde no seu final, o veículo acelera até à velocidade máxima permitida em auto-estrada. Tanto as velocidades como algumas acelerações são maiores nestes ciclos do que no ciclo ECE 15. Uma variante a este ciclo foi criada, para veículos com potências reduzidas, limitando a velocidade máxima a 90 km/h, obtendo-se um ciclo suburbano para veículos de baixa potência, sendo designado por *Extra-Urban Driving Cycle for Low-Powered Vehicles* (EUDCL). Finalmente, o NEDC é um ciclo combinado que consiste em quatro ciclos ECE 15, seguido de um ciclo EUDC ou EUDCL. O NEDC (Figura 4.3) também é designado por ciclo ECE. Para o projecto VEIL a velocidade máxima da parte suburbana do ciclo foi reajustada para uma velocidade máxima de 50 km/h, obtendo-se designadamente o NEDC modificado, apresentado na Figura 4.3.

Os ciclos de condução US 06 *Highway* e NYCC (Figura 4.3) pertencem aos ciclos designados como transitórios. Estes oferecem uma melhor representação dos padrões reais de condução que os ciclos de regime permanente, como são os ECE. O ciclo NYCC modeliza um percurso urbano da cidade de Nova York, tendo como principal característica uma velocidade média baixa, perfeitamente adaptada às características de velocidade do protótipo VEIL. Por outro lado, procurou-se ter um ciclo de condução normalizado que se caracteriza por possuir deslocações a velocidades constantes. Para o efeito recorreu-se ao ciclo US 06 *Highway*, que é um ciclo de condução tipicamente designado como agressivo, pelas suas exigências em termos de velocidade e aceleração. Este foi desenvolvido para descrever um padrão de condução que impõe elevadas cargas ao motor. Contudo, o US 06 *Highway*, tal como o NEDC, teve de ser modificado para a sua adaptabilidade às características de velocidade máxima do projecto VEIL (50 km/h). No presente trabalho é considerado como típico de uma deslocação de estrada, o ciclo de condução US 06 *Highway* apresentado na Figura 4.3.

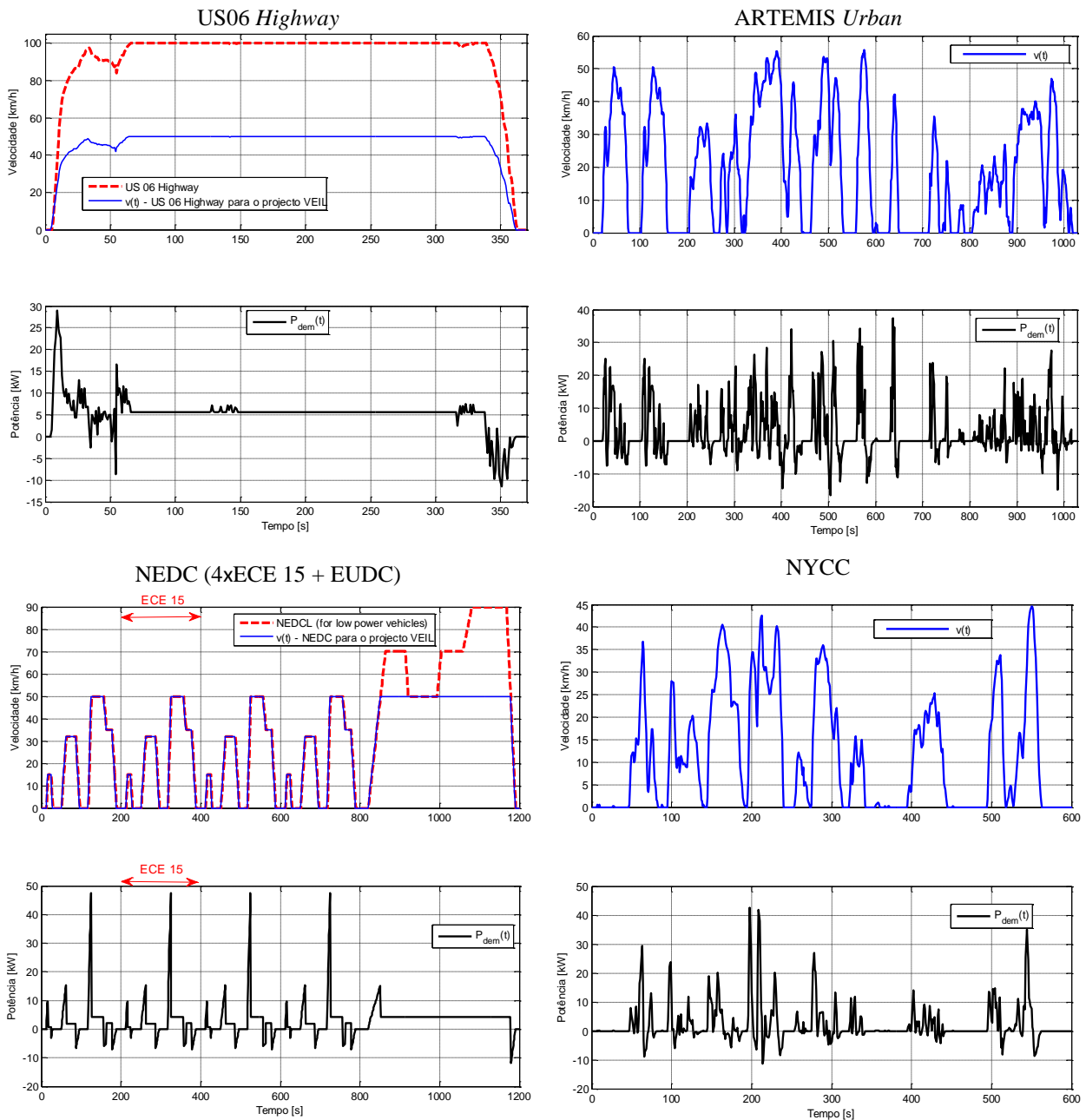


Figura 4.3. Perfis de velocidade e de potência eléctrica para o protótipo VEIL em função dos ciclos de condução (US 06; ARTEMIS *Urban*; NEDC; NYCC).

O ciclo de condução ARTEMIS *Low Motor Urban Total* foi obtido através de um conjunto de ciclos de condução de referência anteriormente harmonizados, utilizando, para o efeito, uma base de dados única, que descrevem condições reais de condução na União Europeia. Para isso, foram utilizados 77 automóveis de passageiros, proporcionando uma descrição bastante extensa do tipo de condução na Europa, tendo em conta a grande diversidade de condições e comportamentos de condução [4.25]. Na Figura 4.3 é apresentada a evolução do ciclo ARTEMIS para condução urbana.

A Tabela 4.1 reproduz os parâmetros dos ciclos de condução estudados, apresentando a relação entre tempo de condução efectiva e o tempo total do percurso. Do tempo de condução efectiva, desagrega-se o tempo em que veículo se encontra em velocidade constante, acelera, desacelera e trava. É ainda apresentada a velocidade média do percurso, a sua velocidade máxima, a distância total percorrida e o tempo total do percurso. Os parâmetros dos ciclos adaptados ao protótipo VEIL foram calculados com base na sua definição original exposta em [4.14].

Tabela 4.1. Parâmetros dos ciclos de condução estudados.

Ciclo de Condução [intervalo] s	Paragem [%]	Condução [%]	Condução				Velocidade média [km/h]	Velocidade máxima [km/h]	Distância total [km]	Tempo [min]
			Velocidade Constante [%]	Aceleração [%]	Desaceleração total [%]	Travagem [%]				
ECE 15 [0, 195] s	23,08	76,92	25,13	27,18	24,62	20,51	18,40	50,07	0,995	3,25
NEDC [0, 1180] s	20,42	79,58	38,81	23,56	17,29	16,95	33,56	90,09	10,59	19,67
NEDC* [0, 1180] s	20,42	79,58	57,25	10,58	11,75	11,52	27,92	50,07	9,15	19,67
US 06 [0, 369] s	3,51	96,49	68,65	14,05	13,51	13,24	91,23	100,00	10,25	6,15
US 06* [0, 369] s	7,03	92,97	65,13	14,05	13,51	13,24	41,23	50,00	4,23	6,15
ARTEMIS [0, 1028] s	23,54	76,46	8,85	33,66	33,95	24,42	18,60	54,87	5,32	17,13
NYCC [0, 598] s	31,10	68,90	10,20	29,43	29,26	21,57	11,50	44,45	1,91	9,97

* Ciclos de condução adaptados à velocidade máxima do protótipo VEIL (50 km/h, cf. Figura 4.3).

Com vista à utilização apropriada dos ciclos de condução normalizados, indicados na Tabela 4.1, para posterior validação da metodologia de dimensionamento do sistema de alimentação proposta neste capítulo e no auxílio à definição e estudo das estratégias de gestão de energia que serão apresentadas no Capítulo 5, os registos de velocidade em função do tempo ($v(t)$) foram aplicados ao modelo dinâmico definido na Secção 2.3.1.1. O modelo foi particularizado para o protótipo VEIL, através das suas características apresentadas na Tabela 2.6. Assim, sendo F_{te} a força total de resistência ao movimento e v a velocidade do veículo, calcula-se, o binário e respectiva potência mecânica, em função do tempo, na roda do veículo ($P_u(t)$), necessários à

deslocação do mesmo, através da equação (4.1), considerando o rendimento da caixa de transmissão (η_{CT}).

$$P_u(t) = \frac{F_{te}(t) \cdot v(t)}{\eta_{CT}(t)} \quad (4.1)$$

Do ponto vista eléctrico, existe a necessidade de calcular ou estimar a potência requerida ao sistema de alimentação em função do tempo, $P_{dem}(t)$. Combinando a expressão (3.19) e considerando os rendimentos dos equipamentos da cadeia de tracção – motor eléctrico (η_{ME}), variador electrónico de velocidade (η_{VEV}) e conversor DC/DC (η_{DC}), conforme apresenta a Figura 3.16, obtém-se a equação (4.2), que permite calcular a potência eléctrica requerida ao sistema de alimentação do veículo.

$$P_{dem}(t) = \frac{P_u(t)}{\eta_{ME}(t) \cdot \eta_{VEV}(t) \cdot \eta_{DC}(t)} \quad (4.2)$$

Realizaram-se vários ensaios em estrada com o protótipo VEIL, conforme se apresentou na Secção 2.4 e em [4.26] [4.27], permitindo o registo e tratamento dos rendimentos de cada equipamento da cadeia de tracção em função da velocidade do veículo, como se pode ver na Figura 4.4. Tendo em conta os valores discretos dos rendimentos para cada velocidade do VEIL presentes na Figura 4.4, obtém-se a potência eléctrica requerida ao sistema de alimentação $P_{dem}(t), t \in [0, T]$, para cada ciclo de condução através da expressão (4.2).

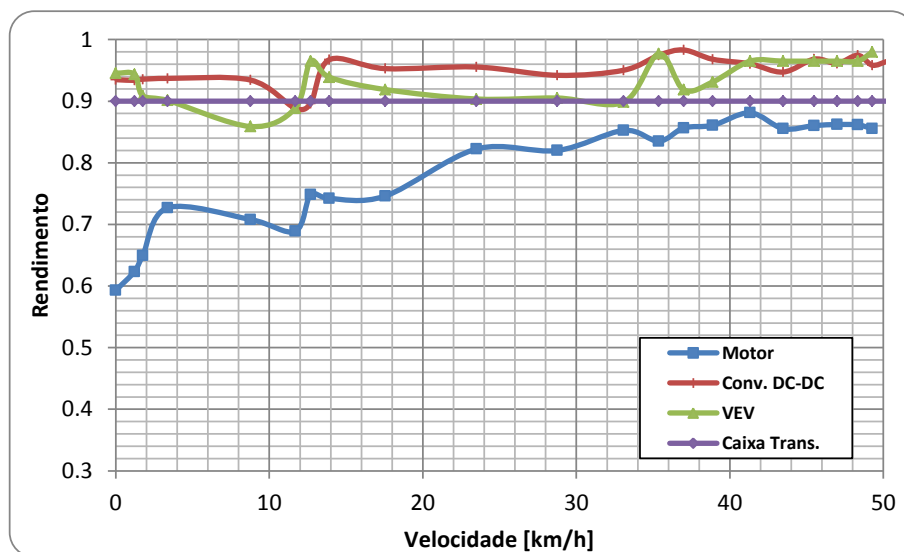


Figura 4.4. Evolução dos rendimentos da cadeia de tracção em função da velocidade: (motor eléctrico (η_{ME}); variador electrónico de velocidade (η_{VEV}); conversor DC/DC (η_{DC})).

Com base na informação dos perfis de velocidade relativos aos ciclos de condução normalizados (Figura 4.3) foram calculadas a potência mecânica na roda do veículo e a respectiva potência eléctrica requerida ao sistema de alimentação. Os cálculos (equações (4.1) e (4.2)) consideraram valores reais de rendimento do projecto VEIL, apresentados na Figura 4.4, medidos durante os ensaios realizados no *campus* do ISEC – IPC. Os resultados obtidos para a potência eléctrica requerida ao sistema de alimentação, em função dos ciclos de condução, já foram indicados na Figura 4.3 (gráficos com curvas a preto).

4.3 METODOLOGIA PARA UM DIMENSIONAMENTO OPTIMIZADO DE FONTES DE ENERGIA

Como referido no Capítulo 3, nenhuma das fontes de energia eléctrica, actualmente disponível pode responder simultaneamente de forma eficaz à potência eléctrica requerida por um veículo eléctrico em comparação com os veículos convencionais. O conceito da utilização de múltiplas fontes de energia e respectiva coordenação eficaz da alimentação de um veículo eléctrico leva à resolução de um problema de dimensionamento óptimo, permitindo uma utilização plena das diversas fontes embarcadas no veículo, por forma a reduzir o consumo energético em função dos seus requisitos mínimos, mantendo um elevado grau de operabilidade. [4.8] [4.9]

Recentemente, alguns investigadores dedicaram-se a formular metodologias para implementar dimensionamentos e estratégias de controlo para diferentes hibridizações de fontes em veículos eléctricos, tais como: pilhas de combustível e baterias [4.10], pilhas de combustível e supercondensadores [4.9] [4.11], pilhas de combustível, baterias e supercondensadores [4.8] [4.10], baterias e supercondensadores [4.1]. Estes estudos acrescentaram um conhecimento significativo para este tópico, mas nenhum apresenta uma metodologia sistemática para esta problemática, principalmente tendo em mente uma evolução diária de energia, em função do que se pode aproximar de deslocações diárias de cariz urbano. Conclui-se do estudo bibliográfico, que em matérias de dimensionamento de sistemas de alimentação mistos, a tendência de cada autor é apresentar uma abordagem em função dos objectivos específicos da sua investigação. Assim, existe algum espaço para se efectuar uma abordagem metodológica para a optimização do dimensionamento de múltiplas fontes de energia considerando uma evolução diária da energia.

Assim, este capítulo visa essencialmente apresentar uma metodologia para auxiliar no dimensionamento óptimo das fontes de alimentação de veículos eléctricos e em particular de

pequenos veículos eléctricos urbanos, utilizando diferentes ciclos de condução normalizados e critérios de aceleração e velocidade máximas, energia de regeneração e percursos com declives diferentes. A metodologia aqui sugerida foi apresentada e defendida na “*The International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium*”, Stavanger, Noruega, Maio 2009, através do artigo [4.12], tendo sido seleccionado para reedição no terceiro volume da revista da Associação Mundial do Veículo Eléctrico, WEVA, (*World Electric Vehicle Journal*) [4.13].

Por conseguinte, retomando o exemplo referido na Secção 3.5, considera-se para o projecto VEIL, uma possível hibridização de fontes baseada numa fonte de elevada densidade de energia, baterias de Ni-MH, numa fonte de elevada densidade de potência, supercondensadores, e um sistema de produção de energia, painéis solares fotovoltaicos. A estrutura de potência definida para a hibridização considerada é a apresentada na Figura 3.14.

4.3.1 METODOLOGIA DE DIMENSIONAMENTO

A configuração da cadeia de tracção do projecto VEIL consiste num banco de baterias de Ni-MH, num banco de supercondensadores, painéis fotovoltaicos, conversores DC/DC, um VEV, um motor eléctrico e uma caixa de transmissão (Figura 3.14).

Os conversores DC/DC adaptam os diferentes níveis de tensão das fontes de energia consideradas e regulam ainda a tensão do barramento DC comum. Este por sua vez alimenta o VEV, o qual alimenta o motor eléctrico, regulando a velocidade e tensão de alimentação. Por último, a caixa de transmissão aumenta o binário produzido pelo motor eléctrico, reduzindo simultaneamente a velocidade através de uma razão de transmissão fixa, e dividindo o binário pelas duas rodas motrizes, juntando a função de diferencial.

Subjacente ao conceito de hibridização e conforme analisado na Secção 3.4, as principais características solicitadas ao sistema de alimentação comum, são relativas ao fornecimento de energia baseado nos requisitos do veículo. Portanto, quando o veículo eléctrico requer uma potência elevada (maior do que a potência máxima da fonte principal), o conjunto das fontes utilizadas (baterias e supercondensadores) fornece energia às rodas do veículo através dos respectivos conversores DC/DC, do VEV, do motor eléctrico, e da transmissão. Por outro lado, quando o veículo eléctrico pede uma potência baixa (menor do que a potência máxima da fonte principal), somente a fonte principal (baterias) fornece energia às rodas do veículo através da mesma cadeia de tracção e, se for caso disso, recarrega os supercondensadores com a reversibilidade do seu conversor DC/DC. Nas fases de desaceleração e travagem, o motor

eléctrico converte a energia cinética do veículo em electricidade e recarrega principalmente os supercondensadores e, se necessário, residualmente as baterias. Esta operação é permitida através da reversibilidade do VEV e dos respectivos conversores DC/DC, utilizando a energia gerada pelo motor. A matriz de painéis fotovoltaicos funciona essencialmente como fonte auxiliar de energia. Sempre que exista capacidade para produção de energia solar, os painéis geram energia eléctrica que será utilizada pelo sistema. No modo de tracção, estes auxiliam as restantes fontes (embora de forma muita reduzida) e quando o veículo se encontra estacionado, evidentemente num lugar com boa exposição solar, estes fornecem energia que permite recarregar a fonte principal, ou seja, as baterias.

A soma da potência gerada (painéis fotovoltaicos (P_{PV}) e travagem regenerativa (P_{reg})) e da potência disponível (baterias (P_{bat}) e supercondensadores (P_{SC})) no sistema de alimentação hibridizado ($P_{ge.st}$), conforme apresenta a equa o (4.3), deve ser superior ou igual   potência solicitada (P_{dem}) pelo veículo eléctrico, em qualquer instante (equa o (4.4)).

$$P_{ge.st}(t) = P_{bat}(t) + P_{SC}(t) + P_{PV}(t) + P_{reg}(t) \quad (4.3)$$

$$P_{ge.st}(t) \geq P_{dem}(t) \quad (4.4)$$

Por outro lado, a matriz de painéis fotovoltaicos não tem capacidade de resposta a solicitações de alta potência e, portanto, deve ser encarada apenas como um auxílio na recarga das baterias, sem ligação à rede eléctrica, para uma utilização do veículo mais prolongada. Porém, esse estudo só faz sentido numa análise diária, com períodos prolongados de estacionamento durante o dia. Com base nesta consideração, a equa o (4.3) pode ser simplificada na equa o (4.5), ficando o dimensionamento da matriz de painéis fotovoltaicos remetido para uma análise separada e diferenciada da abordagem apresentada para as restantes fontes de energia.

$$P_{ge.st}(t) = P_{bat}(t) + P_{SC}(t) + P_{reg}(t) \quad (4.5)$$

A metodologia proposta baseia-se na combinação de fontes de energia (e/ou sistemas de armazenamento de energia) com o menor custo e menor massa, minimizando o número de unidades/células colocadas em série e em paralelo, maximizando a autonomia e o desempenho global do sistema de alimentação hibridizado.

Para a hibridização considerada, os três dispositivos de energia podem ser divididos em dois tipos: um tipo mais clássico (baterias e supercondensadores), porque tradicionalmente os veículos eléctricos usam exclusivamente baterias. Mais recentemente, surgem trabalhos que recorrem à utilização comum de baterias e supercondensadores e um tipo especial, uma vez que não é comum em veículos eléctricos tradicionais, recorrer ao uso de painéis fotovoltaicos. Portanto, a metodologia de dimensionamento proposta é subdividida, no que foi definido como dimensionamento clássico de fontes de energia e dimensionamento de um sistema auxiliar de produção de energia.

4.3.1.1 Dimensionamento Clássico de Fontes de Energia

O dimensionamento é baseado fundamentalmente na estimativa realizada à potência necessária para que o veículo eléctrico realize um determinado ciclo de condução, respondendo aos seus requisitos de velocidade máxima, aceleração, desaceleração e travagem, e deslocações em estrada inclinada.

As respectivas unidades/células são ligadas em série, para formar um ramo, e vários estão em paralelo para se obter um banco de baterias ou de supercondensadores, consoante o caso. A disposição das unidades/células para os bancos de baterias e de supercondensadores é apresentada na Figura 4.5.

O custo unitário e as características específicas das unidades/células consideradas para implementação dos bancos de bateria e de supercondensadores são resumidas e apresentadas na Tabela 4.2. A informação é relativa a dispositivos disponíveis comercialmente no ano de 2009.

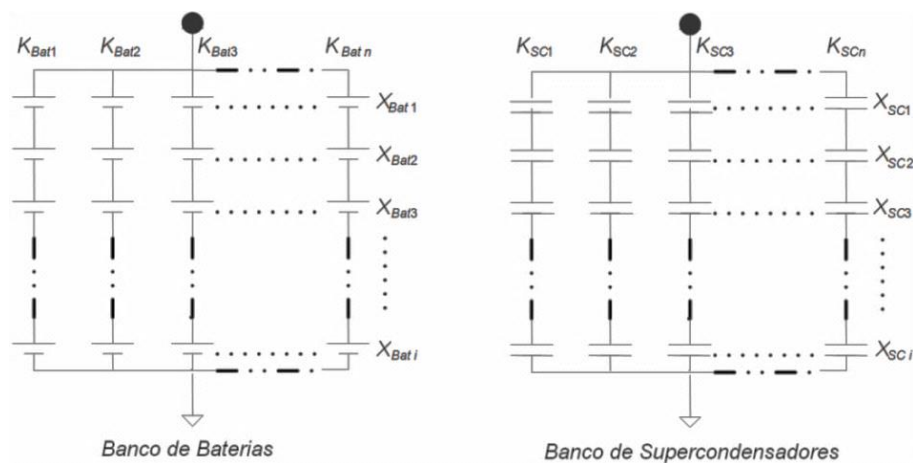


Figura 4.5. Disposição das unidades/células de baterias e supercondensadores na criação dos respectivos bancos.

Tabela 4.2. Características das unidades/células das baterias e dos supercondensadores considerados.

<i>Referência</i>	Bateria A <i>Li-ion</i> [4.28]	Bateria B <i>Li-ion</i> [4.29]	Bateria C <i>Ni-MH</i> [4.30]	SC [4.31]
Tipo	TS-LFP40AHA	TS-LFP90AHA	VH Module VH F 10S	PC2500
Fabricante	Thunder Sky	Thunder Sky	Saft	Maxwell
Massa (kg)	1,5	3,2	3	0,725
Volume (l)	1	2,17	1,7	0,6
Tensão (V)	3,2*	3,2*	12*	2,7**
Capacidade	40 Ah @ 0,3C	90 Ah @ 0,3C	13 Ah @ 2C	2700 F
Potência Específica [W/kg]	128	288	120	747
Preço (�)	78,5	135,8	137,5	24,0

* Tensão nominal da célula; ** Tensão máxima da célula

O custo total (\mathbf{p}_{T_c}) do sistema de alimenta o hibridizado é dada pela soma do custo por unidade/célula de cada fonte (\mathbf{p}_{bat} e \mathbf{p}_{SC}) multiplicado pelo número de unidades em série (X_{bat} e X_{SC}) e pelo número de ramos em paralelo (K_{bat} e K_{SC}), como se apresenta na equa o (4.6). Os custos \mathbf{p}_{T_c} , \mathbf{p}_{bat} e \mathbf{p}_{SC} são expressos em Euros ( ).

$$\mathbf{p}_{T_c} = \mathbf{p}_{bat} \cdot X_{bat_i} \cdot K_{bat_n} + \mathbf{p}_{SC} \cdot X_{SC_i} \cdot K_{SC_n} \quad (4.6)$$

sujeito a:

$$\mathbf{p}_i \geq 0, \text{ com } i \in \{bat, SC\};$$

$$X_{bat_i} \text{ e } X_{SC_i} \in \{1, 2, \dots, N\};$$

$$K_{bat_n} \text{ e } K_{SC_n} \in \{1, 2, \dots, N\}.$$

Analisando a equa o (4.6), assumindo-se como fixos os custos por unidade \mathbf{p}_{bat} e \mathbf{p}_{SC} , e independentes das outras variáveis de decisão, verifica-se que para minimizar a fun o custo \mathbf{p}_{T_c} , deve-se minimizar essencialmente o número de elementos em série e em paralelo, que são: X_{bat} , X_{SC} , K_{bat} e K_{SC} . No entanto, há restri es físicas e eléctricas   redu o de todos os coeficientes presentes na fun o custo.

As principais restri es aplicáveis ao número de unidades em série, X_{bat} e X_{SC} , são fun o da topologia escolhida para a cadeia de trac o. Para o projecto VEIL, considerou-se, numa primeira abordagem, que as fontes de energia seriam dimensionadas para uma tensão nominal de 96 V, com uma varia o admissível de $\pm 10\%$ [4.26] [4.27]. Tendo presente estas considera es e as fontes de energia seleccionadas como elegíveis, as varia es admissíveis nas variáveis X_{bat} e

X_{SC} , a fim de segurar a tensão no barramento de corrente contínua comum que alimenta o VEV, são apresentadas na Tabela 4.3.

Tabela 4.3. Variação admissível para as variáveis X_{bat} and X_{SC} , considerando uma tensão de $96\text{ V} \pm 10\%$.

Referência	X_{min}	X_{max}	Variação de tensão [V]	1. ^a Abordagem às restrições de X_{bat} e X_{SC}
Bateria A	25	35	$87,5 < V_{dc} < 105,0$	$X_{Bat} = 30$
Bateria B	25	35	$87,5 < V_{dc} < 105,0$	$X_{Bat} = 30$
Bateria C	7	9	$90,0 < V_{dc} < 105,0$	$X_{Bat} = 8$
SC	32	42	$86,4 < V_{dc} < 105,0$	$X_{SC} = 37$

As restrições aplicáveis às variáveis de decisão relativas ao número de ramos em paralelos serão discutidas nas próximas subsecções, porque as variáveis K_{bat} e K_{SC} dependem essencialmente do desempenho pretendido para o veículo eléctrico, tanto na sua autonomia, como na sua resposta dinâmica. Depois de modelizar o veículo, tendo em conta as partes mecânicas, incluindo chassi e a transmissão, e as características dinâmicas e aerodinâmicas do veículo, conforme descrito na Secção 2.3.1.1 e apresentado em [4.7] [4.32] [4.33], aplicou-se o ciclo de condução NEDC (adaptado à velocidade máxima do VEIL). Devido às suas exigências em termos de aceleração, obtiveram-se resultados para as necessidades do veículo em termos de potência e energia solicitadas às fontes e regeneradas durante as desacelerações e travagens, apresentados na Figura 4.6.

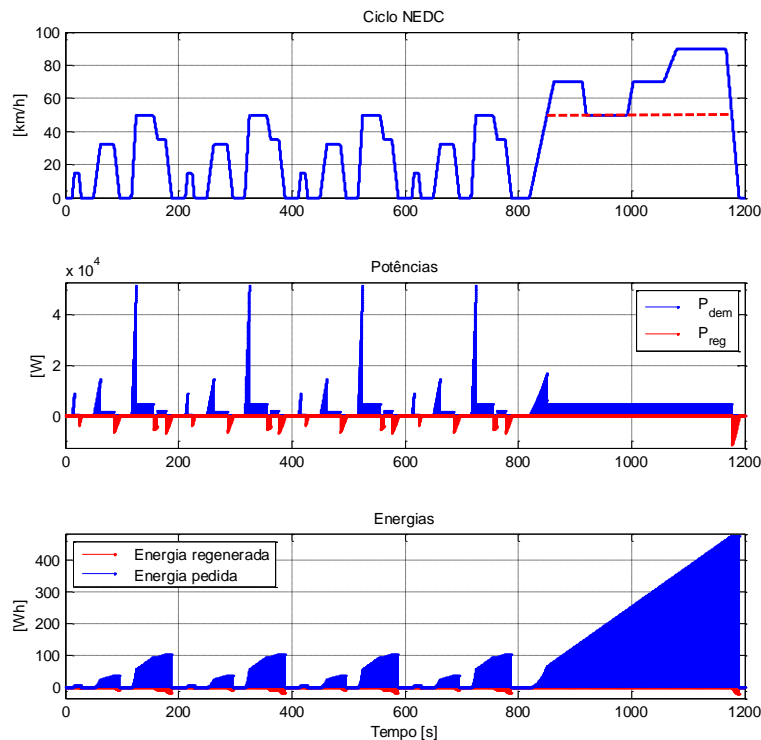


Figura 4.6. Ciclo de condução NEDC para veículos de baixa potência e NEDC adaptado ao projecto VEIL, e respectivas potências e energias.

Analisando o gráfico relativo às potências requeridas ao sistema mecânico e eléctrico, mostrado na Figura 4.6, pode-se, facilmente, desagregar os requisitos de alta e baixa potência, e da potência efectivamente regenerada (potência recuperada pelos supercondensadores a partir da energia gerada durante as fases de desaceleração e travagens - cerca de 65% da potência cinética total nas rodas). Nas próximas secções analisar-se-ão em detalhe os diversos requisitos de potência, como a resposta à velocidade e aceleração máximas, capacidade de armazenar a energia regenerada nas desacelerações e travagens e desempenho do veículo em plano inclinado. Relativamente ao estudo do ciclo de condução, na sua globalidade, o principal interesse reside na avaliação da energia necessária para realizar o ciclo escolhido sem perda de operação do veículo. Por outras palavras, esta análise permite obter informações sobre a necessidade energética disponível no sistema de alimentação, essencialmente apoiado no seu elemento principal, que são as baterias. Este facto irá definir a autonomia de referência do veículo eléctrico, que poderá ser maior ou menor em função do circuito percorrido e do tipo de condução efectuado.

Como visto na Secção 4.2, os ciclos de condução normalizados têm diferentes tipos de pedidos (por exemplo, velocidades e acelerações, desacelerações e travagens máximas), e como a energia acumulada pelos supercondensadores (desacelerações e travagens) é fornecida ao sistema de tracção (acelerações), então, em termos de autonomia, só é necessário avaliar o número de unidades/células de baterias a utilizar. Subtraindo a energia de regeneração efectiva à solicitação energética (Figura 4.6), obtém-se a energia necessária para movimentar o veículo em resposta ao ciclo normalizado escolhido. Note-se que nesta figura, a energia acumulada volta a zero cada vez que o veículo pára. Assim evidencia-se a energia necessária para cada fase de deslocação. Portanto, para o NEDC modificado (limitando a uma velocidade máxima de 50 km/h), o veículo considerado percorrerá uma distância de 9,31 km, com uma velocidade média de 27,94 km/h, requerendo cerca de 1 000 Wh, ou seja, a soma de todos os valores finais de cada fase de deslocação do veículo.

Com base na informação presente na Figura 4.6, pode-se avaliar o número mínimo de unidades/células de baterias necessárias à realização do percurso em causa, definindo uma restrição à variável de decisão K_{bat} . Os resultados obtidos para cada tipo de baterias considerados são apresentados na Tabela 4.4. Como visto anteriormente, para assegurar uma tensão nominal de 96 V do lado das baterias, existe um número mínimo de unidades/células a colocar em série, X_{bat} (Tabela 4.3). Verifica-se, no entanto, que para um banco com um único ramo ($K_{bat} = 1$), o número de ciclos NEDC modificado que o veículo consegue realizar é maior do que um, para todos os tipos de baterias considerados.

Tabela 4.4. Avaliação das restrições para a variável de decisão K_{bat} para o ciclo NEDC modificado.

Referência	X_{bat}	K_{bat}	Energia total [kWh]	$N.^{\circ}$ de ciclos NEDC realizáveis [#x]	Autonomia [km]
Bateria A	30	1	3,840	3,766 x	35,0
Bateria B	30	1	8,640	8,474 x	78,8
Bateria C	8	1	1,450	1,343 x	12,5

4.3.1.1.1 Critério de Velocidade Máxima

Para o caso de o veículo VEIL se deslocar à sua velocidade máxima (v_{max}), a potência mecânica solicitada, combinando as equações (2.2), (2.3) e (2.4), é dada por:

$$P_{v_{max}} = \mu_{rr} m g \cdot v_{max} + \left(\frac{1}{2} \rho A_f C_d \cdot v_{max}^2 \right) \cdot v_{max} \quad (4.7)$$

onde $P_{v_{max}}$ é a potência mecânica (W), solicitada pelo veículo eléctrico para uma deslocação em regime cruzeiro à sua velocidade máxima, sendo μ_{rr} o coeficiente de resistência ao rolamento, m a massa do veículo, g a aceleração gravitacional, ρ a densidade do ar, C_d o coeficiente de resistência aerodinâmica e a A_f área frontal do veículo. Neste projecto e com as restrições acima mencionadas em estrada plana, a velocidade máxima considerada é de 50 km/h. As especificações utilizadas relativas ao projecto VEIL foram apresentadas na Tabela 2.6.

Utilizando o modelo matemático, previamente apresentado para o projecto VEIL, e avaliando em particular a equação (4.7), a potência mecânica solicitada pelo veículo eléctrico para se deslocar em estrada plana, a uma velocidade constante e máxima de 50 km/h é de 3 kW, conforme mostra o gráfico da Figura 4.7. Como se considerou no capítulo anterior um rendimento global médio de 70% da cadeia de tracção, em modo de tracção, resulta numa potência eléctrica efectiva de 4,3 kW, conforme refere a Figura 4.7.

Quando o veículo se desloca a uma velocidade cruzeiro correspondente à velocidade máxima do veículo, a fonte que deve alimentar o sistema de tracção é a designada como principal e na configuração escolhida, são as baterias, devido à capacidade limitada de fornecer energia das outras fontes consideradas. A análise do ponto anterior foi baseada na energia específica das baterias, sendo agora, para a velocidade máxima, sustentada, exclusivamente, na potência específica de cada tipo de bateria. Os resultados são apresentados na Tabela 4.5.

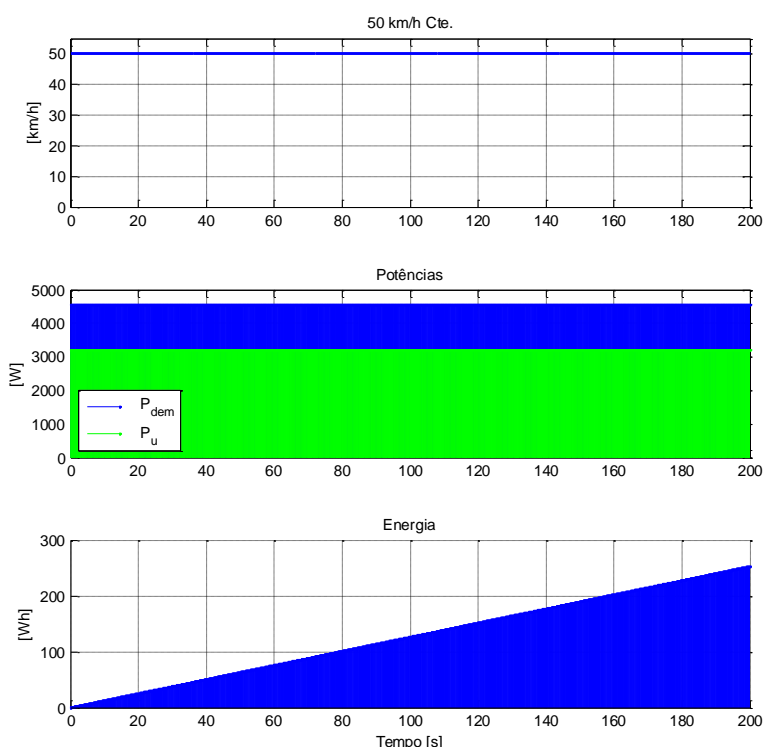


Figura 4.7. Potências mecânica e eléctrica, e energia solicitada às fontes do projecto VEIL, para uma velocidade constante de 50 km/h.

Tabela 4.5. Avalia o da variável de decisão K_{bat} para requisitos de velocidade máxima.

Referência	X_{bat}	K_{bat}	Potência [kW]	Autonomia [h]	Autonomia [km]
Bateria A	30	1	11,52	0,893	44,70
Bateria B	30	1	25,92	2,009	100,00
Bateria C	8	2	5,76	0,674	33,70

Os valores de X_{bat} são apresentados na Tabela 4.3.

4.3.1.1.2 Critério de Acelera o Máxima

Estudando agora o critério de acelera o máxima aplicável ao veículo VEIL, durante qualquer fase inicial do seu movimento, a potência mecânica solicitada ao sistema de trac o do veículo, é resultado da combina o das equa es (2.2), (2.3) e (2.5), conforme ilustra a equa o (4.8).

$$P_a(t) = \left(\mu_{rr} m g + \frac{1}{2} \rho A_f C_d \cdot v^2(t) + \left(m + J \frac{i_{CT}^2}{\eta_{CT} \cdot r^2} \right) \cdot \frac{dv(t)}{dt} \right) \cdot v(t) \quad (4.8)$$

onde $P_a(t)$   a potência mecânica (W) solicitada para o veículo acelerar até à velocidade pretendida, e $v(t)$   a velocidade do veículo em fun o do tempo (m/s). Para efeitos do dimensionamento de fontes, a acelera o máxima considerada e várias vezes retratada no ciclo

ECE 15 e portanto no NEDC modificado, corresponde à aceleração do veículo desde o seu repouso até à velocidade máxima considerada (50 km/h) em 8 s, conforme se verifica na Figura 4.8.

A potência necessária para que o veículo desenvolva a aceleração acima mencionada, foi obtida através do estudo do modelo matemático do veículo apresentado no Capítulo 2, resultante na equação (4.8), sendo os resultados mostrados na Figura 4.8. Estes revelam a necessidade de desenvolver uma potência mecânica que atinge os 34,54 kW para que a viatura atinja a velocidade máxima em 8 s partindo do repouso. Portanto, retomando a consideração de um rendimento global de 70% para a cadeia de tracção do VEIL em modo de tracção, a potência eléctrica necessária para efectuar a referida aceleração situa-se nos 49,35 kW, conforme se apresenta na Figura 4.8.

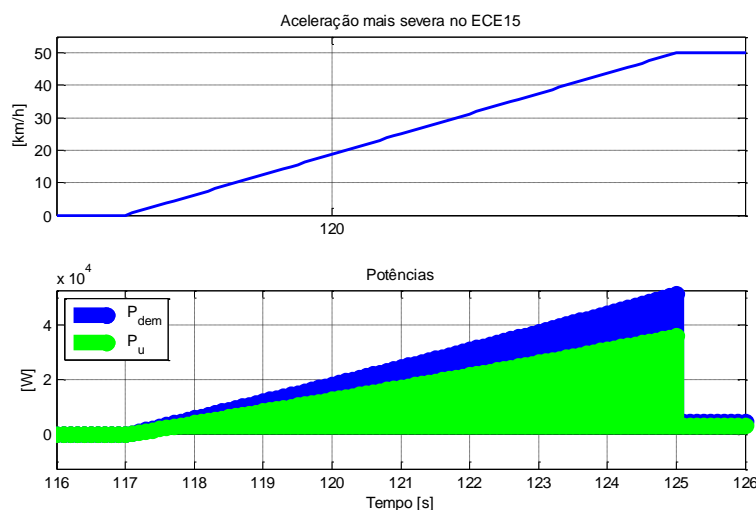


Figura 4.8. Potências mecânica e eléctrica necessárias para que o veículo acelere dos 0 aos 50 km/h em 8 s.

Durante a fase de aceleração retratada na Figura 4.8, tanto as baterias como os supercondensadores fornecem energia ao sistema de tracção, devido ao valor de potência requerido ao sistema para atingir a velocidade pretendida no tempo estipulado. É evidente que, ao recorrer a um menor número de ramos em paralelo na implementação do banco de baterias (baixo valor de K_{bat}), dever-se-á considerar um maior número de ramos na configuração do banco de supercondensadores (elevado valor de K_{SC}) para satisfazer a procura de potência do veículo e manter estável a tensão do barramento comum de alimentação. No entanto, embora o raciocínio inverso também seja válido, maior K_{bat} implica menor K_{SC} , a proporção não é linear, devido ao facto das das baterias e supercondensadores apresentarem potências específicas muito diferentes.

Para esta análise e relativamente à maior solicitação de potência concretizada aos supercondensadores, supõe-se que as baterias foram dimensionadas para fornecer a potência e energia necessárias para que o veículo efectue uma viagem   velocidade cruzeiro, correspondente à sua velocidade máxima (50 km/h), conforme visto na secção anterior, e portanto, os supercondensadores deverão fornecer a diferenç  de potência necessária para efectuar a aceleração pretendida. Para a aceleração da Figura 4.8, verifica-se ser necessária uma potência que atinge os 45 kW aos 8 s, correspondendo a 360 kJ. Considerando que os supercondensadores operam nominalmente aos $96 \text{ V} \pm 10\%$ e, pressupondo que se pretende uma operação continuamente perto da sua tensão nominal, divide-se a tensão nominal do banco pela tensão nominal de cada célula para obter o número necessário de células a colocar em série, como visto no ponto 4.3.1.1, onde X_{SC} toma o valor de 37. Por outro lado, a corrente média nos supercondensadores (i_{SC})   dada pela equa o (4.9).

$$i_{SC} = \frac{\left(\frac{P_{SC}}{V_{SC}^{min}} + \frac{P_{SC}}{V_{SC}^{max}} \right)}{2} \quad (4.9)$$

onde P_{SC} é a potência requerida aos supercondensadores, e V_{SC}^{min} e V_{SC}^{max} são, respectivamente, o valor da tensão mínima e o valor da tensão máxima nos supercondensadores.

Assim, com base nas considerações acima apresentadas, o valor de i_{SC} é igual a 474,3 A. Nesta fase, considerou-se o modelo simples para os supercondensadores, ou seja, um circuito RC série. A resistência série de cada célula escolhida, ESR (*Equivalent Serie Resistance*),   de 1 má e a constante de tempo RC é dada pelo produto da resistência de uma célula pelo seu valor de capacidade ($ESR \cdot Cap_{SC}$). Para este exemplo, a constante de tempo para uma célula é de 2,7 s, logo, a resistência total do banco (ESR_{Total})   dada pela divisão entre a constante de tempo de cada célula pela capacidade total do banco de supercondensadores (Cap_{SC}^{Total}). Com todas as variáveis definidas, calcula-se a queda de tensão (dV_{SC}) durante a descarga dos supercondensadores pela equa o (4.10).

$$dV_{SC} = i_{SC} \cdot \left(\frac{dt}{Cap_{SC}^{Total}} + ESR_{Total} \right) \quad (4.10)$$

Reorganizando a equa o (4.10) em função de Cap_{SC}^{Total} , e calculando a mesma, obt m-se $Cap_{SC}^{Total} = 264,32 \text{ F}$. Conhecendo-se a capacidade total do banco de supercondensadores e sabendo que a variável de decisão X_{SC} é fixada nas 37 células, recorrendo à equa o (4.11),

calcula-se o número de ramos mínimos a colocar em paralelo, definindo por sua vez a variável de decisão K_{SC} .

$$Cap_{SC}^{Total} = Cap_{SC} \cdot \frac{K_{SC}}{X_{SC}} \quad (4.11)$$

O valor de K_{SC} foi calculado, tendo-se obtido o valor de 3,62, o que arredondado por excesso define um valor de $K_{SC} = 4$.

Para outros valores de potência solicitada aos supercondensadores, mantendo-se, por exemplo a mesma potência requerida ao sistema de alimentação do veículo, diminuindo a potência máxima fornecida pelos supercondensadores, então a potência requerida às baterias terá de aumentar, o que corresponde a diminuir K_{SC} e consequentemente aumentar o K_{Bat} . Com base nesta reflexão, apresentam-se na Tabela 4.6 diferentes configurações do sistema de alimentação, com variação de K_{SC} e de K_{bat} .

Tabela 4.6. Avaliação das variáveis de decisão K_{SC} e K_{bat} para requisitos de aceleração.

Hibridização	Referência	X_{bat}	K_{bat}	Potência [kW]
A	Bateria A	30	1	11,52
B	Bateria B	30	1	25,92
C	Bateria C	8	2	5,76
D	Potência mínima solicitada às baterias			4,30
		X_{SC}	K_{SC}	Capacidade [F]
A	Supercondensadores	37	3	218,92
B	Supercondensadores	37	2	145,95
C	Supercondensadores	37	4	291,90
D	Supercondensadores	37	4	291,90

Analisando os valores de K_{SC} apresentados na Tabela 4.6, é claro que, se a potência específica das baterias aumenta, o número de ramos de supercondensadores a colocar em paralelo (K_{SC}) diminui. No entanto, esta relação não é linear, por exemplo, considerando o aumento de 4,5 vezes a potência específica das baterias da hibridização C, o que corresponde à hibridização B, somente origina um decréscimo do número de ramos de supercondensadores a colocar em paralelo para metade do valor inicialmente previsto na hibridização C.

4.3.1.1.3 Critério da Regenera o de Energia

Para o critério relativo à capacidade de armazenamento da energia regenerada durante as desacelera es e travagens do veículo eléctrico, considerou-se a desacelera o mais exigente presente no ciclo NEDC. Sendo esta uma das grandes vantagens do veículo eléctrico frente aos seus concorrentes, a capacidade de armazenar a energia da travagem define a capacidade mínima dos supercondensadores no pressuposto destes conseguirem recuperar toda a energia proveniente da desacelera o e travagem do veículo. A representa o da potência gerada durante esta fase e a respectiva potência regenerada efectivamente para os supercondensadores (considerando-se um rendimento de 65% na cadeia de trac o do VEIL no modo regenera o) são apresentadas na Figura 4.9. Aplicando a equa o (4.8), adaptada ao caso de uma desacelera o contínua de 13 s, desde os 50 km/h até imobiliza o do veículo, calcula-se a potência total a armazenar nos supercondensadores, tendo-se obtido o valor de 10,7 kW, como se verifica na Figura 4.9.

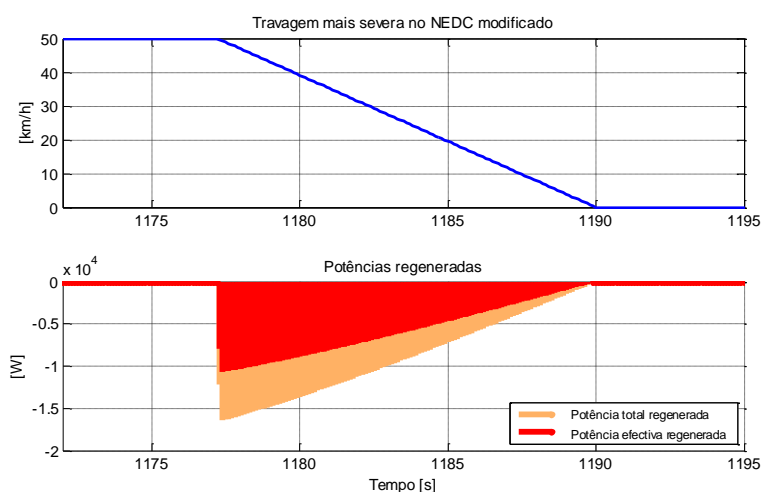


Figura 4.9. Potências regeneradas total e efectiva do veículo VEIL durante a fase de travagem mais severa.

Aplicando a mesma abordagem que se aplicou   sec o anterior, equa es (4.9), (4.10) e (4.11), pode-se calcular o valor da capacidade total dos supercondensadores necessários a este propósito, em que $Cap_{SC}^{Total} = 91 F$, dando um K_{SC} de 1,34, o que arredondado para o maior número inteiro acima, d  K_{SC} de 2. Este valor define o limite inferior da restri o da variável de decisão K_{SC} no pressuposto de se pretender armazenar toda a energia regenerativa, resultante da desacelera o e travagem mais exigente do ciclo NEDC modificado.

4.3.1.1.4 Critério da Estrada com Inclinação

Para o caso da estrada com inclinação, a potência mecânica necessária à deslocação do veículo (P_g) é dada como:

$$P_g = \left(\mu_{rr} m g \cdot v_g + \frac{1}{2} \rho A_f C_d \cdot v_g^2 + m g \sin(\theta) \right) \cdot v_g \quad (4.12)$$

onde θ é o ângulo de inclinação da estrada e v_g é a velocidade máxima do veículo estipulada para uma determinada inclinação. Para o efeito, considerou-se que o veículo em estudo deveria ter capacidade de se deslocar numa subida com um ângulo de inclinação de $\theta = 6^\circ$, correspondente a uma inclinação máxima de 10%, com uma velocidade constante de 23,5 km/h.

Os dois primeiros termos da equação (4.12) não dependem da inclinação, mas são função da potência mínima necessária para colocar um veículo em movimento. O primeiro termo está relacionado com a força de resistência ao rolamento e o segundo com a força de resistência aerodinâmica. No entanto, quando o veículo se desloca numa subida, em que a sua velocidade é forçosamente baixa, o termo com maior relevância é o terceiro, que obviamente está ligado à inclinação da estrada. Aplicando na equação (4.12) a inclinação máxima definida e as especificações do veículo, apresentadas na Tabela 2.6, a potência necessária para deslocar o mesmo situa-se nos 4 kW. De salientar que da potência total, somente 0,7 kW derivam da força de resistência ao rolamento e da força de resistência aerodinâmica, o que corresponde a uma procura de potência efectiva, devido à inclinação da estrada, de 3,35 kW. Considerando um rendimento global de 70% para a cadeia de tracção, a potência eléctrica solicitada situa-se nos 5,75 kW para a inclinação considerada. Os gráficos de potência para o protótipo VEIL são apresentados na Figura 4.10.

Durante a realização de deslocações em subida, após a fase transitória em que o veículo recupera a velocidade pretendida, apenas as baterias fornecerão energia para o movimento do veículo. Este facto deve-se à capacidade limitada de energia dos supercondensadores e estes não poderem alimentar o veículo durante longas distâncias em subidas. Portanto, a potência fornecida pelos bancos de baterias, para o caso apresentado, é de cerca de 5,75 kW, e a potência a ser fornecida pelo banco supercondensadores, após o transitório de aceleração, é considerada nula. Portanto, com estas considerações, o critério da estrada com inclinação não restringe K_{SC} , mas sim K_{bat} .

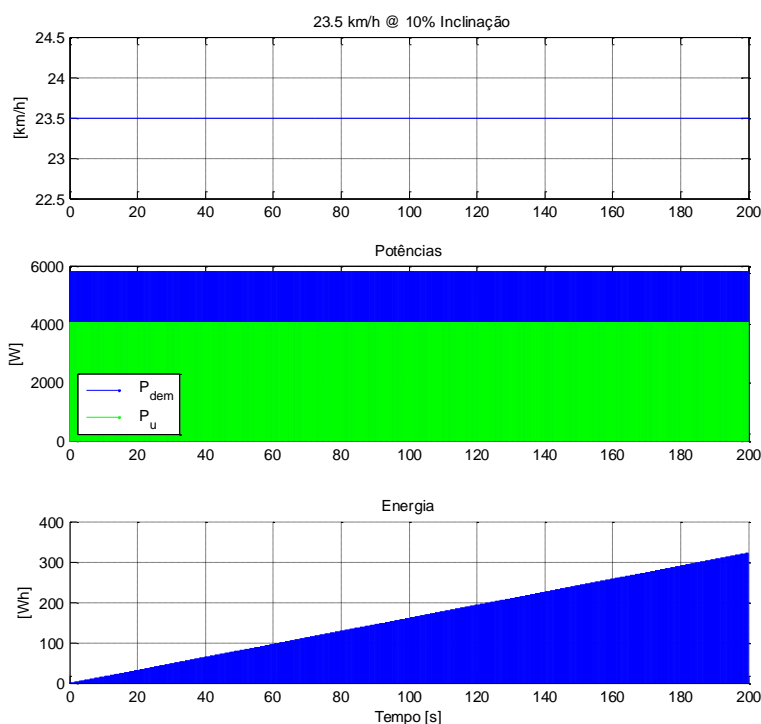


Figura 4.10. Potências mecânica e eléctrica para deslocação do VEIL em subidas com 10% de inclinação a velocidade constante de 23,5 km/h.

Mais uma vez, a discussão da restrição   variável K_{bat} é baseada no valor da potência específica das baterias pr -seleccionadas. Os resultados desta análise são apresentados na Tabela 4.7.

Tabela 4.7. Avaliação da variável de decisão K_{bat} para requisitos da estrada inclinada.

Referência	X_{bat}	K_{bat}	Potência [kW]	Autonomia [h]	Autonomia [km]
Bateria A	30	1	11,52	0,67	15,70
Bateria B	30	1	25,92	1,50	35,25
Bateria C	8	2	5,76	0,50	11,75

Os valores de X_{bat} são apresentados na Tabela 4.3.

4.3.1.1.5 Síntese das Restrições a Aplicar  s Variáveis de Decisão K_{bat} e K_{SC}

Nas secções anteriores, foram estudadas as restrições às variáveis K_{bat} e K_{SC} para operações típicas diferenciadas do veículo eléctrico desenvolvido no projecto VEIL. Os valores mínimos relativos às variáveis K_{bat} e K_{SC} resultantes destas análises são apresentados na Tabela 4.8.

Tabela 4.8. Quadro resumo para valores mínimos das variáveis K_{bat} e K_{SC} .

	Baterias	Supercondensadores
	K_{bat}	K_{SC}
Bateria A	1	3*
Bateria B	1	2
Bateria C	2	4*

* Para K_{bat} considerado, se aumentar K_{bat} , então K_{SC} pode diminuir até um mínimo de 2.

Em resumo, para armazenar toda a energia regenerativa, o valor mínimo a atribuir a K_{SC} é 2. Para se optar por essa configuração, tem-se de, simultaneamente, seleccionar as baterias de tipo B (Tabela 4.8), referente a um único banco de 30 células em série. Nos restantes casos, K_{SC} deve ser maior, dependendo do valor da potência específica dos bancos de baterias de tipo A e C. No caso particular do C, a necessidade de colocar um valor mínimo de $K_{SC} = 4$, está relacionada com o facto de K_{bat} estar no valor mínimo permitido, para alimentar o veículo durante as fases de deslocação à velocidade contante de 50 km/h. Desta forma, o que vai definir o equilíbrio entre estas variáveis de decisão, são os respectivos custos e massas das unidades/células dos sistemas de alimentação em análise. Estes aspectos serão avaliados e estudados na Secção 4.3.1.3.

4.3.1.2 Dimensionamento do Sistema Auxiliar de Energia

Neste estudo foi escolhido como sistema auxiliar de energia, painéis (ou células) fotovoltaicos, que podem ser ligados em série, para formar ramos, e por conseguinte colocar vários ramos em paralelo para formar uma matriz de painéis. Portanto, o custo total (p_{T_b}) do sistema de painéis fotovoltaicos resulta da multiplicação do custo de cada unidade (p_{PV}) pelo número de unidades em série (X_{PV}) e pelo número de ramos em paralelo (K_{PV}), tal como se apresenta em (4.13). Os respectivos custos resultam do valor do mercado no ano de 2008 e são apresentados em Euros (€).

$$p_{T_b} = p_{PV} \cdot X_{PV} \cdot K_{PV} \quad (4.13)$$

sujeito a:

$$p_{PV} \geq 0;$$

$$X_{PV} \text{ e } K_{PV} \in \{1, 2, \dots, N\};$$

Os painéis fotovoltaicos considerados neste estudo são módulos produzidos pela BP Solar (BP MSX 30) [4.34], essencialmente projectados para aplicações que requeiram a combinação das seguintes características: leves, compactas e robustas. O custo de cada unidade e respectivas características são apresentados na Tabela 4.9.

Tabela 4.9. Características dos Painéis BP MSX 30 [4.34]

<i>Modelo</i>	<i>Potência garantida [W]</i>	<i>Tensão [V]</i>	<i>Dimensões L x W [mm]</i>	<i>Massa [kg]</i>	<i>Custo [€]</i>
BP MSX 30	27	16,8-21	616 x 495	3	240

Para este sistema de alimentação, as principais restrições derivam da tensão de alimentação pretendida e do espaço disponível para a colocação dos painéis em locais de boa exposição solar, levando à escolha de um valor mínimo de 5, para a variável de decisão X_{PV} . Os únicos espaços disponíveis para colocação das unidades são: o tejadilho e capô do motor do protótipo VEIL, como uma superfície de 1300 x 1100 mm e 550 x 1100 mm, respectivamente, como se pode ver na Figura 4.11. Com estas dimensões é apenas possível instalar 5 unidades dos painéis seleccionados, 4 no tejadilho e 1 no capô, tal como é apresentado na Figura 4.11 b).



Figura 4.11. a) Vista de cima do protótipo; b) Esquema de implementação da matriz de painéis.

Como se verificou, são possíveis somente duas situações para esta fonte de energia, uma em que não se instalam painéis solares e outra em que se instalam, mas com uma única configuração possível: $X_{PV} = 5$ e $K_{PV} = 1$. Assim, o custo total desta opção terá também apenas dois valores, custo zero, quando se optar por não utilizar o recurso à energia renovável solar, e o custo fixo de 1200 €, quando se aproveitar a energia solar para recarregar as baterias do veículo durante longos períodos de exposição solar. Aplicando o mesmo raciocínio ao aumento da massa total do veículo, as duas situações acima descritas, resultam num aumento de 0 ou 15 kg, respectivamente.

Para a avaliação do impacto da utilização dos painéis fotovoltaicos, o estudo sustenta-se nos valores médios por cada hora da radiação solar directa normal [Wh/m^2], para diferentes meses do ano, durante os últimos 30 anos em Coimbra [4.7], conforme mostra a Figura 4.12.

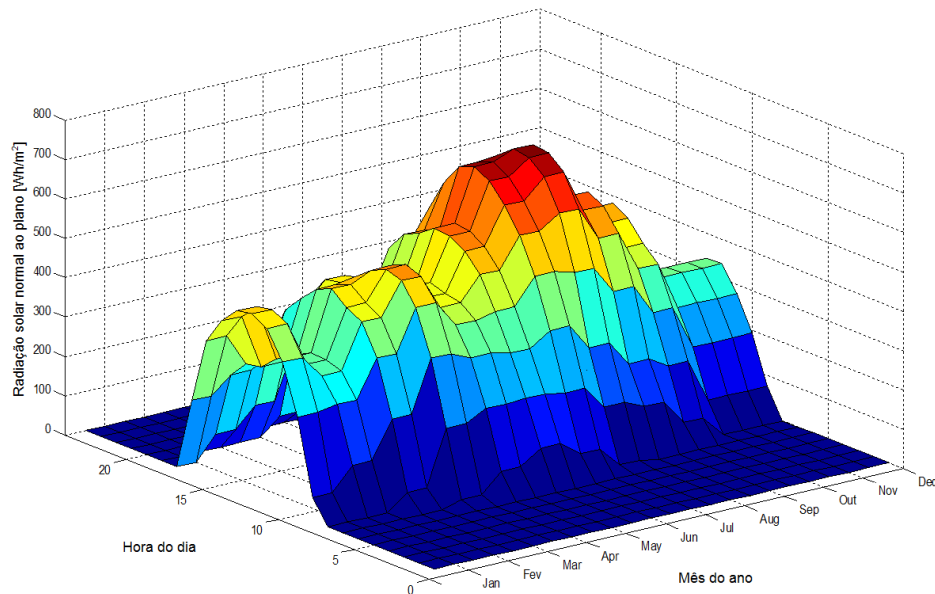


Figura 4.12. Radiação solar média diária normal ao plano.

Neste estudo foram tomados como exemplos, dias típicos de dois meses diferentes, Novembro e Agosto, por serem os meses com a radiação solar mínima e máxima, respectivamente. Assim, com estes dados de radiação solar, aplicando o rendimento médio dos painéis, que considera a própria posição de montagem dos painéis, pode-se calcular a energia total, gerada pelos 5 painéis nos meses considerados. A variação da energia acumulada, durante dias típicos, dos dois meses em questão, está situada entre 900 Wh e 1350 Wh por dia.

Com estes valores, a vantagem do investimento na colocação de painéis fotovoltaicos corresponde a uma recuperação média diária de, pelo menos, 900 Wh, considerando que o veículo seja estacionado em locais com uma excelente exposição solar. Concluindo-se assim, que estes painéis fotovoltaicos revelam-se de reduzida utilidade no aumento da autonomia do veículo em estudo. No entanto, apresentou-se a metodologia de dimensionamento e efectuar-se-á a sua respectiva análise, como forma de validação da metodologia proposta, podendo esta ser alargada a outras fontes e outros tipos de painéis, com melhores características de rendimento e facilidade de integração no veículo.

Após esta avaliação,   necessário ponderar a utilização dos painéis fotovoltaicos com as restantes fontes de energia consideradas, numa perspectiva de se aumentar o banco de baterias ou, então, recorrer efectivamente ao sistema auxiliar de energia renovável, em função do custo e do aumento da massa total do veículo.

4.3.1.3 Análise ao Custo Total e Massa vs. Cenários de Mobilidade

Para analisar as funções custo para o problema apresentado, recorrendo ao estudo efectuado às restrições das variáveis de decisão K_{bat} e K_{SC} , verifica-se que, baseando-se no ciclo NEDC modificado, se podem utilizar os mesmos cenários hipotéticos que foram apresentados na Secção 3.5.1, onde se consideram, por dia, tr s períodos diferentes. Um primeiro período em que ocorre uma viagem inicial durante a manhã, com duração máxima de 1,5 h, um segundo período em que a viatura está estacionada durante 8 h, e um terceiro período igual ao primeiro, correspondente ao regresso a casa. Estes cenários têm somente a deslocação do veículo durante a viagem da manhã e do regresso a casa. Considerando o ciclo NEDC modificado, o percurso da manhã terá de ser constituído por 4,5 ciclos NEDC consecutivos, totalizando 40,24 km, seguidos de 8 h de estacionamento e, novamente 4,5 ciclos NEDC consecutivos. Assim, a distância total das duas viagens   de cerca de 80,48 km.

Neste momento, existe a necessidade de incluir uma restrição adicional definida pela expressão (4.14), onde W_{NEDC} é a energia necessária para que o veículo realize um ciclo de condução NEDC, sendo que W_{Total} (energia gerada e armazenada) deverá ser superior ou igual à energia necessária para se realizar o número de ciclos NEDC pretendidos.

$$W_{Total} \geq N.^{\circ} Ciclos \cdot W_{NEDC} \quad (4.14)$$

Desta forma, W_{Total} é a soma da energia total dos bancos de baterias com a energia regenerativa total decorrente do cenário em análise e com a energia mínima resultante da matriz de painéis fotovoltaicos, conforme definida pela equa o (4.15).

$$W_{Total_{min}} = X_{bat} \cdot K_{bat} \cdot W_{bat} + N.^{\circ} Ciclos \cdot W_{NEDC}^{reg.SC} + X_{bat} \cdot K_{bat} \cdot W_{PV} \quad (4.15)$$

Para este exemplo a energia mínima necessária em cada ciclo NEDC modificado é de cerca de 1000 Wh.

Aplicando a nova restrição (4.15), juntamente com as restrições listadas na Tabela 4.8, verifica-se que a minimização do custo de aquisição das fontes de energia, em função dos diferentes tipos de baterias, resulta nos dados apresentados na Tabela 4.10.

Tabela 4.10. Avaliação do custo total para o cenário: 9 x NEDC modificados.

Referência	X_{bat}	K_{bat}	X_{SC}	K_{SC}	X_{PV}	K_{PV}	Custo total [€]	Massa [kg]	Autonomia expectável [km]
Bateria A	30	2	37	3	5	0	7374	170,48	81,3
Bateria B	30	1	37	2	5	0	5850	149,65	90,1
Bateria C	8	6	37	3	5	0	9264	224,48	90,6

Dos resultados indicados na Tabela 4.10, identifica-se que a opção mais viável, tanto do ponto de vista do custo, como da massa, para o cenário apresentado, é o recurso às baterias do tipo B, uma vez que irá diminuir a utilização dos supercondensadores. Assim, com um único banco de baterias do tipo B e dois bancos de supercondensadores, podemos fazer a viagem de ida e a de volta, para este cenário de rotina diária. As outras opções são mais caras e mais pesadas, e a solução com as baterias de Li-ion (tipo A) é melhor do que a que contém baterias Ni-MH (tipo C). A única solução onde se poderia considerar o uso de painéis fotovoltaicos é a que se baseia nas baterias do tipo C, podendo-se reduzir o número de bancos de baterias a usar até um mínimo de 5 e incluir a matriz de painéis. Apesar desta combinação levar a um aumento do custo no investimento inicial, minimiza o custo diário da aquisição da energia para recarregar as baterias.

A mesma abordagem pode ser feita para outros cenários, incluindo um representativo das rotinas de mobilidade típica diária das grandes cidades europeias, com uma baixa velocidade média de deslocação e paragens muito frequentes. Para simular este comportamento foi apenas utilizado o ciclo normalizado ECE 15, apresentado na Figura 4.3 ($t \in [198, 396]$ s). Portanto, a viagem da manhã é constituída por uma sequência de 27 ciclos ECE 15, que correspondem a cerca de 27,35 km. A mesma distância deve ser percorrida na viagem de regresso, sendo a distância total percorrida pelo veículo diariamente de 54,7 km. Os resultados relativos a este cenário são apresentados na Tabela 4.11.

Tabela 4.11. Avaliação do custo total para o cenário: 27 x ECE 15.

Referência	X_{bat}	K_{bat}	X_{SC}	K_{SC}	X_{PV}	K_{PV}	Custo total [€]	Massa [kg]	Autonomia expectável [km]
Bateria A	30	2	37	3	5	0	7374	170,48	61,6
Bateria B	30	1	37	2	5	0	5850	149,65	68,6
Bateria C	8	5	37	3	5	0	8134	200,48	58,5

Estes dados permitem concluir que, para o cenário proposto, a opção mais viável é a utilização de baterias do tipo B. Além disso, o uso de energia solar fotovoltaica não é uma solução viável em termos de investimento inicial, em comparação com outras soluções indicadas. Assim, a mesma configuração que a anterior, com base num banco de baterias do tipo B e dois bancos de supercondensadores,   adequada, tanto ao primeiro como ao segundo cenário considerados.

Finalmente, foi considerado um terceiro cenário, correspondente a uma utilização extra urbana concretizada por uma deslocação a velocidade constante igual à velocidade máxima do veículo (50 km/h). Neste caso, a viagem da manhã e de regresso a casa, permite cada uma percorrer a distância de 73,59 km, o que no total perfaz perto de 149,18 km. Os resultados relativos a este cenário são apresentados na Tabela 4.12.

Tabela 4.12. Avaliação do custo total para o cenário de 2 períodos de 1,5 h, a velocidade constante de 50 km/h.

<i>Referência</i>	X_{bat}	K_{bat}	X_{SC}	K_{SC}	X_{PV}	K_{PV}	<i>Custo total [k�]</i>	<i>Massa [kg]</i>	<i>Autonomia expectável [km]</i>
Bateria A	30	4	37	2	5	0	11,2	233,65	178,8
Bateria B	30	2	37	2	5	0	9,92	245,65	201,2
Bateria C	8	10	37	2	5	0	12,78	293,65	168,8

Para este cenário, como esperado,   necessário uma maior quantidade de energia para que a viatura alcance os objectivos propostos, ou seja, viagem de ida e volta. No entanto, conclui-se que a melhor solução é ainda baseada nas baterias do tipo B, sendo apenas necessário adicionar mais um banco, para aumentar a sua autonomia e realizar com êxito as duas viagens. Estes resultados orientam para a possibilidade de existirem sistemas modulares e configuráveis de armazenamento de energia em função das solicitações e necessidades do utilizador. Verifica-se novamente que o sistema auxiliar de energia renovável não tem preponderância neste tipo de cenário, tirando o facto de reduzir o custo na aquisição de energia para recarregar as baterias.

Realizado este estudo às configurações propostas, tendo estas sido baseadas numa massa total fixa do veículo VEIL de 500 kg, importa agora verificar, por simulação, a influência do aumento da massa total em função da utilização dos diversos sistemas de alimentação anteriormente escolhidos.

Com base nos dimensionamentos obtidos, através da metodologia anteriormente apresentada para os diferentes cenários propostos, podem ser realizadas simulações comparativas. Estas simulações em Matlab[ ]/Simulink[ ], foram feitas utilizando o modelo da dinâmica do VEIL

apresentado na Secção 2.3.1.1 [4.7] [4.32] [4.33], incluindo as massas das diferentes soluções de fontes dimensionadas (considerando um acréscimo de 3 kg por cada conversor DC/DC) e os três cenários de mobilidade diária propostos. Os resultados obtidos, nomeadamente, a evolução da energia média diária armazenada nas baterias, são apresentados na Figura 4.13 para o ciclo de condução NEDC modificado, na Figura 4.14 para o ciclo de condução ECE 15 e na Figura 4.15 para a deslocação a velocidade constante.

Da Figura 4.13, pode-se concluir que as soluções apresentadas, com base nas baterias do tipo B e C, permitem realizar as viagens pretendidas, ao contrário da solução com baterias do tipo A. Conclui-se também, que o comportamento das soluções B e C é muito semelhante. De salientar que, no caso das baterias do tipo A, tendo em conta a massa das mesmas, dos supercondensadores e respectivos conversores DC/DC, o veículo não terá energia necessária para fazer a rotina completa, ou seja, a viagem de volta. No entanto, se se adicionar a esta solução, o sistema fotovoltaico, recuperando a energia solar enquanto o veículo se encontra estacionado, conseguir-se-á efectuar o percurso de regresso a casa.

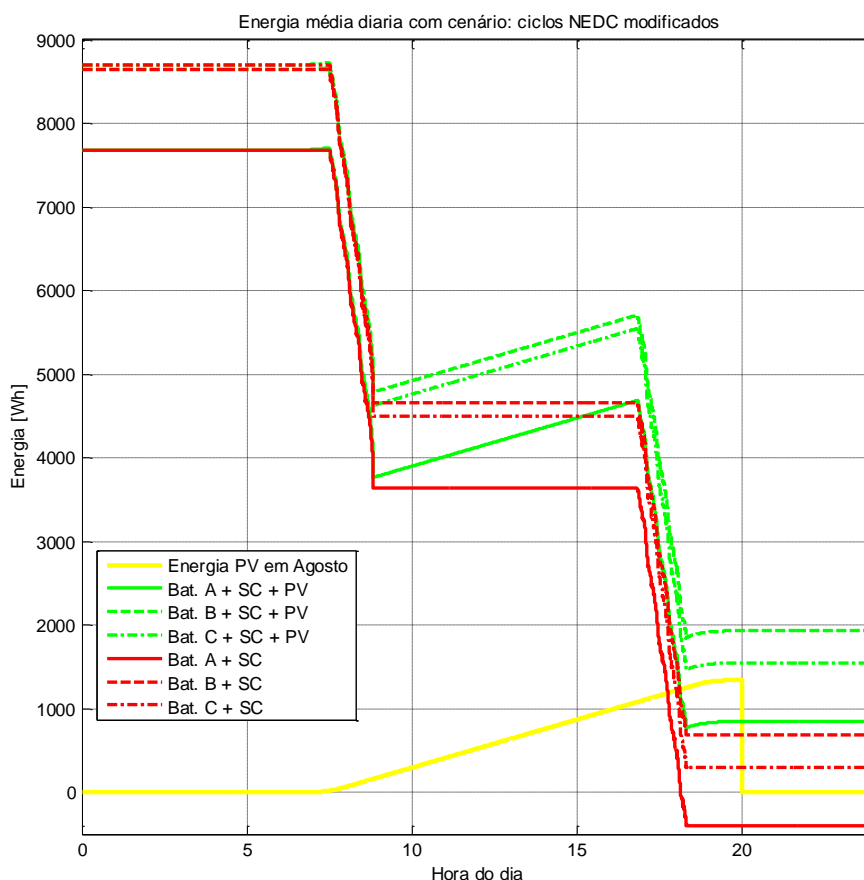


Figura 4.13. Energia média diária para o cenário com ciclos NEDC modificados.

Analisando as curvas de energia média diárias, verificam-se que os supercondensadores são de redobrada importância no cenário baseado no ciclo ECE 15 (ver Figura 4.14), devido ao facto do circuito ter um número muito maior de acelerações, desacelerações e travagens. Todas as soluções propostas para este cenário levam a viatura a atingir o cenário delineado. No entanto, a configuração baseada nas baterias do tipo B, mostra que é a opção que oferece maior autonomia e permite sem dificuldades responder aos dois primeiros cenários.

Para cenários que englobem deslocações extra urbanas   velocidade contante de 50 km/h, onde para o cenário considerado, se pretendem realizar duas viagens diárias com duração de 1,5 h, pode-se concluir que, a menos que haja o aumento necessário da capacidade armazenada de energia para levar a cabo estas viagens, o comportamento dos três tipos de baterias   idêntica aos cenários anteriores, mostrando novamente, que a opção com as baterias do tipo B, é a mais indicada. No entanto, para o caso particular das baterias do tipo C, é visto que sem o auxílio dos painéis fotovoltaicos, o veículo não consegue operar a viagem de regresso. Assim, são com a inclusão destes, que permitem o recarregamento das baterias durante a fase de estacionamento, se obt m a capacidade necessária para poder terminar a rotina diária proposta.

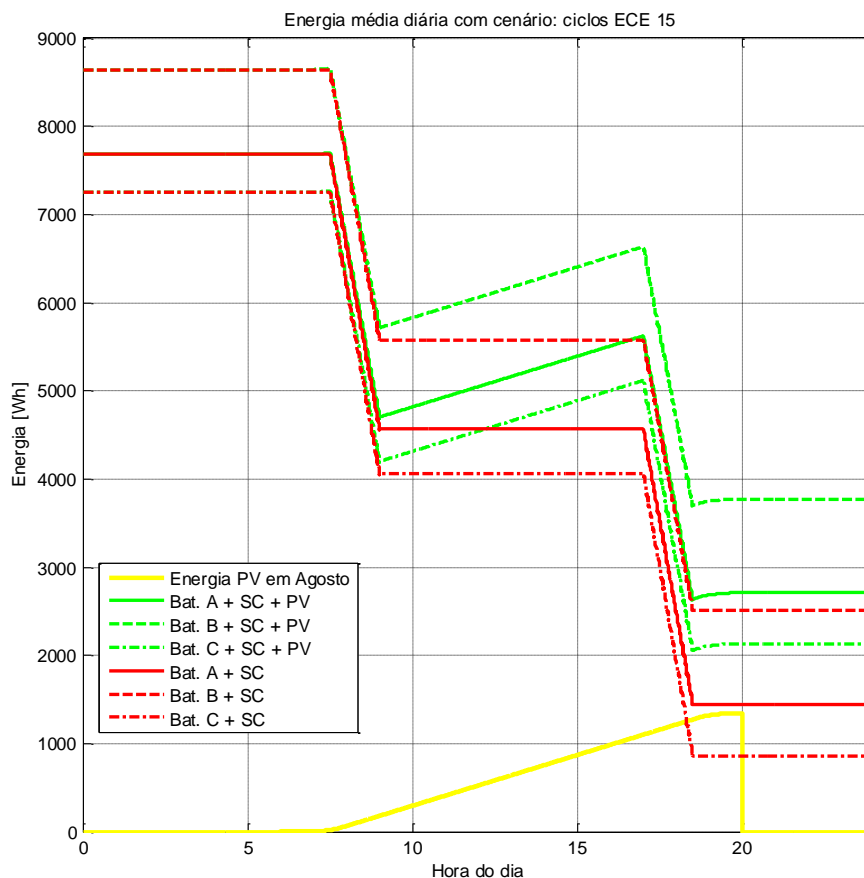


Figura 4.14. Energia média diária para o cenário com ciclos ECE 15.

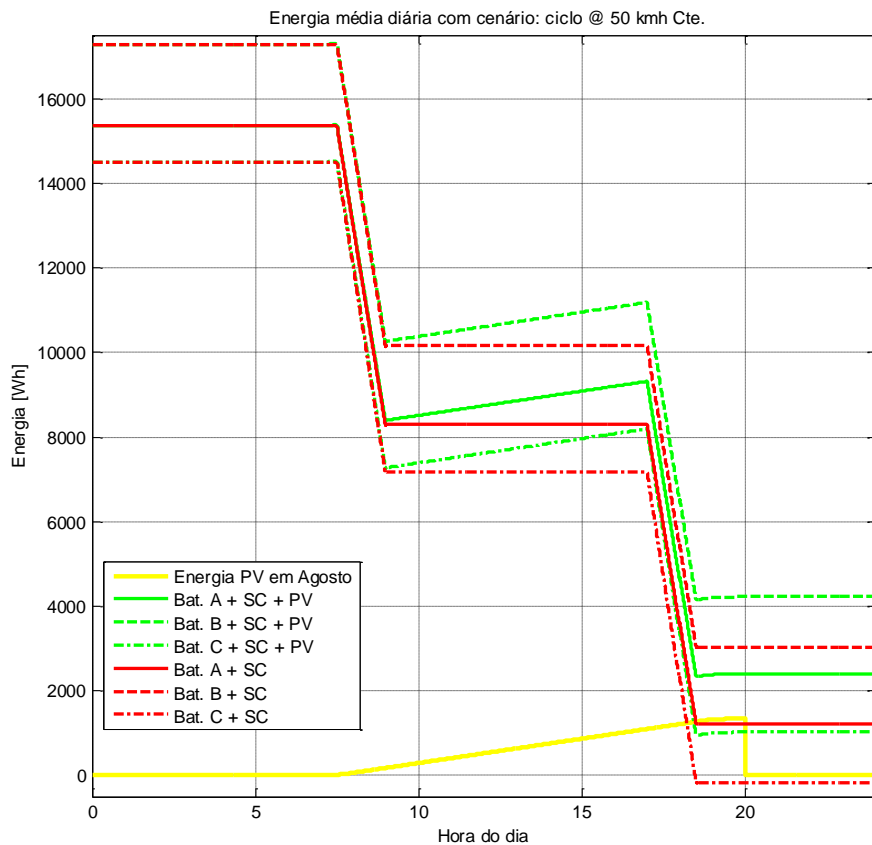


Figura 4.15. Energia média diária para o cenário com velocidade constante de 50 km/h.

Nos resultados apresentados, mostra-se que a utilização de um sistema auxiliar baseado na produção de energia eléctrica, pode ser uma boa solução para recarregar as baterias durante os períodos em que o veículo está estacionado, permitindo lidar com pequenos percursos inesperados e, especialmente, minimizar a necessidade de recarga completa das baterias através da rede eléctrica durante a noite. No entanto, o seu contributo nas fases de deslocação do veículo é diminuto, devido à baixa capacidade instalada e à redução do seu rendimento. Essa redução advém do seu constante sombreamento, provocado pela deslocação do veículo em espaços que tenham prédios altos, árvores, semáforos, etc.

4.4 PRINCÍPIO DA HIBRIDIZAÇÃO PASSIVA E ACTIVA

Esta secção pretende apresentar e discutir o princípio da hibridização passiva e activa de fontes de energia em veículos eléctricos, apontando para uma escolha efectiva da topologia mais adequada ao problema da optimização e gestão de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos.

Como se verificou nos capítulos anteriores, uma das principais dificuldades, ainda vigente, dos veículos eléctricos, em comparação com os veículos tradicionais, centra-se nas autonomias relativamente pequenas. Embora este seja um aspecto fortemente relacionado com o desenvolvimento ou melhoramento de novas fontes de energia (uma questão essencialmente electroquímica), com o actual estado da arte verifica-se ser tecnicamente possível superar algumas dessas dificuldades com a hibridização de fontes. Essa opção levanta desafios de ordem topológica que implica um estudo mais aprofundado sobre a arquitectura do sistema de múltiplas fontes, com especial ênfase para as estruturas de electrónica de potência a utilizar.

Os veículos eléctricos, com recurso a múltiplas fontes de energia, necessitam de uma arquitectura do sistema de alimentação bastante evoluída, resultado da interligação de um maior número de sistemas de electrónica de potência, o que significa uma maior complexidade de todo o sistema (potência e comando). Como principal objectivo, os sistemas de electrónica de potência que integram a opção topológica escolhida devem dar resposta à natureza e especificidades das fontes utilizadas, por forma a extrair todas as vantagens das mesmas, sem perda de operação do sistema de tracção.

A Figura 4.16 apresenta um diagrama de blocos, representativo de um sistema de alimentação com múltiplas fontes de energia. A sua arquitectura é composta por um barramento AC, um barramento DC comum (DC_{Link}), as diversas fontes de energia e um barramento de baixa tensão para as cargas auxiliares do veículo. O barramento AC alimenta o(s) motor(es) de tracção e interliga o veículo à rede eléctrica para recarregamento das baterias. O barramento DC comum alimenta um conversor DC/AC bidireccional que, por sua vez, alimenta o motor e recebe energia da rede ou do motor quando funciona em modo de regeneração. As fontes de energia são interligadas por meio de conversores DC/DC, sendo estes bidireccionais quando estas têm capacidade de armazenamento. Arquitecturas mais simples interligam as fontes de energia directamente ao barramento DC comum, como se verá mais adiante. Finalmente, o barramento comum alimenta ainda um conversor DC/DC, que recarrega uma bateria de baixa tensão e alimenta as cargas auxiliares do veículo.

Relativamente à interligação das diversas fontes de energia ao DC_{Link} , existem algumas topologias de conversão de energia e respectivos conversores de electrónica de potência. Seguidamente, analisar-se-ão as diferentes topologias, do ponto de vista da sua aplicabilidade, para criar uma estrutura que permita uma gestão otimizada de múltiplas fontes de energia.

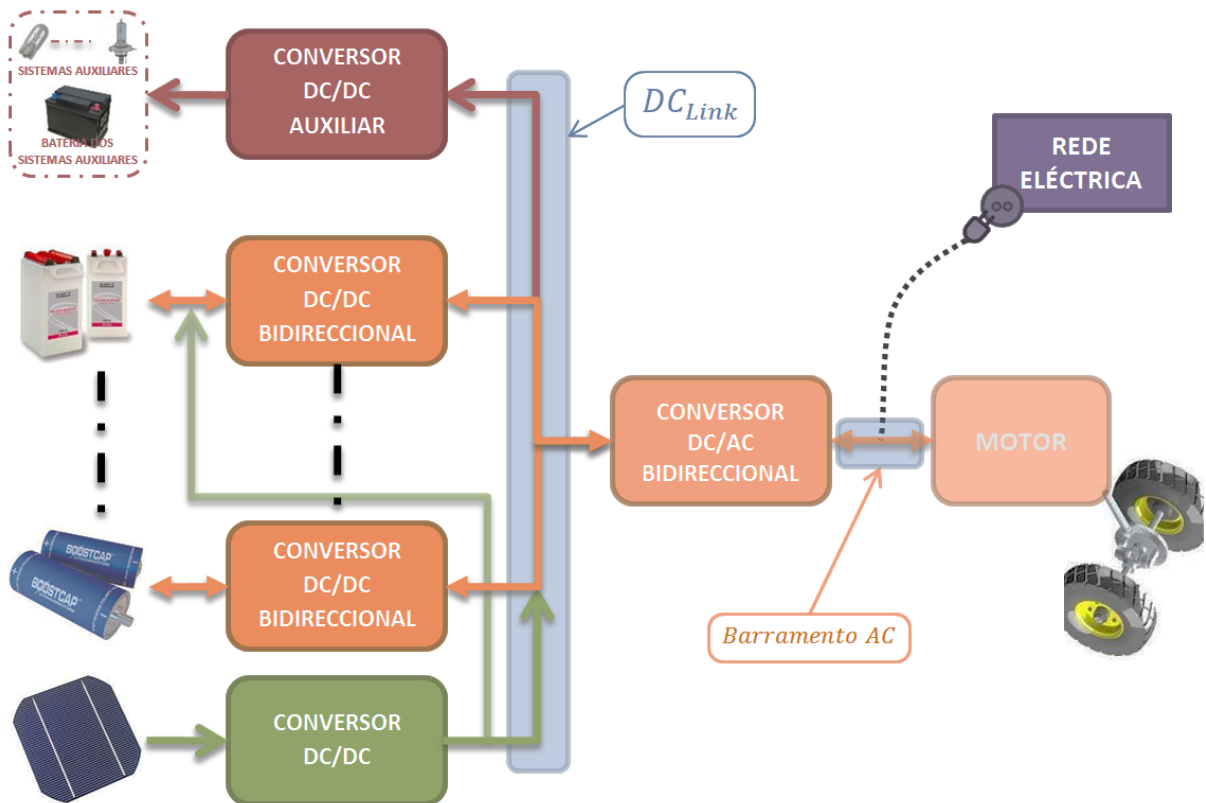


Figura 4.16. Exemplo de um sistema de alimentação com múltiplas fontes de energia para um veículo eléctrico.

O segundo objectivo da opção topológica a seleccionar, corresponde ao aumento da eficiência na utilização da energia armazenada nas baterias para se conseguirem percorrer maiores distâncias com um único carregamento (ou para uma dada quantidade de energia armazenada). Todavia, as viagens efectuadas por um veículo levam a uma procura altamente dinâmica e não constante de potência, em resposta a perfis que exigem elevadas acelerações, desacelerações e travagens. Uma outra questão prende-se com a diminuição do tempo de vida útil e número de ciclos de carga e descarga das baterias, quando sujeitas a constantes situações extremas de carga e descarga.

Estes aspectos levam à necessidade de ponderar a arquitectura do sistema de alimentação dos veículos eléctricos, através da introdução de conversores de potência que permitam controlar e gerir os trânsitos de potência entre as várias fontes de energia embarcadas no veículo. Existem várias topologias, já testadas e relatadas na literatura, para conjugar diferentes fontes de energia num veículo eléctrico, aproveitando as melhores características de cada uma [4.2] [4.17] [4.35]. Neste trabalho, a opção escolhida, do ponto de vista de fontes com capacidade de armazenamento, foi a hibridização de baterias de Ni-MH com supercondensadores.

Nesse pressuposto, todas as topologias apresentadas e discutidas referem-se à combinação energética de baterias com supercondensadores. Em termos de necessidades topológicas, verifica-se que existem semelhanças com outras fontes de energia, como se constatou no Capítulo 3, podendo-se extrapolar algumas das conclusões obtidas, para outras combinações com diferentes fontes de energia.

As topologias de electrónica de potência utilizadas para a combinação de múltiplas fontes, podem ser divididas em dois grupos: topologias de conversores DC/DC não isolados (convencionais) [4.36] e topologias de conversores DC/DC isolados [4.37].

As topologias convencionais permitem ligar directamente as diversas fontes a um barramento DC comum, podendo-se recorrer à utilização de diferentes conversores DC/DC, em paralelo, dependendo do número de fontes a interligar ao barramento comum, não existindo qualquer tipo de isolamento galvânico entre a entrada e a saída. De entre as diferentes topologias, pela simplicidade de implementação, controlo e custo, as baseadas em conversores não isolados, são de longe, actualmente, as mais utilizadas.

As topologias de conversores DC/DC isolados, correspondem a uma solução técnica mais complexa, em que existe um transformador de alta frequência que assegura o isolamento galvânico entre a entrada e a saída. Com este tipo de topologia um único conversor poderá ter múltiplas entradas e múltiplas saídas, bastando para isso utilizar um transformador de enrolamentos múltiplos e um número adequado de interruptores de potência. Embora, tenham surgido, recentemente, alternativas às topologias convencionais para veículos eléctricos com múltiplas fontes, a sua utilização ainda é residual. Esse facto deve-se essencialmente a algumas desvantagens que incluem maior ondulação da tensão de saída, produção de interferências electromagnéticas, recurso a um maior número de componentes, maior complexidade da cadeia de comando e maior custo. Contudo, este tipo de topologias apresenta algumas vantagens: um maior rendimento, um menor volume e uma maior densidade de potência, que ainda não foram argumentos, suficientemente fortes, para um aparecimento massivo destas topologias. [4.37] [4.38] [4.39]

Os próximos pontos dedicam-se exclusivamente a apresentar as diferentes topologias convencionais, em função da associação das múltiplas fontes ser passiva, semi-activa e activa [4.40].

4.4.1 TOPOLOGIAS PARA ASSOCIAÇÕES PASSIVAS

A associação passiva é a topologia mais simples utilizada na hibridização de múltiplas fontes de energia, caracterizando-se por ligar as fontes directamente em paralelo com o sistema de tracção, conforme se apresenta na Figura 4.17 a). Esta técnica é bastante utilizada, especialmente devido à sua simplicidade, baixo custo e menor volume, quando comparada com outras arquitecturas para sistemas de alimentação com múltiplas fontes de energia. Tipicamente, a resistência interna dos supercondensadores é bastante inferior à das baterias, sendo por isso mais eficientes nos seus ciclos de carga e descarga. A distribuição dos fluxos de potência é basicamente função da resistência interna das duas fontes e respectiva tensão em vazio, e por conseguinte do SoC. Este aspecto é por isso também a sua maior limitação, dado que não existe qualquer tipo de gestão controlada de energia entre as fontes e o sistema de tracção [4.17] [4.40]. Existe ainda uma versão mais elaborada desta topologia, que incluiu um único conversor DC/DC interligando a associação passiva de fontes ao sistema de tracção, permitindo uma regulação da tensão aplicada ao mesmo, conforme ilustra a Figura 4.17 b) [4.18].

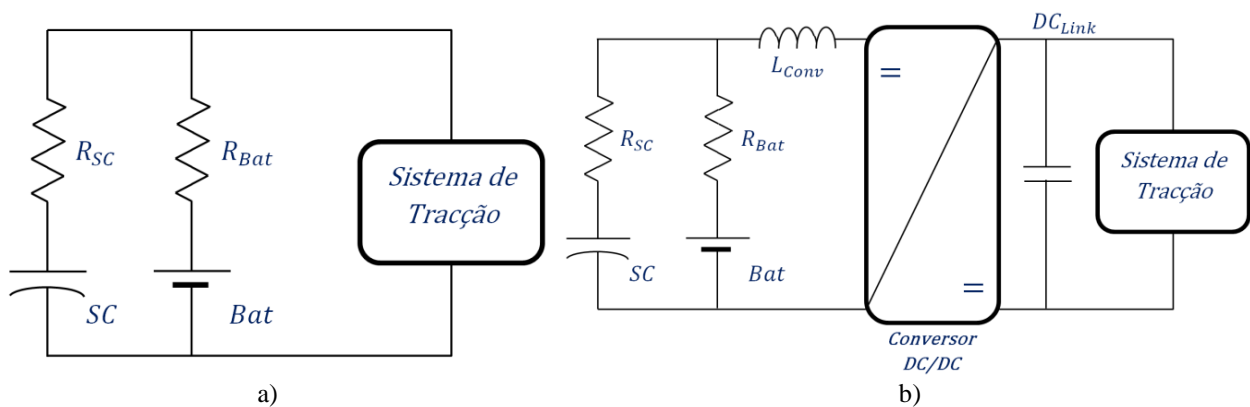


Figura 4.17. Topologias para associações passivas de fontes: a) sem regulação do DC_{Link} ; b) com regulação do DC_{Link} [4.2] [4.17] [4.18] [4.40].

Nesta topologia, a corrente média requerida pelo sistema de tracção é fornecida essencialmente pelas baterias. Parte das componentes de alta frequência da potência é também fornecida pelas baterias, mas atendendo à menor resistência interna dos supercondensadores, comparativamente com a resistência das baterias, esta topologia reduz o *ripple* de alta frequência da corrente pedida às baterias. A corrente dos supercondensadores resulta da diferença entre a corrente do sistema de tracção e a corrente das baterias.

As perdas inerentes a esta topologia, embora derivem da soma das perdas nas baterias e nos supercondensadores, resultam num valor mais baixo do que o determinado pelo simples sistema de tracção unicamente a baterias [4.40].

Quando o regime de carga exige correntes elevadas, as baterias e os supercondensadores asseguram a corrente fornecida ao sistema de tracção. Nos regimes de baixa carga, e se a tensão aos terminais dos supercondensadores for mais baixa do que a das baterias, estas fornecem corrente à carga e, simultaneamente, recarrega os supercondensadores [4.17]. Por outras palavras, a bateria procura assegurar a corrente média da carga e o supercondensador o regime transitório. Esta solução topológica só permite assegurar tensão constante ao sistema de tracção adicionando um conversor DC/DC entre as fontes e a carga (Figura 4.17 b)), que controla a tensão aos terminais do sistema de tracção, apesar das variações naturais de tensão ocorridas aos terminais das baterias e dos condensadores. Devido à utilização do conversor é possível ter diferentes níveis de tensão entre as fontes e o sistema de tracção. Contudo, do ponto de vista das fontes, o funcionamento desta topologia é em tudo idêntica à anteriormente apresentada. A corrente absorvida pela carga é a soma das correntes das baterias e dos supercondensadores, multiplicada pelo ganho em corrente do conversor DC/DC. Tipicamente, o recurso ao conversor permite menor tensão nas fontes e portanto utilizar um conjunto com um número menor de unidades de baterias e de supercondensadores em série. Assim, a corrente exigida às fontes será superior, tanto maior quanto maiores forem as necessidades de elevação. O uso do conversor DC/DC aumenta o peso, as perdas, o volume e o custo desta solução de tracção [4.17] [4.40] [4.41].

Todavia, sendo a gestão eficaz do sistema de múltiplas fontes a principal preocupação deste trabalho, outras topologias, como as semi-activas e as activas, apresentam vantagens no que se refere a uma melhor utilização das fontes seleccionadas, garantindo uma melhor regulação da tensão que alimenta o sistema de tracção.

4.4.2 TOPOLOGIAS PARA ASSOCIAÇÕES SEMI-ACTIVAS

As associações de fontes definem-se por semi-activas pela inserção de um conversor DC/DC entre as duas fontes de energia utilizadas na hibridização do sistema de alimentação. Existem duas possibilidades de configuração nesta topologia, função do posicionamento das fontes e do conversor DC/DC, nomeadamente, as designadas por topologia semi-activa de supercondensadores (Figura 4.18 a)) e topologia semi-activa de baterias (Figura 4.18 b)) [4.40].

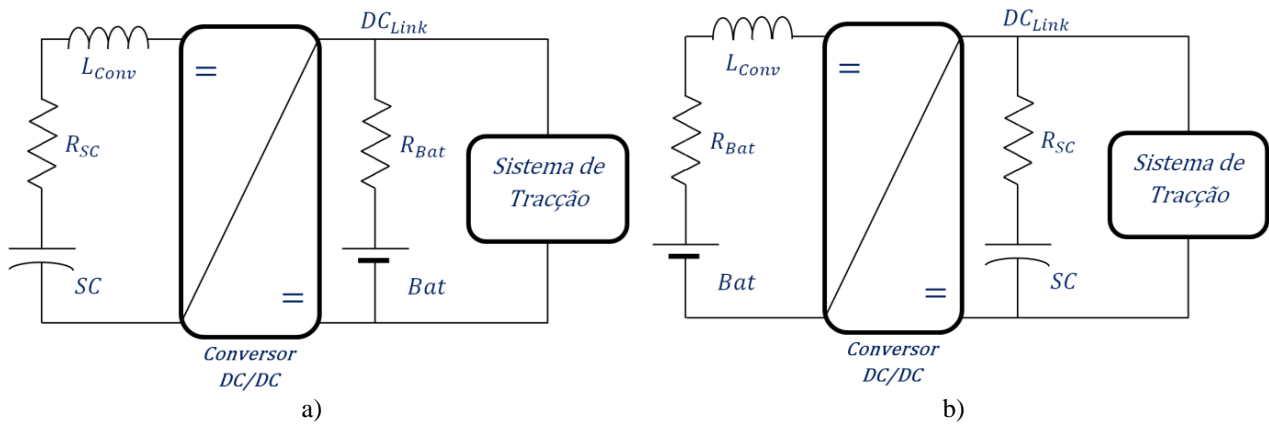


Figura 4.18. Topologias para associações semi-activas: a) de supercondensadores; b) de baterias [4.2] [4.40].

A configuração semi-activa de supercondensadores (Figura 4.18 a)) é definida pelo posicionamento do conversor DC/DC entre estes e as baterias, estando estas directamente interligadas ao sistema de tracção. O conversor DC/DC permite o controlo da corrente dos supercondensadores, possibilitando a gestão da energia armazenada e fornecida pelos mesmos. A configuração permite o carregamento dos supercondensadores independente da carga, sobressaindo a sua aplicação em percursos que obriguem a elevadas travagens regenerativas. A tensão dos supercondensadores deverá situar-se entre 50 a 100% da tensão máxima admissível [4.42], o que resultará no uso de aproximadamente 75% das suas capacidades energéticas (equação (3.10)) [4.40]. Basicamente, o conversor controla a corrente injectada no circuito de modo a acompanhar a potência instantânea solicitada pelo sistema de tracção, enquanto que a bateria fornece a corrente média à carga. Independentemente da capacidade de elevação do conversor DC/DC, quanto maior a tensão do banco de supercondensadores menor será a capacidade necessária (equação (3.8)). Neste caso, também a corrente fornecida é reduzida levando a menores perdas no banco e respectivo conversor. Nesta configuração, a tensão aos terminais do sistema de tracção praticamente não possui ondulação, mas como está ligada directamente à bateria não tem capacidade de regulação, ou seja, o seu valor depende da tensão do banco de baterias e portanto decairá com a sua descarga [4.17] [4.40].

Na outra configuração semi-activa (Figura 4.18 b)), o conversor está colocado entre as baterias e os supercondensadores, assegurando o controlo da corrente média fornecida por estas. A corrente das baterias deve ser sensivelmente constante, independentemente das variações da carga. O conversor DC/DC neste caso possui um ganho menor em corrente que a configuração anteriormente apresentada, atendendo a ter apenas que acompanhar a corrente média da carga e recarregar os supercondensadores com corrente constante. Outra vantagem associada a esta

configura o   que, contrariamente   situa o anterior, a bateria não necessita de possuir a mesma tensão que a carga, podendo dessa forma ser reduzida, bastando para o efeito utilizar o conversor DC/DC no modo de elevador. Essa estratégia, resulta numa eficiência melhorada, numa estabilidade na temperatura das baterias e nos ciclos de carga e descarga, originando um aumento na vida útil das baterias. Portanto, o banco de supercondensadores, possui a mesma tensão do que o sistema de trac o e, por conseguinte, fornece a corrente instantânea requerida pela carga. No entanto, esta configura o apresenta algumas desvantagens, como maiores varia es na tensão de alimenta o em fun o das descargas e cargas dos supercondensadores. Neste caso, o banco de supercondensadores deverá apresentar uma tensão compatível com o sistema de trac o e ainda uma capacidade maior, para manter valores de tensões aceitáveis pelo sistema de trac o, com taxas de descarga mais lentas [4.40].

Porém, o grau de liberdade destas arquitecturas para um sistema de alimenta o com múltiplas fontes não permite um controlo desacoplado dos fluxos de potências das baterias e dos supercondensadores. Abordagens baseadas na actividade independente das duas fontes deram origem a topologias para associa es activas, que permitem uma maior flexibilidade na gestão energética de todo o sistema, conforme se apresenta seguidamente.

4.4.3 TOPOLOGIA PARA ASSOCIA ES ACTIVAS

A associa o activa de fontes de energia define-se pela capacidade de poder simultaneamente controlar o fluxo energético das duas fontes e controlar a tensão do barramento DC que alimenta o sistema de trac o. Esta associa o utiliza no mínimo dois conversores DC/DC que podem ser associados em cascata (Figura 4.19) [4.43] ou em paralelo (Figura 4.20).

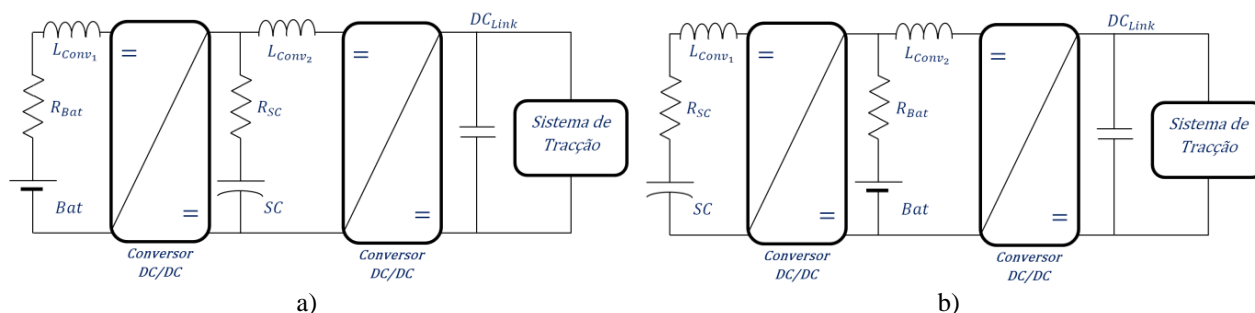


Figura 4.19. Topologias para associa es activas em série: a) baterias; b) supercondensadores [4.17] [4.18] [4.40] [4.43].

Na configuração em cascata activa de baterias (Figura 4.19 a)) [4.43] é possível tirar partido de todas as vantagens da topologia semi-activa de baterias, obtendo-se uma boa eficiência do banco de baterias, conjuntamente com uma regulação e maior compatibilidade de tensões entre os supercondensadores e o sistema de tracção. Contudo, o recurso a mais um conversor DC/DC reduz a eficiência global do sistema de alimentação, com respectivo aumento do seu custo. Devido à particularidade de se tratar de um circuito em série, existe uma maior interligação na gestão das duas fontes, que deverá ser reflectida na definição de uma estratégia de gestão. Contudo, de uma forma simplista, tal como acontece na configuração semi-activa, as baterias mantêm a principal função de fornecerem a corrente média, e os supercondensadores a componente dinâmica da corrente absorvida pela carga. No entanto, os supercondensadores podem ser reduzidos devido ao seu desacoplamento com o sistema de tracção [4.17] [4.40] [4.44].

A outra configuração em cascata activa de supercondensadores, corresponde a uma troca de posição entre estes e as baterias, conforme se apresenta na Figura 4.19 b). Neste caso, as baterias posicionam-se entre os supercondensadores e o sistema de tracção, separadas pelos conversores DC/DC. À imagem da configuração anterior, esta apresenta bastantes semelhanças com a sua congénere semi-activa, e ainda muito similar à anterior, contudo, devido ao desacoplamento entre a bateria e a carga, o supercondensador é substancialmente reduzido. Basicamente, esta permite o controlo da potência nos supercondensadores, adicionando a possibilidade de regular a tensão aos terminais da carga, diminuindo também o número de unidades de baterias a serem colocadas em série para se atingir níveis de tensão compatíveis com o sistema de tracção.

Uma das principais limitação das soluções em cascata situa-se no facto do trânsito de potência ter de circular pelos dois conversores DC/DC, fazendo com que o segundo tenha de ser dimensionado para permitir lidar com as capacidades em potência das duas fontes. Esta situação induz um aumento do custo relacionado com o sobredimensionamento necessário do segundo conversor.

Deste ponto de vista, a topologia activa em paralelo (Figura 4.20) é muito mais interessante [4.19] [4.20] [4.35] [4.45]. Por um lado, quando uma única fonte alimenta o sistema de tracção, não existe a necessidade do fluxo de potência transitar por dois conversores, aumentando inevitavelmente as perdas associadas.

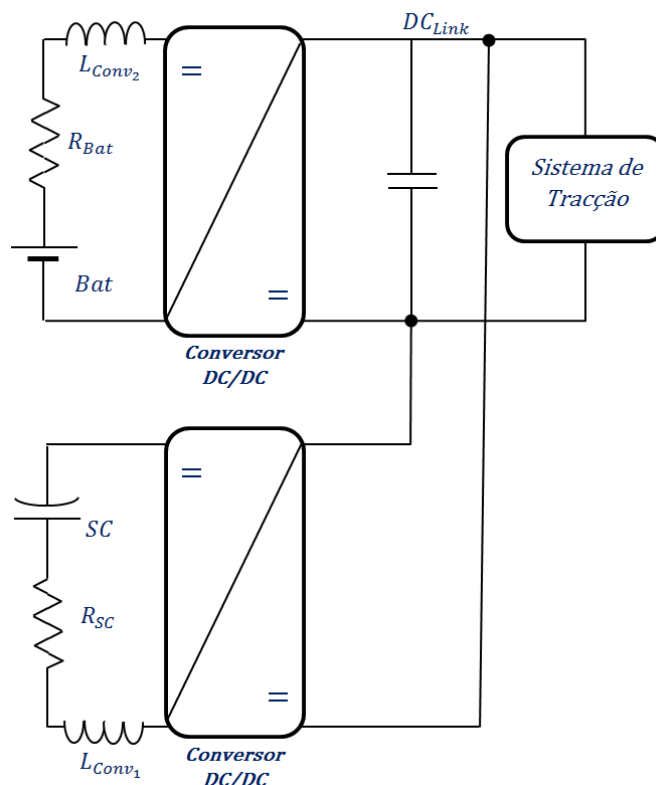


Figura 4.20. Topologia para associa o activa em paralelo [4.17] [4.19] [4.20] [4.40].

Por outro lado, na topologia em cascata da Figura 4.19 b), em que as duas fontes alimentam a carga, os dois conversores deverão ser dimensionados para assegurar as correntes mais severas solicitadas aos supercondensadores, enquanto que na topologia em paralelo, cada conversor responderá aos valores nominais de cada fonte. Em termos de funcionamento, esta topologia, leva a que o conversor das baterias forneça a corrente média   carga e o conversor dos supercondensadores a componente dinâmica da corrente absorvida pela carga, ou seja, serão ambos dimensionados de acordo com os valores de tensão e corrente da opera o de cada fonte. Portanto, no dimensionamento dos conversores DC/DC e respectivos elementos passivos, a estrutura topológica em paralelo oferece vantagens inegáveis. Acresce referir que, do ponto de vista das baterias, enquanto na estrutura em cascata, a sua corrente   ondulada, na topologia em paralelo, esta é alisada, favorecendo o sistema de baterias do ponto visto da sua degrada o [4.18].

Logo, de entre todas as topologias analisadas, a topologia activa em paralelo   a que oferece maior número de vantagens no que diz respeito   implementa o de um sistema de gestão eficaz para múltiplas fontes de energia. É de salientar que, permite desacoplar inteiramente os supercondensadores do sistema de trac o e respectivos requisitos, nominais e dinâmicos,

resolvendo grande parte dos problemas inerentes às variações de tensão. Assim, evita-se a necessidade de compatibilizar as tensões nominais das fontes com o sistema de tracção, podendo reduzir, por esse facto, os bancos a embarcar no veículo, diminuindo assim parâmetros de dimensionamento fundamentais, tais como o peso, volume e o custo.

Como verificado, esta configuração possibilita a implementação de uma gestão da energia mais independente e eficaz, trazendo mais graus de liberdade às possíveis estratégias a definir, desagregando, completamente, o fluxo de potência das baterias e dos supercondensadores. Porém, essas estratégias poderão conduzir a uma maior complexidade ao nível da implementação do controlo dos respectivos conversores DC/DC, levando a um maior esforço de desenvolvimento. Contudo, esta topologia apresenta menores perdas comparativamente com as outras configurações de associações activas [4.17] [4.40] [4.41].

Uma variante a esta topologia foi explorada e discutida em [4.46] [4.47], designada como conversor bidireccional de múltiplas entradas. Nesses trabalhos, as baterias e supercondensadores estão interligados a uma bobina comum através de interruptores de potência em paralelo, emparelhados com o respectivo díodo, no sentido de evitar curto-circuito entre as duas fontes [4.17]. Estas devem apresentar níveis de tensão compatíveis, por forma a permitir a troca de energia sem recurso a conversores de electrónica de potência. O fluxo de potência entre as fontes e o sistema de tracção é implementado através de um conversor DC/DC bidireccional. A grande vantagem desta topologia é ser necessário apenas uma bobina, mesmo se aumentarmos o número de entradas no sistema de alimentação. No entanto, a estratégia de controlo e a gestão dos fluxos de potência do sistema de alimentação são bastante mais complicadas [4.40].

A título comparativo, apresenta-se na Tabela 4.13, um resumo de hibridizações de fontes de energia, indicando-se as características e custos das diferentes topologias, a preços típicos do mercado até 2010. [4.17]

Tabela 4.13. Exemplos de hibridização de fontes de energia em veículos eléctricos híbridos (adaptado de [4.17]).

Topologia	Bateria <i>Tipo / Tensão</i>	Supercondensadores <i>Marca / Tensão / Capacidade</i>	Custo / Massa [€] / [kg]	Energia Específica [Wh/kg]	Potência Específica [W/kg]	Energia [Wh]
Semi-activa (bat-SC)	Ni-MH / 144 V	Maxwell / 125 V / 63 F	≈ 3900 / 40	≈ 35	≈ 750	≈ 1400
Cascata activa (bat-SC)	Ni-MH / 144 V	Maxwell / 75 V / 94 F	≈ 3100 / 40	≈ 35	≈ 750	≈ 1400
Paralela activa (bat-SC)	Ni-MH / 168 V	Maxwell / 75 V / 94 F	≈ 3900 / 50	≈ 30	≈ 600	≈ 1500
Paralela activa múltiplas entradas [4.46][4.47]	Ni-MH / 168 V	Maxwell / 75 V / 94 F	≈ 3900 / 55	≈ 30	≈ 550	≈ 1650

Hibridização dimensionada para uma potência nominal de 30 kW

Tendo por base uma potência nominal de 30 kW, as hibridizações apresentam um custo bastante próximo, destacando-se pelo menor preço a topologia da associação em cascata activa de baterias, com um custo menor em cerca de 800 € do que todas as outras soluções. Do ponto de vista da massa total do veículo, verifica-se que as topologias paralelas activas apresentam maior peso, sendo o maior de todos, o da solução com múltiplas entradas. Contudo esta última apresenta a configuração com potência específica mais baixa. Por outro lado, atendendo à pequena variação em termos de peso e de custo de todas as soluções representadas na Tabela 4.13, verifica-se que a opção pela arquitectura do sistema de alimentação deve ser função essencialmente do desempenho que é pretendido do sistema global, tendo em conta a capacidade de responder a estratégias de gestão energética que convergem para um maior aproveitamento das fontes embarcadas, aumentando a autonomia do veículo e reduzindo o esforço dinâmico da fonte principal, tipicamente baterias.

Depois da análise feita às topologias de conversores DC/DC não isolados e sendo este trabalho focado no desenvolvimento de técnicas de optimização para gestão de múltiplas fontes de energia embarcadas em veículos eléctricos, considera-se essencial a capacidade de regulação do valor da tensão no barramento DC comum que alimenta o sistema de tracção e a possibilidade de controlar de forma independente os fluxos energéticos provenientes das fontes de energia escolhidas para alimentarem o veículo. Nesse sentido, a arquitectura escolhida no âmbito do presente trabalho é baseada na estrutura de dois conversores DC/DC bidireccionais colocados em paralelo, realizando assim, a topologia designada por paralela activa (Figura 4.20). Todo o estudo algorítmico de estratégias de gestão, modelização do sistema de alimentação e estruturas de controlo será apoiado nesta topologia.

4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, começou-se por fazer uma revisão aos ciclos de condução normalizados, tendo-se verificado que, do ponto de vista da definição de critérios de dimensionamento dos sistemas de alimentação, o estudo por simulação de soluções diferenciadas de tracção e a avaliação do desempenho de diferentes soluções de gestão de energia, são de grande utilidade. Nessa sequência, apresentou-se uma metodologia de dimensionamento óptimo de múltiplas fontes de energia para veículos eléctricos, baseada em diversos critérios de dimensionamento, sendo estes suportados pelos requisitos de diversos ciclos de condução. A metodologia proposta assenta no estudo de elegibilidade de fontes realizada no Capítulo 3 e foi validada através de

simulações, numa perspectiva energética, para configurações diferenciadas de múltiplas fontes, considerando diferentes cenários de rotinas diárias. Porém, ao conceito de hibridização está subjacente o desafio técnico da escolha e implementação da arquitectura de potência mais adequada para o sistema de alimentação. Essa arquitectura deverá, por um lado, interligar os circuitos de potência das diversas fontes de energia ao sistema de tracção, e por outro lado, possibilitar o controlo e a gestão dos fluxos de energia e potência entre as mesmas e a carga. Nesse sentido, foi feita uma pesquisa ao estado do conhecimento nesta matéria, tendo apresentado e discutido as diversas topologias existentes, com vista à escolha da que melhor se adapta à implementação de uma gestão eficaz das diversas fontes de energia seleccionadas para a hibridização do sistema de alimentação.

Da revisão feita aos diversos ciclos de condução normalizados, conclui-se que estes são obtidos de várias formas, por estilização normativa ou com base em dados reais. Dentro desses escolheu-se para estudo dos algoritmos de gestão, modelização e simulações, e testes experimentais, a desenvolver nos próximos capítulos, três ciclos tipicamente urbanos (um estilizado e dois com dados reais). Por outro lado, decidiu-se ainda dar enquadramento a dois outros ciclos de condução, um extra-urbano e outro para condução em estrada. Estes tiveram de ser modificados e adaptados às características do projecto VEIL, nomeadamente, no que respeita à sua velocidade máxima, passando os referidos ciclos a terem como velocidade máxima 50 km/h. Os ciclos escolhidos foram ECE 15, NYCC, Artemis, NEDC e US 06 *Highway*. Estes, nomeadamente o NEDC, serviram para definir convenientemente os factores de operacionalidade máxima (velocidade, aceleração, desaceleração e travagem), tidos em conta na metodologia de dimensionamento apresentada.

Relativamente à metodologia de dimensionamento para o sistema de alimentação multi-fontes em veículos eléctricos, utilizou-se como exemplo o projecto VEIL [4.26] [4.27]. Com a particularização do problema a esse protótipo, baseado nos factores de operacionalidade máxima, nomeadamente, velocidade, aceleração, capacidade de armazenamento da energia proveniente das travagens e desacelerações, e diferentes inclinações da estrada, apresentou-se metodologicamente o dimensionamento de um sistema de alimentação de múltiplas fontes de energia, incluindo um sistema auxiliar de energia baseado em painéis fotovoltaicos. A validação da metodologia foi feita através de simulações, tendo em conta diversos cenários de mobilidade diária, baseados em ciclos de condução normalizados, onde se aferiu o impacto das diversas combinações de fontes resultantes do dimensionamento, em função dos diferentes cenários de utilização diária. Verificou-se que os resultados obtidos estão bastante correlacionados com o

custo, massa, densidade de energia e potência das fontes estudadas e seleccionadas pela sua disponibilidade no mercado.

A metodologia de dimensionamento demonstrou ser completa, rápida, objectiva e muito precisa, atendendo a que as simulações obtidas, para as diversas soluções de dimensionamento preconizadas, se encontram enquadradas nas expectativas mínimas do referido dimensionamento. Foi também estudada a possibilidade de se utilizar um sistema auxiliar de energia baseado em painéis fotovoltaicos, verificando-se ser de grande utilidade para lidar com as rotinas imprevistas e para reduzir as recargas das baterias através da rede de alimentação. A metodologia pode ser melhorada através da inclusão de técnicas de optimização multi-objectiva, considerando minimizar o custo de investimento, o custo associado aos recarregamentos feitos através da rede, o número de ciclos de carga/descarga das baterias, e massa total do veículo, e maximizar, simultaneamente, a vida útil dos sistemas de alimentação e autonomia do veículo. Este tipo de análise é considerada de fundamental importância no correcto dimensionamento do sistema de alimentação com múltiplas fontes de energia, no sentido de fixar algumas variáveis, para melhor definição de estratégias de gestão baseadas na optimização da repartição da potência solicitada pelo sistema de tracção às fontes de energia. Conclui-se que, dependendo das utilizações pretendidas para o veículo (urbana, extra-urbana ou estrada), a metodologia proposta maximiza a autonomia e o desempenho do conjunto, minimizando o custo de investimento e os custos de utilização.

Finalmente, o estudo apresentado para o dimensionamento do sistema de alimentação, considera uma execução eficaz da repartição da potência pelas diversas fontes de energia. No entanto, este pressuposto somente será verdadeiro, se existir um sistema de gestão de energia capaz de induzir essa dinâmica ao sistema de alimentação, permitindo controlar de uma forma independente, os fluxos de potência de cada uma das fontes e regular o valor da tensão aos terminais do sistema de tracção. Para levar isso a efeito, para além da definição de estratégias de gestão eficazes, que será abordado no Capítulo 5, é fundamental e estruturante escolher uma arquitectura adequada aos preceitos subjacentes a todo este trabalho de doutoramento.

Assim, dedicou-se algum do espaço deste capítulo, na definição da topologia mais adequada para se implementar uma optimização e gestão de múltiplas fontes de energia, tendo-se feito uma revisão ao estado actual do conhecimento relativamente a estruturas de conversão de energia em corrente contínua, para se escolher a melhor topologia do ponto de vista da eficiência energética e autonomia no controlo dos fluxos de potência. Essa selecção recaiu sobre a topologia activa em

paralelo, utilizando um conversor DC/DC bidireccional para cada fonte de energia, sendo estes ligados em paralelo num barramento DC comum.

Definida a arquitectura para o sistema de alimentação e tendo uma metodologia adequada ao dimensionamento de múltiplas fontes de energia, o próximo capítulo será dedicado ao estudo e definição de estratégias de gestão de energia eficientes sem recurso ao conhecimento antecipado das necessidades energéticas do veículo.

BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 4

- [4.1] Schupbach, R.; Balda, J.: “The Role of Ultracapacitors in an Energy Storage Unit for Vehicle Power Management”, Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, Orlando, FL, 2003, p. 3236.
- [4.2] Cao, J.; Emadi, A.: “A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 1, pp.122-132, January 2012
- [4.3] Garcia, F. S.; Ferreira, A. A.; Pomilio, J. A.: “Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System”, Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2009), pp.826-832, 15-19 February 2009
- [4.4] Thounthong, P.; Rael, S.: “The Benefits of Hybridization”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol.3, no.3, pp.25-37, September 2009
- [4.5] Moreno, J.; Ortuzar, M.; Dixon, J.: “Energy-Management System for a Hybrid Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, pp. 614-623, 2006.
- [4.6] Allègre, A. L.; Trigui, R.; Bouscayrol, A.: “Different Energy Management Strategies of Hybrid Energy Storage System (HESS) Using Batteries and Supercapacitors For Vehicular Applications”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), pp.1-6, September 1-3, 2010.
- [4.7] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.: “Comparative Study of Multiple Energy Sources Utilization in a Small Electric Vehicle”, 3rd European Ele-Drive Transportation Conference EET-2008 - Geneva, March 11-13, 2008.
- [4.8] Schupbach, R.; Balda, J.; Zolot, M.; Kramer, B.: “Design Methodology of a Combined Battery–Ultracapacitor Energy Storage Unit for Vehicle Power Management”, Proceedings of IEEE Power Electronics Special Conference (PESC’03), Acapulco, Mexico, 2003.
- [4.9] Wu, Y.; Gao, H.: “Optimization of Fuel Cell and Supercapacitor for Fuel-Cell Electric Vehicles”, IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 55, No. 6, pp. 1748-1755, November 2006.

- [4.10] Gao, W.: “Performance Comparison of a Fuel Cell-Battery Hybrid Powertrain and a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid Powertrain”, IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol. 54, pp. 846, May 2005.
- [4.11] Hegazy, O., Van Mierlo, J.: “Particle Swarm Optimization for Optimal Powertrain Component Sizing and Design of Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle,” 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM 2010), pp.601-609, 20-22 May 2010.
- [4.12] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Design Methodology of Energy Storage Systems for a Small Electric Vehicle”, The 24th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS24), Stavanger, Norway, May 13-16, 2009.
- [4.13] Trovão, J. P.; Pereirinha, P.; Jorge, H.: “Design Methodology of Energy Storage Systems for a Small Electric Vehicle”, World Electric Vehicle Journal, Volume 3 (2009), ISSN 2032-6653.
- [4.14] Barlow, T. J.; Latham, S.; McCrae, I. S.; Boulter, P. G.; (2009). *A Reference Book of Vehicle Driving Cycles for Use in the Measurements of Road Vehicles Emissions*”, TRL Limited, Tech. Rep.
- [4.15] Ravey, A.; Watrin, N.; Blunier, B.; Bouquain, D.; Miraoui, A.: “Energy-Source-Sizing Methodology for Hybrid Fuel Cell Vehicles Based on Statistical Description of Driving Cycles”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.60, no.9, pp.4164-4174, November 2011.
- [4.16] Tae-Kyung, L.; Filipi, Z.S., “Synthesis and Validation of Representative Real-World Driving Cycles for Plug-In Hybrid Vehicles”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), pp.1-6, September 1-3, 2010.
- [4.17] Khaligh, A.; Zhihao, L.: “Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 59, pp. 2806-2814, 2010.
- [4.18] Lukic, S. M.; Wirasingha, S. G.; Rodriguez, F.; Cao, J.; Emadi, A.: “Power Management of an Ultracapacitor/Battery Hybrid Energy Storage System in an HEV”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2006), pp.1-6, 6-8 September 2006.

- [4.19] Silva, M. A.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.: “Implementation of a Multiple Input DC/DC Converter for Electric Vehicle Power System”, Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE), pp.1-8, 7-9 July 2011.
- [4.20] de Castro, R.; Trovão, J. P.; Pacheco, P. Melo, P.; Freitas, D. Pereirinha, P. G.; Araujo, R. E.: “DC Link Control for Multiple Energy Sources in Electric Vehicles”, 7th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’11), Chicago, Illinois, USA, September 6-9, 2011.
- [4.21] Nesamani, K. S.; Subramanian, K. P.: “Development of a Driving Cycle for Intra-City Buses in Chennai”, India, Atmospheric Environment, vol. 45, n°. 31, pp 5469-5476, October 2011.
- [4.22] Lai, J.; Yu, L.; Song, G.; Guo, P.; Chen, X.: “Development of City-specific Driving Cycles for TransitBuses Based on VSP Distributions”, 91th Transportation Research Board Annual Meeting, Washington, D.C, 2012.
- [4.23] Brundell-Freij, K.; Ericsson, E.: “Influence of Street Characteristics, Driver Category and Car Performance on Urban Driving Patterns”, Transportation Research D 10, 2005.
- [4.24] Wipke, K. B.; Cuddy, M. R.: “Using an Advanced Vehicle Simulator (ADVISOR) to Guide Hybrid Vehicle Propulsion System Development”. [Online]. Disponível em: <http://www.hev.doe.gov> (Acedido em 25.10.2008).
- [4.25] Michel; A.: “The Artemis European Driving Cycles for Measuring Car Pollutant Emissions”, Science of The Total Environment, Volumes 334–335, Pages 73-84, December 1st, 2004.
- [4.26] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; Silvestre, J.; Santos, F.; Campos, A.; Silva, M.; Tavares P.: “The Electric Vehicle VEIL Project: A Modular Platform for Research and Education”, Proceedings of the 2.nd European Ele-Drive Conference (EET-2007), Brussels, Belgium, May 30 – June 01, 2007.
- [4.27] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; Silva, M.; Silvestre, J.; Santos, F.: “Advances in the Electric Vehicle Project-VEIL Used as a Modular Platform for Research and Education”, International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, Stavanger (EVS24), Norway, 13-16 May 2009.

- [4.28] ThunderSky, “THUNDER SKY LiFeYPO₄ Power Battery Specifications – TS-LFP40AHA”, ThunderSky Lithium Battery, China. [Online]. Disponível em: <http://www.everspring.net/txt/TS-LFP40AHA.pdf> (Acedido em 05.11.2008).
- [4.29] ThunderSky, “THUNDER SKY LiFeYPO₄ Power Battery Specifications – TS-LFP90AHA”, ThunderSky Lithium Battery, China. [Online]. Disponível em: <http://www.everspring.net/txt/TS-LFP90AHA.pdf> (Acedido em 05.11.2008).
- [4.30] Saft, “Smart VH module”, Saft Rechargeable Battery Systems, Doc N°11088-2-0508, France. [Online]. Disponível em: <http://www.saftbatteries.com> (Acedido em 07.11.2008).
- [4.31] Maxwell, “BOOSTCAP® Ultracapacitor PC2500”, Doc. # 1003992, Maxwell Technologies, USA. Disponível em: <http://www.maxwell.com> (Acedido em 07.11.2008).
- [4.32] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.: “Comparative Study of Different Electric Machines in the Powertrain of a Small Electric Vehicle”, 18th International Conference on Electrical Machines (ICEM’08), Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008.
- [4.33] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Simulation Model and Road Tests Comparative Results of a Small Urban Electric Vehicle”, 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON’09), Porto, Portugal, November 3-5, 2009.
- [4.34] BP Solar, “BP MSX 5 Lite, BP MSX 10 Lite, BP MSX 20 Lite, BP MSX 30 Lite”, 4.5-, 10-, 20-, and 30-watt Multicrystalline Photovoltaic Modules, BP Solar Global Mark, UK. Disponível em: <http://www.oksolar.com> (Acedido em 12.11.2008).
- [4.35] Li, Z.; Onar, O.; Khaligh, A.; Schaltz, E.: “Design, Control, and Power Management of a Battery/Ultra-Capacitor Hybrid System for Small Electric Vehicles”, in Proceedings of SAE World Congress & Exhibition, Detroit, MI, doc. No. 2009-01-1387, Apr. 2009.
- [4.36] Du, Y.; Zhou, X.; Bai, S.; Lukic, S.; Huang, A.: “Review of Non-Isolated Bi-Directional DC-DC Converters for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Charge Station Application at Municipal Parking Decks”, 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp.1145-1151, 21-25 February, 2010.
- [4.37] Tao, H.; Duarte, J. L.; Hendrix, M. A. M., “Multiport Converters for Hybrid Power Sources”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC 2008), pp.3412-3418, 15-19 June, 2008.

- [4.38] Bellur, D. M.; Kazimierczuk, M. K.: “DC-DC Converters for Electric Vehicle Applications”, Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing Expo, pp.286-293, 22-24 October 2007.
- [4.39] Han, S.; Divan, D.; “Bi-directional DC/DC Converters for Plug-In Hybrid Electric Vehicle (PHEV) Applications”, 23.rd IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 784–789, February 2008.
- [4.40] Kuperman, A.; Aharon, I.: “Battery–Ultracapacitor Hybrids for Pulsed Current Loads: A Review”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 981-992, 2011.
- [4.41] Lukic, S. M.; Jian, C.; Bansal, R. C.; Rodriguez, F.; Emadi, A.: “Energy Storage Systems for Automotive Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 2258-2267, 2008.
- [4.42] Rufer, A.; Hotellier, D.; Barrade, P., “A Supercapacitor-Based Energy Storage Substation for Voltage Compensation in Weak Transportation Networks”, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 19, no. 2, pp. 629- 636, April 2004.
- [4.43] Onar, O.; Khaligh, A.: “Dynamic Modeling and Control of a Cascaded Active Battery/Ultra-Capacitor Based Vehicular Power System”, IEEE Vehicle Power Propulsion Conference, pp. 1–4, September 2008.
- [4.44] Vazquez, S.; Lukic, S. M.; Galvan, E.; Franquelo, L. G.; Carrasco, J. M.: “Energy Storage Systems for Transport and Grid Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, pp. 3881-3895, 2010.
- [4.45] Solero, L.; Lidozzi, A.; Pomilio, J. A.: “Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles”, IEEE Transaction on Power Electronics., vol. 20, no. 5, pp. 1007–1016, September 2005.
- [4.46] Li, Z.; Onar, O.; Khaligh, A.; Schaltz, E.: “Design and Control of A Multiple Input DC/DC Converter for Battery/Ultra-Capacitor Based Electric Vehicle Power System”, 24.th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pp. 591–596, February 2009.
- [4.47] Dobbs, B. G.; Chapman, P. L.: “A Multiple-Input DC–DC Converter Topology”, IEEE Power Electronics Letter, vol. 1, no. 1, pp. 6–9, March 2003.

5 A GESTÃO OPTIMIZADA DE ENERGIA E DE POTÊNCIA

O principal objectivo deste capítulo é apresentar uma abordagem consistente para a gestão optimizada de energia e de potência de um veículo eléctrico alimentado por múltiplas fontes de energia. A solução deste problema baseia-se essencialmente na resposta em tempo real do sistema de alimentação a todas as solicitações de potência e simultaneamente controlar os consumos energéticos para, por um lado, aumentar a autonomia do veículo e, por outro, prolongar a vida útil das fontes de energia. Este capítulo começa com uma revisão ao estado da arte, identificando as abordagens até agora utilizadas e posicionando o presente trabalho. Seguidamente, destacam-se algumas técnicas mais clássicas, como a desagregação da frequência do sinal de potência e a do seguidor de potência, sendo esta última baseada na eficiência energética do sistema de armazenamento. Os resultados obtidos por estas técnicas servirão para uma primeira validação da proposta de sistema global de gestão aqui apresentado. Assim, neste capítulo, define-se e introduz-se uma arquitectura de gestão consentânea com o problema de gestão de energia em veículos eléctricos. A arquitectura proposta baseia-se numa estrutura hierárquica de três níveis que interagem com o sistema a controlar: planeamento estratégico, planeamento da acção e execução. Esta metodologia permite uma abordagem modular e sistemática do problema, permitindo uma separação em níveis hierárquicos, identificando-se mais facilmente a melhor forma de implementar cada nível de planeamento. As técnicas usadas na concretização do sistema global de gestão são apresentadas e discutidas. Os resultados obtidos, por simulação, revelam-se promissores e perspectivam uma implementação em tempo real eficaz.

5.1 INTRODUÇÃO

A implementação de um sistema de alimentação com recurso a múltiplas fontes de energia, implica o desenvolvimento de um sistema de gestão de energia que optimize os trânsitos de potência entre as fontes e o(s) actuador(es). Essa gestão deverá ser feita no pressuposto de maximizar a autonomia do veículo e a vida útil das fontes embarcadas, garantindo uma ampla utilização da capacidade instalada no veículo, e recorrendo a uma ou a outra fonte, ou mesmo a duas em simultâneo, em função das características do percurso a realizar e das fontes utilizadas. Assim, é fundamental que uma gestão eficiente dos fluxos de energia, em veículos eléctricos com múltiplas fontes, tenha um sistema de controlo associado, capaz de responder instantaneamente a picos de potência aquando da aceleração ou desaceleração do veículo (por exemplo, circuitos urbanos ou ultrapassagens rápidas), sem perda da capacidade de condução [5.1]. Portanto, com o aumento da complexidade do sistema de energia eléctrica embarcado neste tipo de veículos, serão necessárias estratégias de gestão e de controlo mais evoluídas, no sentido de se extrair o máximo benefício de um sistema de alimentação com múltiplas fontes [5.2].

O conceito de gestão de energia e de potência é principalmente baseado nas operações de armazenamento e fornecimento de potência de cada fonte, para instantaneamente fazer coincidir a potência fornecida com a solicitada pelo veículo ou a gerada pelo sistema de tracção com a armazenada. Estas tarefas não devem implicar mudanças drásticas nas potências fornecidas e absorvidas pela fonte principal do sistema, que tipicamente tem elevada energia específica mas sem grandes capacidades de potência. A utilização eficiente de fontes de energia com diferentes características é particularmente benéfica quando se alimentam cargas com grandes variações entre o valor máximo e o valor médio de potência solicitada pelo veículo.

A estratégia de agrupar diferentes fontes leva à redução da potência instalada da fonte principal e conseqüentemente o respectivo custo. Portanto, o conceito de gestão de energia e de potência está subjacente ao conceito de hibridização. De referir que o conceito de hibridização é particularmente importante no caso de veículos eléctricos urbanos, com variação de velocidade muito frequente e onde a travagem regenerativa pode desempenhar um papel relevante [5.1] [5.3] [5.4]. Mas para ser possível uma utilização harmoniosa e eficiente de um sistema composto por fontes com características diversas, será necessário um sistema de gestão de energia que consiga controlar os fluxos de potência, de preferência em tempo real, e adaptar-se às solicitações específicas de potência dentro dos requisitos iniciais do sistema.

Sobre essa matéria existem soluções propostas na literatura, baseadas essencialmente em formas muito específicas que visam particularmente melhorar a eficiência global do veículo e reduzir a poluição (no caso dos veículos híbridos). De uma maneira geral, de acordo com [5.5], as abordagens típicas a esta problemática podem ser classificadas em quatro categorias: i) métodos baseados em regras resultantes da experiência; ii) métodos de optimização matemática, com índice de desempenho completo ou função objectivo; iii) programação dinâmica, e iv) técnicas de controlo inteligente.

No entanto, outros autores [5.6] [5.7] [5.8] [5.9] [5.10] têm estudado e classificado as diferentes abordagens a este problema, agrupando-as em formas diferentes e introduzindo algumas variantes, deixando, contudo, questões em aberto, como quais das abordagens devem ser aplicadas de acordo com o tipo de veículo, controlo do sistema e combinação de fontes de energia a utilizar. Por exemplo, na referência [5.9] é apresentado o desenvolvimento de um controlador de lógica difusa para gestão de energia, cuja parametrização é feita através de um algoritmo de optimização por enxame de partículas (*PSO*).

Alguns trabalhos focados em métodos de gestão de energia para ambientes conhecidos (como por exemplo, circuitos urbanos de autocarros) são estudados e apresentados em [5.1] [5.11] [5.12] [5.13] [5.14] [5.15]. Nomeadamente, nas referências [5.1] e [5.12] foi apresentada e validada experimentalmente uma estratégia de controlo para gestão de energia baseada na desagregação do sinal da potência solicitada, em altas e baixas frequências, e em simultâneo a estabilização da tensão do barramento DC para ciclos de condução conhecidos. Assim, métodos assentes em informação passada e futura sobre a necessidade de energia para uma determinada viagem podem gerar uma distribuição ideal da potência instantânea e maximizar o estado de carga (SoC) final da fonte principal de energia.

Por outro lado, um aspecto fundamental neste tipo de estratégia é manterem-se as condições de viagem previamente definidas e as suas necessidades energéticas. No entanto, alterações nas condições de tráfego e circulação (congestionamento, número de passageiros, números de arranques e paragens, etc.) levam a que a solução previamente escolhida deixe de ser a melhor, embora para pequenas alterações se aproxime dela. Portanto, mesmo para problemas deste tipo, devido a esta desvantagem, métodos com capacidade de decisão em tempo real são necessários para implementação em aplicações práticas. Nesse sentido, a utilização de estratégias baseadas em optimização, com desconhecimento total de requisitos futuros de potência, não garantem soluções óptimas, mas poderão apresentar-se como muito boas, embora sub-óptimas, que globalmente se transformam numa excelente solução final, e sobretudo, do ponto de vista prático,

implementável em sistemas reais, como é o caso da referência [5.16]. Neste sentido, alguns autores [5.17] [5.18] [5.19] [5.20], tendem a concentrar-se mais em métodos implementáveis em sistemas embarcados, permitindo obter decisões em tempo real para uma alimentação baseada em vários sistemas de armazenamento de energia. Estas soluções exigem sistemas específicos de electrónica de potência e respectivos controladores para implementação de uma gestão optimizada dos trânsitos de potência, como se pode ver em [5.21]. Por exemplo, na referência [5.19] são apresentadas estratégias de gestão baseadas num mapa de eficiência das fontes, o que implica um estudo dedicado a cada tipo e uma adaptação constante das estratégias às suas alterações intrínsecas (degradação), devido ao respectivo envelhecimento. Outros autores, em [5.20], numa tentativa de melhorar a simples estratégia de filtragem do sinal de potência e de desenvolver a capacidade de tomar decisões em tempo real, apresentam um trabalho recorrendo à utilização da transformada *wavelet* e lógica difusa.

Mais recentemente, alguns autores [5.22] [5.23] [5.24] [5.25] [5.26] [5.27], dedicaram-se a estudar a gestão de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos, focando-se essencialmente em sistemas de controlo em tempo real e metodologias baseadas em técnicas de optimização. Na tentativa de definirem estratégias de gestão de energia embarcáveis em sistemas de controlo autónomos, de forma a implementar uma gestão dos trânsitos de energia durante o funcionamento de um veículo, os autores das referências [5.24] [5.25] [5.26], investigam e utilizam técnicas baseadas em programação dinâmica, onde são consideradas as influências estocásticas do tráfego e o comportamento dos condutores. No entanto, as referidas investigações começam com um dimensionamento do sistema de armazenamento realizado através de um estudo paramétrico com recurso a programação dinâmica determinística. É apresentada em [5.27] uma estratégia óptima de gestão da potência *on-line*, utilizando *learning machine* e lógica difusa, onde se minimizam as perdas nas fontes utilizadas. Em [5.28] estudaram e implementaram um método optimizado de controlo adaptativo para a gestão de energia de um sistema híbrido, formulando os requisitos de gestão, como sendo um problema de controlo óptimo limitado, e subsequentemente, transformando-o num problema não delimitado baseado no método de penalidade.

De uma forma mais global, o problema da gestão de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos é referido actualmente na literatura através de duas abordagens distintas ([5.32] [5.33] [5.38]):

- Estratégias de controlo baseadas em regras, que dependem do modo de operação do veículo;

- Estratégias baseadas em técnicas de optimiza o.

Na Figura 5.1 apresentam-se os métodos e técnicas e respectivas subáreas que caracterizam o problema da gestão de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos, conforme apresenta o autor da referência [5.33].

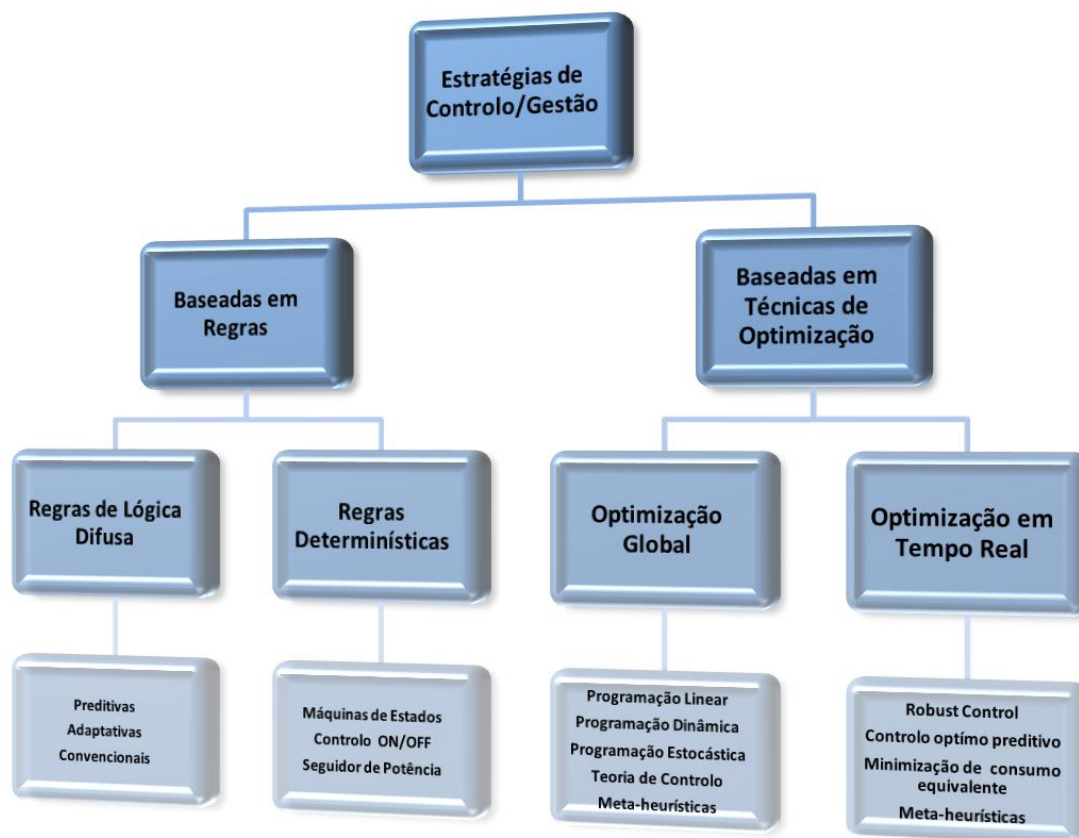


Figura 5.1. Classifica o das estratégias de controlo e/ou gestão para veículos com múltiplas fontes (adaptado de [5.33]).

De uma forma simples, a abordagem baseada em regras é subdividida em métodos de lógica difusa e métodos determinísticos. Estes últimos não garantem a optimiza o da eficiência do sistema em causa, por não interiorizarem o elevado nível de complexidade dos subsistemas. Este facto leva-nos a uma utiliza o mais pronunciada de sistema de gestão baseados em lógica difusa, pois o modelo tem de permitir uma correcta análise dos fluxos de energia entre os vários subsistemas e simultaneamente produzir leis de controlo (regras), que levem a um elevado grau de operacionalidade do sistema global. A sua facilidade de implementa o em sistemas de tempo real leva-os a ser predominantemente escolhidos. As referidas regras podem ser determinadas e amadurecidas com base na intui o humana e/ou inteligência (*learning machines methods*), em heurísticas ou modelos matemáticos.

A abordagem assente em estratégias de optimização subdivide-se em métodos de optimização global e optimização em tempo real (Figura 5.1). Tipicamente, os primeiros são essencialmente usados em trabalhos de simulação (envolvendo grande esforço de computação), cuja principal utilidade se centra na avaliação do desempenho de algoritmos de gestão de energia. Estes métodos produzem soluções óptimas globais quando são conhecidos os ciclos de condução (sistema não causal) e, especialmente, os seus requisitos em termos de energia e de potência. A garantia de se obter uma solução óptima global somente se verifica nesse pressuposto. No entanto, os métodos de optimização em tempo real, aos quais se referem alguns trabalhos, permitem o reajuste automático dos objectivos principais durante a sua utilização. Assim, na adaptabilidade de problemas de optimização à gestão de energia de múltiplas fontes em veículos eléctricos, as restrições são basicamente impostas pelos limites físicos dos dispositivos de armazenamento (baterias e supercondensadores) e a monitorização contínua dos níveis de SoC [5.34].

Portanto, na procura de metodologias de gestão que produzam soluções óptimas globais ou, na sua impossibilidade, que se aproximem do óptimo, verifica-se alguma tendência para a fusão de métodos determinísticos com métodos estocásticos ou, de uma forma mais prática, métodos baseados em regras associados à aplicação de algoritmos de optimização mais evoluídos.

5.2 ESTRATÉGIAS DE GESTÃO BASEADAS EM REGRAS

A principal vantagem de se utilizarem abordagens de gestão de energia de veículos eléctricos com múltiplas fontes baseadas em regras é a sua eficácia quando aplicadas em sistemas de supervisão de controlo em tempo real. As regras são essencialmente obtidas com base na intuição, experiência humana, e até mesmo em alguns modelos matemáticos ou heurísticas, e podem ser suportadas por um conhecimento antecipado do ciclo de condução.

No sentido de exemplificar a utilização de métodos de gestão exclusivamente baseados em regras, são apresentadas duas abordagens distintas. Uma primeira com conhecimento prévio do ciclo de condução e respectivas solicitações energéticas e uma segunda onde se desconhece previamente o ciclo de condução. A primeira abordagem é designada por método da desagregação da frequência do sinal da potência e a segunda por método baseado na eficiência das fontes de energia.

5.2.1 MÉTODO DA DESAGREGAÇÃO DA FREQUÊNCIA

A estratégia de gestão com base numa abordagem de desagregação da frequência do sinal da potência instantânea visa distribuir a responsabilidade do fornecimento de energia do veículo pelas suas fontes, de tal forma que cada fonte será utilizada e classificada no domínio da frequência em função das suas principais características. Tomando como exemplo uma hibridização de fontes baseada em baterias e supercondensadores, as baterias terão a responsabilidade de assegurar a componente de baixa frequência do sinal de potência e aos supercondensadores imputa-se o fornecimento das componentes de alta frequência. Na prática, o fornecimento de energia ao veículo divide-se num fornecimento contínuo de potência assegurado pelas baterias e as oscilações serão afectas aos supercondensadores. Esse conceito é apresentado na Figura 5.2.

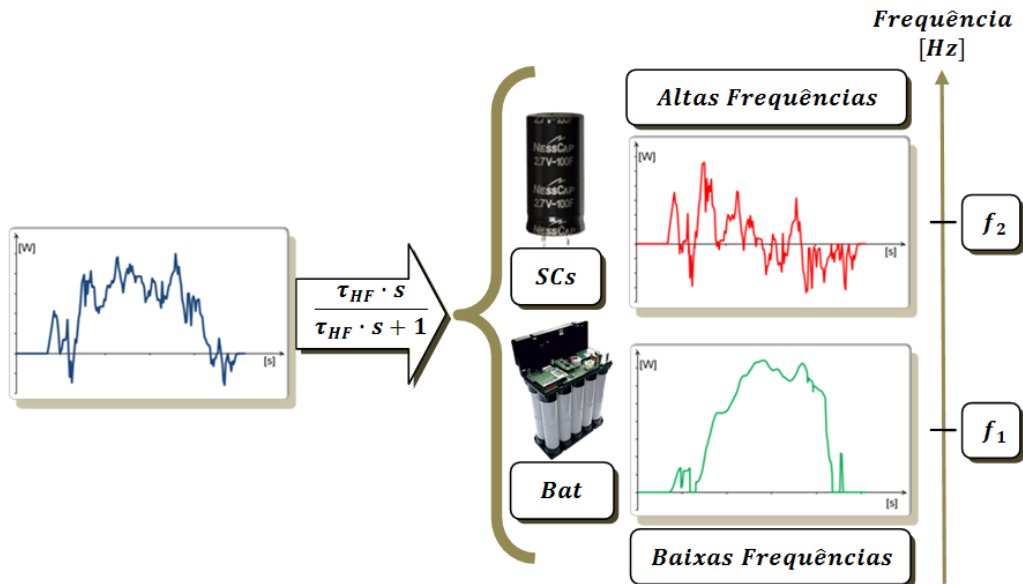


Figura 5.2. Desagregação da frequência do sinal de potência.

A desagregação da frequência do sinal de potência requerida às fontes embarcadas no veículo é previamente obtida, conhecendo o modelo do veículo e o(s) ciclo(s) de condução a realizar. Assim, a potência requisitada a cada fonte é obtida usando uma distribuição de potência resultando da aplicação de um filtro passa-alto definido pela equação (5.1) para os supercondensadores e pela equação (5.2) para as baterias,

$$P_{SC} = \frac{\tau_{HF} \cdot s}{\tau_{HF} \cdot s + 1} \cdot P_{dem} \quad (5.1)$$

$$P_{bat} = P_{dem} - P_{SC} \quad (5.2)$$

onde s é o operador de Laplace, τ_{HF} é a constante de tempo do filtro e P_{dem} a potência solicitada pelo veículo. Esta estratégia de gestão da potência, com base na filtragem das componentes do sinal de potência, foi amplamente apresentada e discutida na literatura [5.1][5.8][5.12]. Este método é essencialmente focado numa utilização intensiva dos supercondensadores para satisfazer o conteúdo de alta frequência da potência P_{dem} , enquanto que a potência média é fornecida pelas baterias.

No entanto, analisando os ciclos normalizados de condução, conclui-se que a sua distribuição espectral, representada na Figura 5.3, mostra claramente a dificuldade em escolher correctamente uma frequência de corte comum para todos os ciclos em estudo. A Figura 5.3 apresenta um conteúdo espectral diferenciado em função do tipo de ciclo considerado, com uma componente contínua mais elevada para os ciclos que caracterizam uma circulação em estrada (ARTEMIS ROAD ou FTP HIGHWAY) e maiores variações de alta frequência nos ciclos mais urbanos (EUDC, US NYCC ou ARTEMIS URBAN).

A principal dificuldade desta técnica prende-se com a escolha da frequência de corte do filtro aplicado, sendo, portanto, necessário um conhecimento prévio da potência necessária para realizar o ciclo de condução. Como se verifica na Figura 5.3, a representação espectral dos sinais da potência não apresenta um padrão uniforme que leve a um valor único na sintonia do respectivo filtro. Assim, conclui-se que cada ciclo terá um valor específico adequado para a sintonia do filtro passa-alto. De referir que, na utilização deste método, é fundamental ter-se um dimensionamento muito preciso das fontes de alimentação, iniciarem-se sempre os ciclos com as fontes completamente carregadas e não existir qualquer alteração no perfil de potência, para se ter a garantia de uma conclusão efectiva da viagem pretendida.

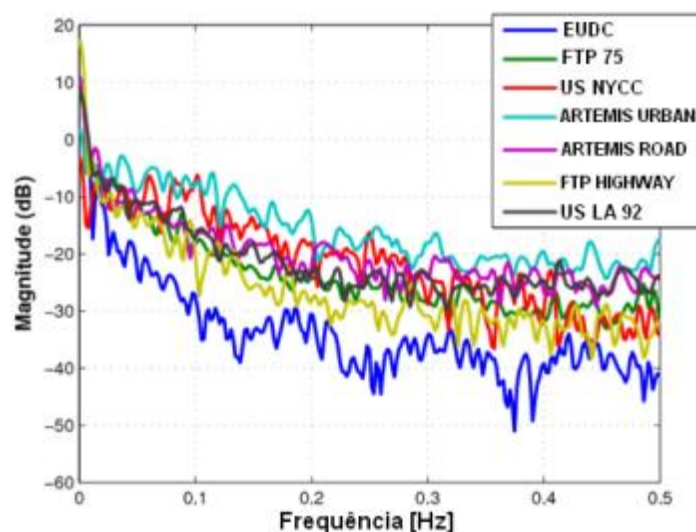


Figura 5.3. Desagregação da frequência do sinal de potência para diversos ciclos de condução normalizados [5.35].

Na Figura 5.4 apresentam-se exemplos de aplicação desta técnica para diversos ciclos de condução, tendo-se verificado a necessidade de uma sintonização diferenciada do filtro passa-alto no sentido de se obterem melhores resultados em função do ciclo em análise. Os resultados demonstram a impossibilidade, com a utilização exclusiva deste método, de um mesmo veículo se adaptar aos ciclos propostos sem sobredimensionar a fonte principal (baterias).

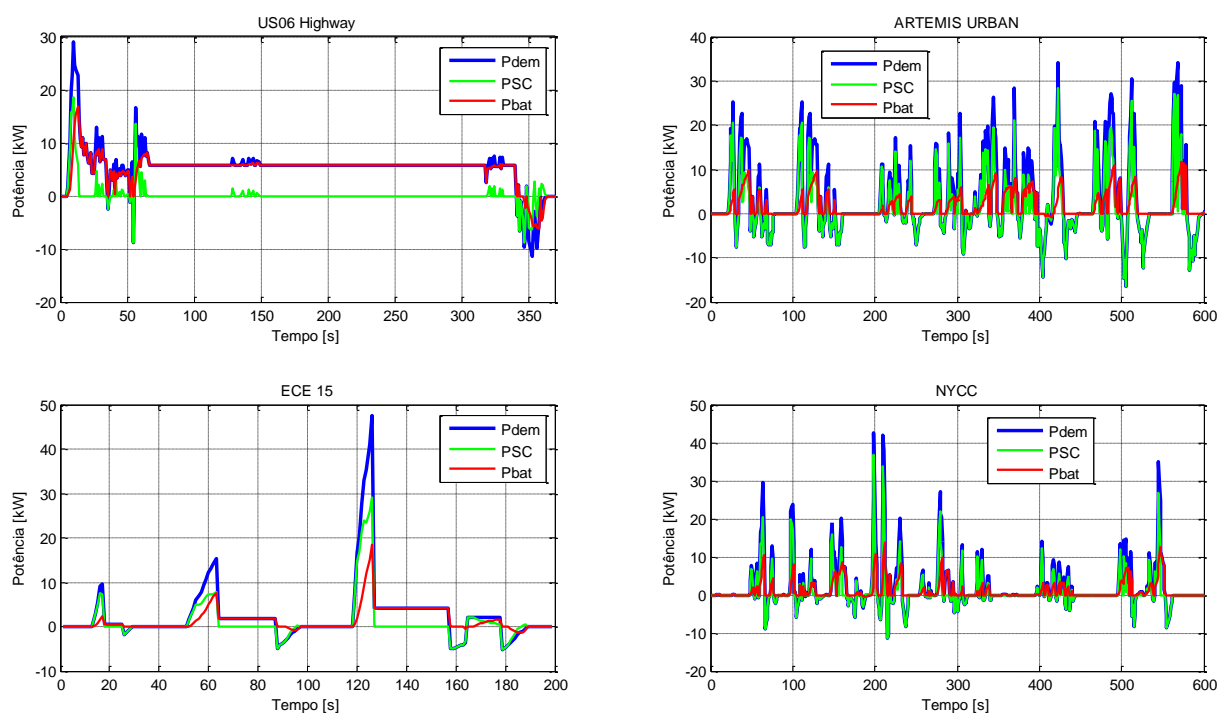


Figura 5.4. Exemplos de desagregação da frequência do sinal da potência para diversos ciclos de condução: US06 Highway ($\tau_{HF} = 5$ s); ARTEMIS URBAN (meio ciclo; $\tau_{HF} = 16$ s); ECE 15 ($\tau_{HF} = 8$ s); NYCC ($\tau_{HF} = 16$ s).

Embora este método de gestão de múltiplas fontes de energia não seja o tema principal deste trabalho, representa uma forma simples e prática de comparar outras propostas de sistemas de gestão para veículos eléctricos com múltiplas fontes. Assim, depois de resumidamente se ter apresentado os fundamentos desta técnica, e respectivas vantagens e desvantagens, serão apresentadas, nas secções seguintes, técnicas de gestão implementáveis em tempo real desenvolvidas durante o decurso deste trabalho. Começa-se por apresentar uma estratégia exclusivamente baseada em regras, fazendo uso de mapas de eficiência das fontes utilizadas e prossegue-se com a apresentação de uma arquitectura global, com três níveis de gestão, que permite uma gestão otimizada dos fluxos de energia das fontes consideradas.

5.2.2 MÉTODO BASEADO EM MAPA DE EFICIÊNCIA DAS FONTES DE ENERGIA

Na procura de métodos capazes de gerir os fluxos de potência entre as fontes embarcadas no veículo e o seu sistema de força motriz, sem um conhecimento prévio da potência pedida ao sistema de alimentação, afigura-se como uma possível solução uma gestão baseada no mapa de eficiência do sistema de alimentação. O referido método, embora necessite de um conhecimento prévio do sistema de armazenamento de energia, apresenta-se como sendo de fácil implementação e enquadrável nos métodos de regras determinísticas, e em particular no item seguidor de potência (Figura 5.1). Nesse sentido efectuou-se um estudo relativo à utilização de duas fontes com características diferentes em termos da sua resposta em potência, baterias e supercondensadores, para o protótipo VEIL. Os pressupostos inerentes a essa análise foram apresentados em [5.36] e descrevem-se sucintamente a seguir.

Após a modelização do sistema de alimentação hibridizado para o protótipo VEIL, analisaram-se as trocas de energia entre as fontes e o sistema de força motriz, a fim de procurar a resposta mais eficiente, do ponto de vista energético. Esse estudo visou a obtenção de uma adequada divisão do fornecimento da potência instantânea ao sistema, em função dos requisitos do condutor. Nesse sentido e recorde-se do capítulo anterior que o deslocamento clássico de um veículo assenta em pelo menos quatro fases: paragem, aceleração, velocidade constante (ou cruzeiro) e desaceleração/travagem. Das referidas operações e do conhecimento empírico das fontes elegíveis para veículos eléctricos, atribui-se toda a responsabilidade da execução da fase de deslocamento a velocidade constante à fonte com maior densidade de energia (baterias) e a fase de desaceleração/travagem aos supercondensadores.

Consideram-se agora as duas fases restantes, nomeadamente, a paragem e a aceleração, durante a primeira, e de forma intuitiva, não é necessário efectuar nenhuma operação do ponto de vista energético. Contudo, esta fase assume-se como fundamental na hibridização de fontes, em que uma delas tenha uma reduzida densidade de energia (supercondensadores), gerindo de forma adequada o nível de carga dessa fonte. No entanto, nesta abordagem, e no intuito de simplificar a análise, afecta-se a esta fase a responsabilidade das baterias, quando necessário, carregarem os supercondensadores à sua potência máxima. A segunda fase é a de aceleração do veículo, onde se consideram diversas acelerações, apresentadas na Figura 5.5, sendo estas todas realizadas num tempo de 8 s, mas com diferentes velocidades finais (10, 20, 30, 32, 34, 37, 40 e 50 km/h).

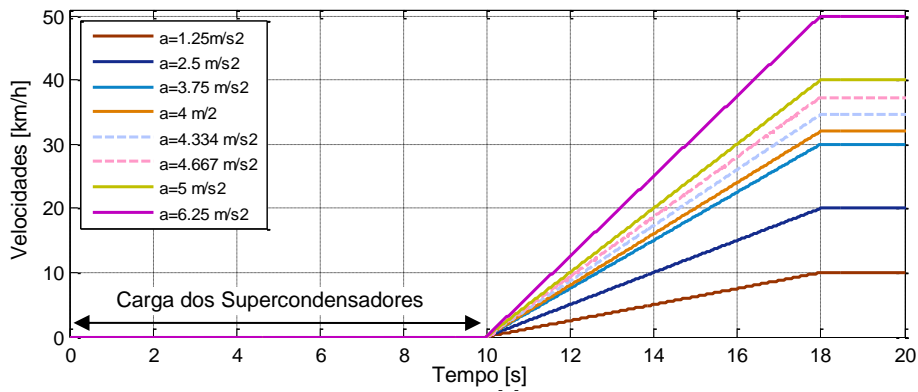


Figura 5.5. Acelerações consideradas na análise energética do sistema com duas fontes.

Para avaliar a resposta da hibridização considerada, comparam-se distribuições diferentes da respectiva contribuição de cada fonte, durante a fase de aceleração. Na Figura 5.6 são apresentadas as sete combinações relativas à contribuição de cada fonte, para se estudar a comparação da eficiência do sistema de alimentação. As situações extremas representam o uso de uma única fonte, como por exemplo, no Caso 1, apenas utilizando os supercondensadores e, no Caso 7, onde somente se d  uso às baterias. O Caso 5 utiliza 50% de energia de cada fonte. Os Casos 2 e 6 são simétricos e dividem o fornecimento de energia numa razão de 25% e 75%, respectivamente. Os Casos 3 e 4 representam uma alimentação de 62% e 68% da potência total por parte das baterias e a restante pelos supercondensadores.

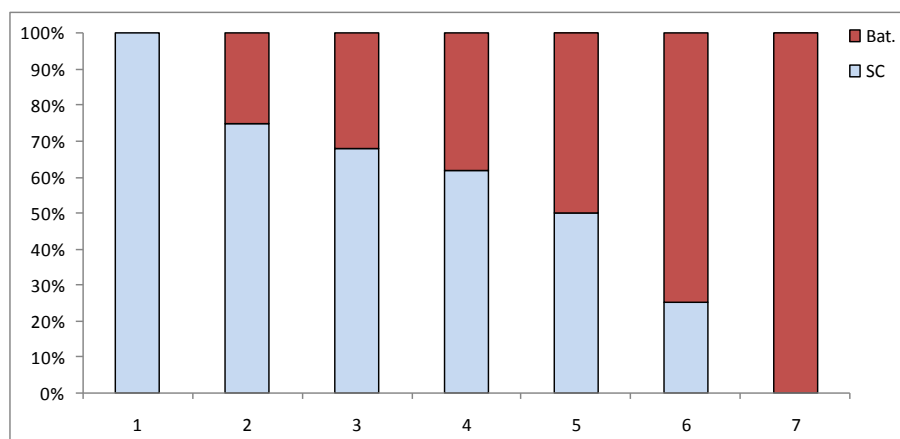


Figura 5.6. Distribuição de energia considerada para cada aceleração estudada.

Partindo do pressuposto que os supercondensadores são poderão ser utilizados se forem previamente carregados, então a análise deverá incluir uma primeira fase de carregamento dos

supercondensadores (Figura 5.5). Esta fase é crucial e deve ser considerada no cálculo da eficiência energética. A equação utilizada para avaliar o desempenho global do sistema híbrido de alimentação é apresentada em (5.3), onde P_{dem} é a potência total instantânea requerida pelo sistema de força motriz, P_{bat} é a potência fornecida pelas baterias e P_{SC} é a potência fornecida pelos supercondensadores.

$$\eta_{W_{Total}} = \frac{\int_0^t P_{dem}(t) \cdot dt}{\int_0^t P_{bat}(t) + P_{SC}(t) \cdot dt} \quad (5.3)$$

O estudo realizado à eficiência energética da hibridização de duas fontes de potência é dividido em dois períodos, um primeiro relativo ao carregamento dos supercondensadores ($t_1 = 10$ s) e um segundo referente à aceleração ($t_2 = 18$ s). Assim, a equação (5.3) dá origem à equação (5.4), que integra a potência instantânea nos respectivos períodos, bem como a potência fornecida pelas duas fontes de energia.

$$\eta_{W_{Total}} = \frac{\int_0^{t_1} P_{dem}(t) \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} P_{dem}(t) \cdot dt}{\int_0^{t_1} P_{bat}(t) + P_{SC}(t) \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} P_{bat}(t) + P_{SC}(t) \cdot dt} \quad (5.4)$$

No estudo em questão, durante o primeiro período o integral de P_{dem} é nulo, porque toda a energia flui das baterias para os supercondensadores. No caso específico em que se alimenta directamente o veículo a partir das baterias, a integração das potências fornecidas e consumidas passa a ter valor diferente de zero apenas na segunda fase.

Aplicando a equação (5.4) para todas as acelerações mostradas na Figura 5.5, com a distribuição de energia por cada fonte indicada na Figura 5.6, obtém-se a eficiência energética global do sistema de alimentação apresentada na Figura 5.7. Assim, a eficiência é função da razão da utilização da fonte de energia principal (baterias) relativamente ao solicitado pela carga, para cada uma das acelerações consideradas para o veículo.

Analisando os resultados apresentados na Figura 5.7, é evidente que, para as acelerações onde a potência solicitada não exceda a potência máxima das baterias, esta é fornecida apenas pelas baterias. Nesses casos, não existe necessidade de carregar previamente os supercondensadores e minimizam-se assim as perdas inerentes a essa primeira fase. Portanto, do ponto de vista da eficiência energética, para o caso específico do projecto VEIL, afigura-se que, para acelerações abaixo de 4 m/s^2 , a alimentação feita directamente a partir da fonte principal (baterias) é a mais eficiente.

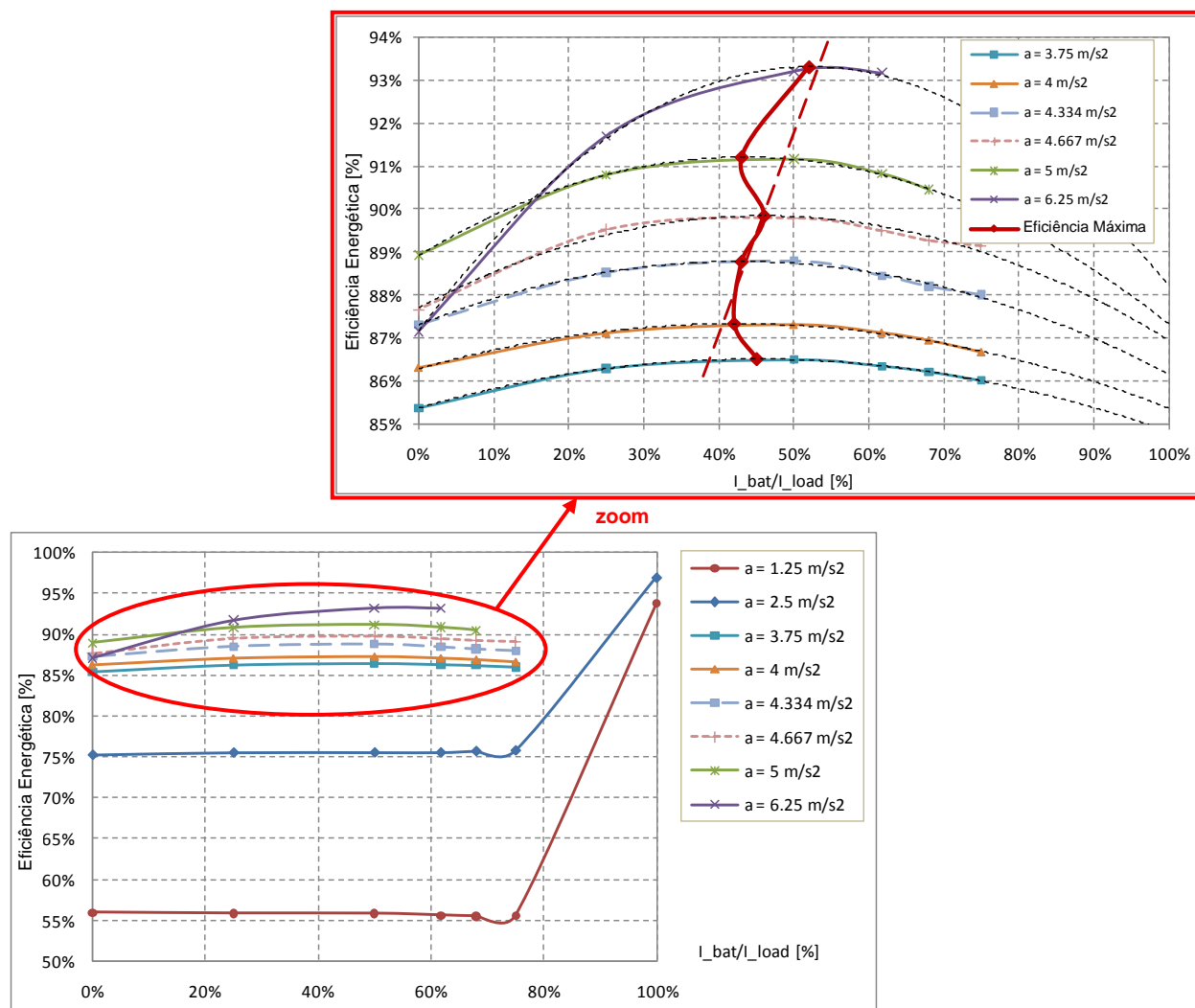


Figura 5.7. Eficiência energética global em função da razão da utilização das baterias para diferentes acelerações, a .

Por outro lado, as acelerações mais exigentes (superiores a 4 m/s²) são podem ser alcançadas com a ajuda da segunda fonte (supercondensadores). Particularizando a análise para as acelerações entre 3,75 m/s² e 6,25 m/s², esta evidencia uma evolução da eficiência energética que pode ser aproximada por polin mios de segunda ordem, como apresentado no zoom da Figura 5.7.

Da abordagem acima apresentada, identificam-se os pontos de eficiência máxima do sistema, para cada aceleração, resultando em valores concretos de eficiência máxima, em função da razão entre a potência da fonte principal e a potência total solicitada às fontes. Na Figura 5.7 também se apresenta a linearização da evolução da eficiência máxima do sistema de alimentação na aceleração, permitindo obter a razão de distribuição do fluxo de potência solicitado às duas

fontes. A linearização proposta (equação (5.5)) é descrita em termos de potência nas baterias (P_{bat}) e da potência total requerida ao sistema de alimentação (P_{dem}).

$$\eta_{W_{max}} = 0.473 \cdot \frac{P_{bat}}{P_{dem}} + 0.681 \quad (5.5)$$

No entanto, o estudo foi baseado no pressuposto das duas fontes terem um valor igual de potência máxima. Essa consideração leva a que a razão das potências das duas fontes se situe muito perto dos 50 %, mais concretamente na gama compreendida entre os 35 % e 55 %. A análise aqui apresentada para uma razão P_{bat}/P_{dem} também é válida para P_{SC}/P_{dem} , sendo que esta última tem mais viabilidade na medida em que os supercondensadores aparecem como um complemento à fonte principal para responder aos picos de potência solicitados ao sistema.

Considerando um rendimento máximo, teórico (impossível de atingir), de 100%, é possível reajustar a equação (5.5) para se obter a potência da fonte a utilizar, (5.6), em função da potência solicitada P_{dem} .

$$\begin{cases} P_j = 0.674 \cdot P_{dem} \\ P_h = P_{dem} - P_j \end{cases}, j, h \in \{bat, SC\} \text{ e } j \neq h \quad (5.6)$$

Juntando agora os pressupostos assumidos para as fases de velocidade constante e desaceleração/travagem obtém-se, para os supercondensadores, a equação (5.7).

$$P_{SC} = \begin{cases} 0,674 \cdot P_{dem}, & \frac{dP_{dem}}{dt} \neq 0 \\ P_{dem}, & \frac{dP_{dem}}{dt} < 0 \\ 0, & \frac{dP_{dem}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

Na Figura 5.8 apresentam-se os resultados para quatro ciclos normalizados de condução com implementação da divisão de potência fornecida ao sistema através da equação (5.7).

Os gráficos (Figura 5.8) obtidos com o método baseado no mapa de eficiência da hibridização de fontes apresentado revelam um rigoroso acompanhamento da potência instantânea solicitada, apresentando maiores oscilações na potência fornecida pelas baterias nos transitórios mais rápidos de potência do que o método da desagregação do sinal da potência. Verificou-se ainda uma diminuição da potência máxima solicitada às baterias em relação ao método da frequência.

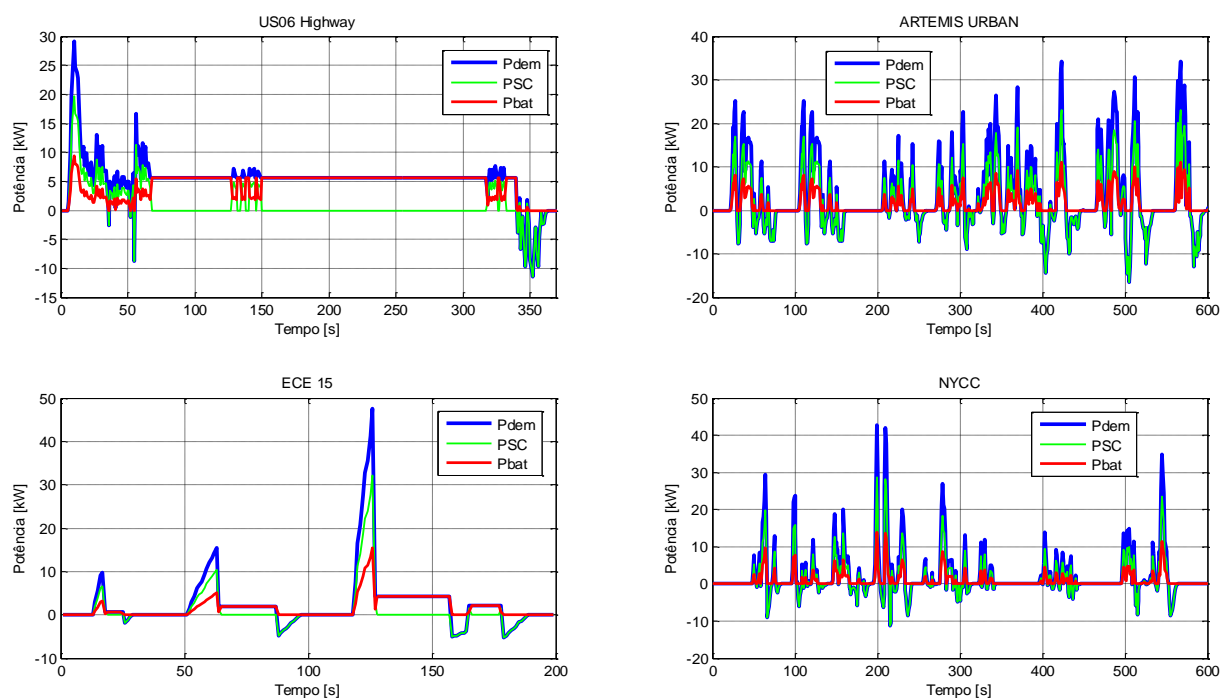


Figura 5.8. Exemplos da distribui o de potência baseada num mapa de eficiência para diversos ciclos de condu o: US06 Highway; ARTEMIS URBAN (meio ciclo); ECE 15; NYCC.

A estratégia baseada em mapas de eficiência da hibridiza o do sistema de alimenta o não pretende ser uma soluço global para o problema da gestão de múltiplas fontes, mas sim um contributo no sentido de se perceber melhor o funcionamento de métodos determinísticos com recurso   técnica do seguidor de potência.

Neste aspecto particular, verificou-se que a estratégia em análise e a da desagrega o da frequência do sinal P_{dem} têm um bom desempenho, mas não possuem capacidade de antecipa o e gestão do nível de carga dos supercondensadores, o que, a longo prazo, levará ao colapso do sistema de gestão no que é o seu objectivo elementar, alcançar o destino em condi es de opera o. Estas questões levam a concluir que este método necessita de algum complemento na interpreta o das diversas fases de condu o, no sentido melhorar o seu desempenho. Para além deste aspecto, permanecem por resolver questões relacionadas com a capacidade de antecipa o e de resposta a perturba es não previstas, fazendo com que esta abordagem perca relativa eficácia frente a outras mais completas, nomeadamente as que se apresentam a seguir.

5.3 ESTRATÉGIAS DE GESTÃO OPTIMIZADA

Como se pode verificar na introdu o deste capítulo, a problemática da gestão de energia e de potência de múltiplas fontes em veículos eléctricos tem vindo a ser estudada, tendo-se

apresentado, ao longo dos últimos anos, soluções baseadas em várias abordagens. Basicamente, o problema centra-se em vários objectivos simultâneos, nomeadamente, a divisão da potência instantânea solicitada pelas várias fontes de energia, uma intervenção controlada do consumo de energia e a evolução do estado de carga das fontes. Desta definição não é evidente a necessidade de se utilizar o termo “gestão” e não o termo “controlo”, contudo, alguns argumentos podem ser apresentados. O facto de se adoptar o termo “gestão” permite novas abordagens na tentativa de solucionar o problema, através de novas ideias e fundamentos, que poderão emergir de outras áreas do conhecimento podendo-se adaptar a metodologias já existentes. Embora existam diversos modelos, tais como a gestão administrativa, a gestão da informação, a gestão por objectivos e a gestão científica, estes fornecem estruturas funcionais e com resultados provados. Todavia verifica-se, atendendo aos requisitos do problema, que uma metodologia clássica de gestão com uma estrutura hierárquica é a que melhor se adapta, tendo sido utilizada com sucesso no passado por outros investigadores [5.16]. A estruturação hierárquica permite uma classificação dos objectivos inerentes ao problema, podendo a cada nível de gestão serem associadas técnicas de apoio à decisão na tentativa de se obterem soluções óptimas, introduzindo assim o conceito de gestão optimizada de energia e de potência.

Assim, seguidamente apresentam-se os conceitos clássicos da gestão e a sua aplicabilidade à gestão de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos, introduzindo uma arquitectura global baseada na decomposição do problema em dois tipos, um ligado à questão da energia e outro referente à potência. A estrutura modular proposta permite introduzir diferentes níveis de decisão onde se pode ponderar a utilização de técnicas de optimização para pesquisar, em tempo útil, soluções efectivas para este problema.

5.4 CONCEITO DE GESTÃO HIERÁRQUICA ADAPTADO A VEÍCULOS ELÉCTRICOS COM MÚLTIPLAS FONTES

O conceito de gestão baseia-se no uso de todos os recursos disponíveis, no sentido de se obter o resultado desejado de forma eficaz, o que implica uma utilização eficiente e, sobretudo, a coordenação de todos os recursos disponíveis para atingir os objectivos definidos. Assim o conceito de gestão debruça-se sobre toda organização dos processos, do ponto de vista de longo prazo, tendo sempre presente uma perspectiva de acção de curto prazo. Daí ser necessário, num processo global, que o sistema de gestão envolva diferentes níveis que formem uma visão estratégica, definindo objectivos, identificando uma estratégia, que seguidamente seja

implementada e executada. Partindo desta definição, verifica-se a aplicabilidade deste conceito à gestão de energia e de potência de sistemas de alimentação que utilizem múltiplas fontes.

Tipicamente, uma estrutura global de gestão consiste em vários níveis ou camadas com uma demarcação hierárquica bem definida, como se apresenta na Figura 5.9. Na perspectiva de se alcançar um objectivo comum, os diversos agentes ou processos de decisão, utilizados em cada nível, existem para acolher e executar tarefas muito distintas, sobretudo com prazos diferentes, mas sempre numa perspectiva de colaboração.

É do domínio comum que o nível mais alto desta hierarquia é essencialmente responsável por definir orientações que influenciam os objectivos de longo prazo do processo. As directivas elencadas no nível superior de gestão são consequentemente remetidas para o processo de decisão de nível intermédio. No entanto, o objectivo de longo prazo, alcançado através da implementação destas directivas, não necessita de ser aparente ou explicitamente definido nos níveis subsequentes. Contudo, é fundamental que o nível intermédio receba informações suficientes do processo de alto nível, de forma a ser tomada uma decisão que vá ao encontro dos seus objectivos particulares, respeitando as directrizes do nível de orientação superior. Da mesma forma, o nível hierárquico superior de gestão também não necessita de informações detalhadas sobre os objectivos particulares do nível intermédio e como são alcançados, para definir as suas orientações de longo prazo.

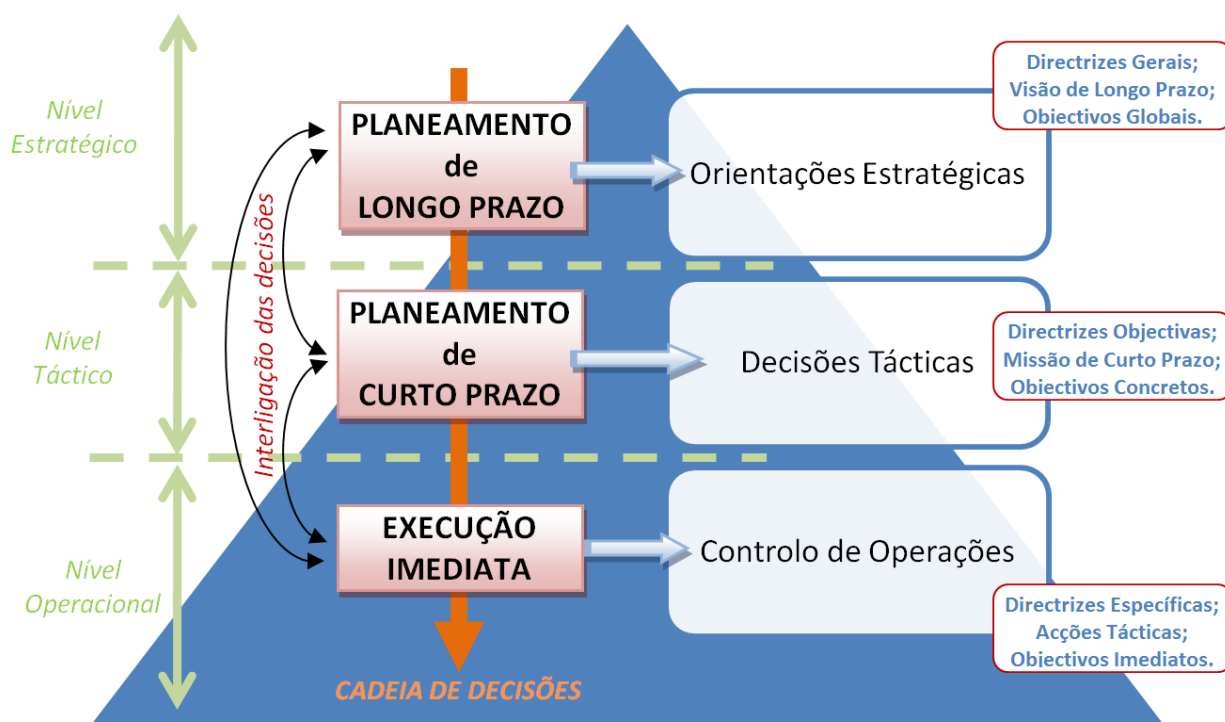


Figura 5.9. Modelo clássico de gestão hierárquica (adaptado de [5.37]).

De acordo com as directivas e as restrições impostas pela gestão de nível superior, o nível intermédio deve tomar decisões quase continuamente com repercussões operacionais, com base em políticas de gestão pré-estabelecidas, sendo mais interventivo, o que leva a uma periodicidade mais curta na tomada de decisão quando comparado com a gestão de nível superior. Assim, de uma forma periódica, o nível superior de decisão pode reequacionar a sua estratégia actual e respectivas metas de longo prazo e, conseqüentemente, alterar as suas directrizes, que são comunicadas ao nível intermédio para que este tome as suas decisões. A taxa de actualização dessas decisões é maior do que a taxa de alteração das directrizes de alto nível (Figura 5.10).

Na hierarquia clássica de gestão são definidas, como gestão de baixo nível, as tarefas que levam a cabo a execução de orientações muito específicas de um sistema global. Esta gestão toma decisões rápidas e locais que influenciam directamente o processo, utilizando como limite as decisões ditadas pelo nível intermédio de gestão. A frequência temporal de actuação no nível operacional (nível de gestão mais baixo) é muito superior às frequências de renovação das decisões dos níveis superiores.

A estrutura de gestão hierárquica permite que sejam claramente definidos, para um determinado sistema ou processo, os diversos níveis de decisão, os objectivos globais, concretos e imediatos, a frequência das tomadas de decisões (longo e curto prazo, e imediato) e as formas de interacção entre os diversos níveis. A organização modular potencia a execução fácil e expedita de alterações em cada módulo de forma independente, sem a necessidade de reestruturar todo o processo de gestão. Cada módulo tem a cargo um objectivo concreto bem definido, sendo o único responsável pelas decisões por si tomadas e do envio dessas decisões/orientações para o módulo a jusante na cadeia de decisões. A forma modular típica da aplicação de uma gestão hierarquicamente organizada é ilustrada na Figura 5.9 [5.37].

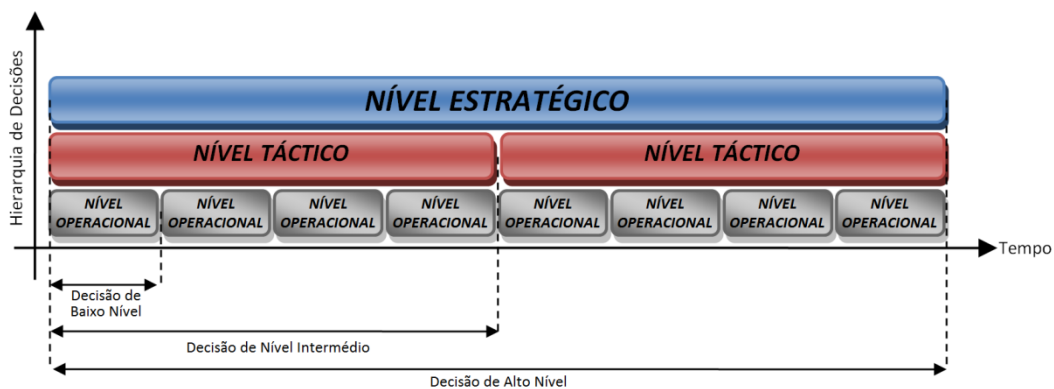


Figura 5.10. Organização temporal das tomadas de decisões de um sistema de gestão hierárquica.

O conceito de uma estrutura de gestão hierárquica proporciona uma divulgação sistemática e simultaneamente uma avaliação do processo a gerir. As orientações, decisões e execuções, atendendo ao seu carácter diferenciado, terão forçosamente cadências de decisão diferentes, em que cada um dos níveis tomará as suas próprias decisões, sendo que deverão ser sincronizadas no tempo, para não existir descoordenação entre os diversos módulos.

Assim, o nível superior, responsável por ditar a estratégia de longo prazo, terá uma taxa de refrescamento dos seus objectivos mais lenta do que o nível de decisão intermédia, que deverá decidir várias vezes durante um mesmo ciclo do módulo superior. O baixo nível tem a responsabilidade de produzir reacções num muito curto espaço de tempo e praticamente ter resposta instantânea a qualquer alteração no comportamento do processo, dentro das directrizes dos módulos decisores situados hierarquicamente acima. Portanto, o processo global de gestão é subdividido em três módulos, com responsabilidades diferenciadas, e essencialmente com tempos diferentes de reavaliação das suas decisões [5.37]. O conceito de cadência diferenciada, com base na responsabilidade de cada módulo decisor é ilustrado na Figura 5.10. Como se verifica nessa figura, várias execuções do módulo operacional ocorrem antes do módulo táctico tomar uma nova decisão e, por conseguinte, várias decisões desse mesmo nível ocorrem antes de existir uma nova ponderação às orientações produzidas pelo módulo estratégico.

De salientar que, na aplicação da gestão hierárquica às organizações, não é premente existirem espaços temporais rígidos de decisão. No entanto, e na perspectiva da aplicabilidade deste conceito ao problema particular da gestão de múltiplas fontes de energia, é de todo interesse traduzir o conceito clássico de gestão hierárquica para uma metodologia de gestão modular onde as decisões serão tomadas de forma discreta e determinística.

Como ficou demonstrado, a metodologia de gestão hierárquica modular apresenta vários conceitos que podem ser adaptados para modelizar e projectar sistemas de gestão de energia em geral e, em particular, a gestão de múltiplas fontes. O modelo apresentado demonstra claramente que um processo global de gestão, com vários objectivos simultâneos (longo, médio e curto prazo), pode ser dividido em vários processos de menor amplitude, em que cada um tenha uma ou várias tarefas bem definíveis. Releva ainda o facto de se distinguirem perfeitamente as interligações naturais entre os diversos módulos de gestão, com escalas temporais diferentes. Esta estrutura é de particular interesse para a sua aplicabilidade ao problema de gestão de energia de múltiplas fontes em veículos eléctricos, sendo que esta questão não pode ser dissociada de uma correcta gestão da potência. A estreita relação entre a potência (P) e a energia (W) deve-se ao

facto de serem parâmetros cuja relação entre os dois depender de um único, o tempo (t). A relação entre as duas grandezas caracteriza-se pelas expressões apresentadas em (5.8).

$$P = \frac{dW}{dt} \Leftrightarrow W = \int P dt \quad (5.8)$$

Das expressões acima referidas, retira-se que a energia é simplesmente a contabilização da potência acumulada ao longo de um período de tempo. Portanto, de uma forma directa, pode-se associar ao objectivo de gestão da energia o módulo de gestão hierarquicamente mais elevado, onde se privilegia o planeamento de longo prazo, e ao objectivo de gestão de potência um módulo de nível inferior ao anterior, por ser necessária a obtenção de decisões com maior frequência temporal.

Após a exposição do conceito de gestão hierárquica e a sua adaptabilidade aos problemas de gestão de energia e potência, na secção seguinte descreve-se a aplicação de um modelo de gestão hierárquica à gestão de energia e de potência de um veículo eléctrico com múltiplas fontes de energia.

5.5 FORMULAÇÃO DO PROBLEMA GLOBAL DE GESTÃO

A formulação do problema de gestão de energia em veículos eléctricos com múltiplas fontes, de redobrada importância em circuitos urbanos, baseia-se fundamentalmente em três objectivos indispensáveis a um correcto funcionamento, maximizando sobretudo a utilização da fonte que melhor se adapta às necessidades energéticas do sistema de tracção, em resposta aos requisitos do condutor e do percurso. Os objectivos elencados para este problema são: o Planeamento de Longo-Prazo (gestão de energia), responsável pela definição de uma estratégia de gestão global para produzir um conjunto de directrizes a considerar nas decisões dos níveis inferiores de gestão; o Planeamento de Curto-Prazo (gestão de potência), cuja principal função é definir um plano de acção que levará o nível seguinte a produzir os sinais de referência para controlar e realizar as tarefas de execução; e, finalmente, a Execução Imediata (controlo de operações), com responsabilidade de produzir sinais de controlo para os conversores de electrónica de potência, no sentido de concretizar as orientações e directrizes dos dois níveis hierarquicamente superiores. Assim, usando uma abordagem *top-down*, o primeiro objectivo define uma estratégia global e por conseguinte define as directrizes e restrições que limitam o espaço de decisão do segundo nível

de gestão, que em conjunto ditam regras para produzir os sinais que irão controlar os conversores DC/DC (baixo nível de gestão), conforme o esquema apresentado na Figura 5.11.

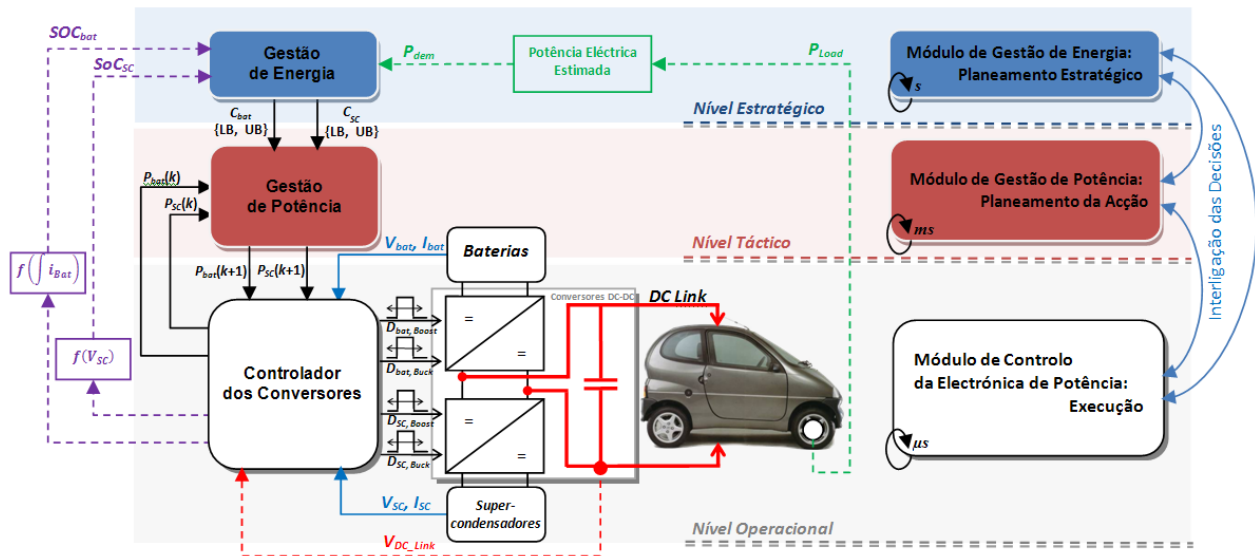


Figura 5.11. Esquema da arquitectura de um sistema de gestão hierárquica para um veículo eléctrico com dupla fonte.

5.5.1 PLANEAMENTO ESTRATÉGICO - GESTÃO DA ENERGIA

Como acontece actualmente nos veículos eléctricos com uma única fonte, a sua evolução para sistemas com múltiplas fontes terá nas baterias a sua principal fonte de energia e, portanto, o objectivo fundamental do sistema global de gestão deve assentar na maximização do estado de carga das baterias no final de cada percurso, tendo em mente a suavização dos picos da corrente fornecida. Isto levará a uma utilização repetitiva de uma segunda fonte (e.g. supercondensadores) para responder aos picos de potência durante as fases de tracção e armazenar a máxima quantidade de energia durante as fases de desaceleração e de travagem do veículo. Estas questões levam a que, em cada instante, o nível do estado de carga dos supercondensadores esteja num valor que possibilite, por um lado, o auxílio das baterias no modo de tracção, e por outro lado, o armazenamento da maior parte da energia produzida pelo motor durante a travagem do veículo, dentro dos limites especificados na concepção do veículo.

Desta forma, a estratégia de planeamento, cujos principais objectivos foram elencados anteriormente, deve definir um conjunto de orientações estratégicas que origine um nível de

estado de carga adequado dos supercondensadores, no sentido de responderem de forma apropriada a qualquer solicitação (descarga ou carga). Portanto, a equação (5.9) define o problema proposto em qualquer instante t ,

$$P_{dem}(t) = \sum_{j \in \{bat, SC\}} P_j(t), \quad \forall t \quad (5.9)$$

onde $P_{dem}(t)$ representa a potência solicitada pelo sistema de tracção às fontes de energia do veículo e $P_j(t)$ a potência de cada fonte, com $j \in \{bat, SC\}$.

A solução óptima da equação (5.9) define, em cada instante, a potência instantânea a fornecer ao sistema a partir de cada fonte. Atendendo à sua especificidade, uma primeira restrição é definida nas expressões apresentadas em (5.10), limitando a potência máxima e a potência mínima de cada uma das fontes consideradas.

$$\begin{cases} P_j^{min}(t) \leq P_j(t) \leq P_j^{max}(t) \\ P_j^{min}(t) \leq 0 \leq P_j^{max}(t) \end{cases}, \quad j \in \{bat, SC\}, \quad \forall t \quad (5.10)$$

No entanto, numa perspectiva de simplificação do problema, considera-se que a potência máxima de carga é igual à potência máxima de descarga, $|P_j^{min}(t)| = |P_j^{max}(t)|$, podendo assim definir-se a potência de cada fonte, $P_j(t)$, em função de uma constante $C_j(t)$ expressando a quantidade de potência a fornecer ou absorver em cada instante relativamente à potência máxima admissível ou disponível em cada fonte, conforme se apresenta em (5.11):

$$P_j(t) = C_j(t) \cdot P_j^{max}(t), \quad j \in \{bat, SC\}, \quad C_j(t) \in [-1, 1], \quad \forall t \quad (5.11)$$

$C_j(t) \in]0, 1]$ indica que a fonte j fornece potência, i.e. descarrega, e $C_j(t) \in [-1, 0[$ indica que a fonte j absorve potência, i.e. recarrega.

Para o caso particular da aplicação do conceito de gestão hierárquica ao problema de veículos eléctricos de múltiplas fontes, o planeamento estratégico é implementado através do ajuste do espaço de possíveis soluções. A alteração do espaço de pesquisa considera as condições do problema no instante em que é avaliado e uma estratégia de longo prazo baseada na maximização da autonomia do veículo sem descaracterizar o seu correcto funcionamento. Assim, o módulo de gestão de longo prazo fornece directrizes sobre os possíveis valores que podem ser tomados pelos $C_j(t)$ no módulo de planeamento da acção, onde será definido a gestão da potência.

5.5.2 PLANEAMENTO DA ACCÇÃO - GESTÃO DA POTÊNCIA

O principal objectivo do módulo de gestão de potência é garantir a alimentação contínua ao sistema de força motriz, com conhecimento total de toda a energia disponível nas fontes do veículo eléctrico. A gestão da potência, do ponto de vista de um planeamento de curto prazo, tem de definir, em tempo real, a divisão da potência a fornecer ou absorver pelas diversas fontes, mediante rígidas directrizes de planeamento estratégico, tipicamente implementado com base nas regras de longo prazo. O planeamento de curto prazo tem como propósito definir um conjunto de decisões, que pretendem induzir um elevado rendimento no consumo de energia total no final de qualquer viagem. Portanto, de forma a alimentar o veículo eléctrico sem interrupção, sem degradação das suas fontes e, sobretudo, com um funcionamento adequado às necessidades do condutor, as decisões do módulo de gestão de potência deverão obedecer às orientações do módulo de gestão de energia de acordo com os requisitos do sistema e solicitações dos condutores.

O módulo de gestão de potência define as referências que permitirão controlar o módulo operacional de execução imediata, fazendo com que o fornecimento dos picos de potência seja transferido para os supercondensadores, não permitindo sobrecargas das fontes nos processos de descarga e de carga, e prevenindo as flutuações de alta frequência na potência fornecida pelas baterias. Os resultados esperados são, fundamentalmente, um ganho de eficiência nas baterias, um maior ciclo de vida e um aumento da autonomia do veículo. Como abordado anteriormente, a circulação de um veículo em espaço aberto tem um comportamento estocástico, sendo necessário que o módulo de gestão de potência seja projectado tendo em conta esse aspecto fundamental. Nesse sentido, efectuou-se a sua implementação recorrendo a técnicas de optimização baseadas em meta-heurísticas, a fim de, a cada instante de decisão, definir de forma optimizada e em tempo real a parcela de potência a solicitar ou a armazenar em cada fonte.

O problema descrito anteriormente procura minimizar, em cada instante, a diferença entre a potência solicitada pelo sistema de tracção e a potência fornecida pelas fontes embarcadas no veículo. No entanto, não é viável obter uma solução óptima para este tipo de problema sem o conhecimento antecipado do ciclo de condução, ou melhor, da potência necessária ao sistema de força motriz para realizar o percurso em causa. Ou seja, a utilização de técnicas de optimização e a necessidade fulcral de gerar decisões em tempo real não são comportáveis na obtenção de uma solução óptima. Por outro lado, ao utilizar uma técnica de optimização no cálculo de uma solução, em cada intervalo de tempo, com base no que é conhecido, pode-se gerar, ao longo do

percurso, um conjunto de soluções quase óptimas, fazendo com que a solução final possa ser muito próxima da solução final óptima, que seria obtida com o conhecimento prévio da potência requerida ao sistema de energia e da variação do nível de carga de cada fonte. Assim, considerando a gestão de potência como sendo uma gestão hierárquica de segundo nível, pode-se definir o problema deste módulo como sendo a minimização entre a potência solicitada ao sistema de alimentação, P_{dem} , e as potências de alimentação, P_j , em cada intervalo de tempo, k , o que corresponde a calcular a equação (5.12).

$$arg \min_{C_j[k], j=\{bat, SC\}} \left| P_{dem}[k] - \sum_{j=\{bat, SC\}} C_j[k] \cdot P_j^{max}[k] \right|, \quad \forall k \in \{1, \dots, N\} \quad (5.12)$$

Conhecendo a função que se pretende minimizar em conjugação com as directrizes do módulo de gestão de longo prazo, o módulo de planeamento da acção é chamado a decidir sobre os valores a dar às variáveis $C_j[k]$, respeitando as restrições impostas pelas características do sistema, no sentido de poderem ser gerados os sinais de referência no módulo responsável por levar a cabo a execução do controlo do trânsito de potências.

5.5.3 CONTROLO DO TRÂNSITO DE POTÊNCIAS – EXECUÇÃO

Na hierarquia de gestão apresentada (Figura 5.11), o último módulo é o que se encontra mais próximo do sistema a controlar, sendo, portanto, responsável por actuar nos sistemas que controlam os trânsitos de potências entre as fontes e o sistema de tracção. Assim, este módulo terá como principal função converter as decisões de gestão de potência em sinais de referência, que posteriormente serão traduzidos em sinais de comando dos conversores DC/DC que foram escolhidos para implementação prática do problema. Pelas suas características e sendo estas mais próximas da teoria de controlo do que da gestão, o desenvolvimento deste módulo será feito no próximo capítulo, bem como por se achar mais adequado ao tipo de exposição aí realizado. Assim, nas secções seguintes apresentam-se apenas a formalização do problema de optimização respeitante ao módulo de gestão de potência e a sua interacção com o de gestão de energia, assumindo que o módulo de execução realiza de forma ideal as directrizes que lhe são transmitidas pelos níveis de gestão anteriores.

5.6 PROBLEMA DE OPTIMIZAÇÃO

Na abordagem anteriormente apresentada para a resolução do problema de gestão de múltiplas fontes em veículos eléctricos, baseada na implementação de uma arquitectura hierárquica, sobressai que este pode ser facilmente transposto num problema de optimização. Assim, este poderá ser resolvido com recurso a algoritmos de optimização, procurando essencialmente responder, em tempo útil, às solicitações energéticas do veículo. No entanto, sabendo que existem múltiplas combinações possíveis das variáveis de decisão ($C_j[k]$), a técnica de optimização escolhida, através do correcto estabelecimento da função objectivo, conduzirá a soluções que resultem num desempenho melhorado do sistema em relação ao principal objectivo, que é o aumento sustentado da autonomia do veículo.

Identificou-se a aplicabilidade de técnicas meta-heurísticas através da análise das características particulares do problema em questão, como visto na secção 5.5.2. No entanto, para melhor percepção desta temática, é útil apresentar alguns conceitos mais genéricos sobre técnicas de optimização.

A referência ao termo técnica de optimização designa um procedimento que permite escolher a melhor solução entre um conjunto de alternativas, baseada na maximização ou minimização de uma função objectivo específica (f_{ob}), que apresenta a solução desejada, ou na impossibilidade de a atingir, que pelo menos se aproxime o mais possível. É comum apresentar a área de optimização como sendo constituída por diversas subáreas, embora, como é facilmente perceptível, existem algumas intersecções entre estas. Segundo a referência [5.39] a optimização pode subdividir-se nas seguintes subáreas:

- **Programação Linear:** a função objectivo é linear, a ser optimizada num conjunto de restrições especificadas com igualdades e/ou desigualdades lineares que limitam os valores admissíveis para as variáveis de decisão;
- **Programação Linear Inteira:** estende os modelos de programação linear considerando que as variáveis de decisão só podem assumir valores inteiros, sendo tradicionalmente usada em problemas mais complexos do que os resolvidos pela programação linear, em particular de natureza combinatória;
- **Programação Estocástica:** técnicas fundamentalmente requeridas quando é necessário o estudo de problemas em que as variáveis de decisão ou parâmetros do modelo dependem de variáveis aleatórias.

As técnicas de optimização baseadas em meta-heurísticas utilizam, em geral, elementos estocásticos para o processo de pesquisa de soluções com tempo de cálculos aceitáveis. As meta-heurísticas surgem como abordagens alternativas na resolução deste tipo de problemas, sendo perfeitamente aplicáveis à problemática da gestão de potência de veículos eléctricos com múltiplas fontes.

As meta-heurísticas coordenam procedimentos de pesquisa local com estratégias de mais alto nível, de modo a realizar uma pesquisa mais robusta no espaço de soluções. Tipicamente, as meta-heurísticas utilizam procedimentos usando o conceito de vizinhança para permitir “fugir” aos mínimos locais. Contudo, estas abordagens visam produzir um resultado satisfatório para um determinado problema com um esforço computacional aceitável, mas não garantem a optimalidade da solução proposta. As soluções obtidas podem ser testadas para averiguar a sua optimalidade e refinadas, por exemplo através de mecanismos de pesquisa local. [5.39] [5.40]

5.6.1 FORMULAÇÃO DA FUNÇÃO OBJECTIVO

Retomando o exemplo do veículo eléctrico com duas fontes (baterias e supercondensadores), anteriormente discutido, e considerando a expressão (5.12) que define o problema de gestão de potência, a sua particularização define um problema de optimização a ser resolvido em tempo real. Dessa expressão resulta a função objectivo que minimiza o módulo da diferença entre a potência requerida ao sistema de alimentação P_{dem} e a potência fornecida pelas duas fontes, no instante k , como é apresentada na equação (5.13):

$$\min_{C_{bat}, C_{SC}} |P_{dem}[k] - [C_{bat}[k] \cdot P_{bat}^{max}[k] + C_{SC}[k] \cdot P_{SC}^{max}[k]|, \quad \forall k \in \{1, \dots, N\} \quad (5.13)$$

sendo P_{bat}^{max} a potência máxima das baterias, P_{SC}^{max} a potência máxima dos supercondensadores. $C_{bat}[k]$ e $C_{SC}[k]$ são os factores que definem as respectivas parcelas de potência a encaminhar, no instante k . A função objectivo (5.13) está sujeita às restrições apresentadas em (5.14), em que LB_j é o limite inferior e UB_j é o limite superior do espaço de pesquisa das variáveis de decisão $C_j[k]$.

$$LB_j[k] \leq C_j[k] \leq UB_j[k], \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \quad \text{a)}$$

$$P_j^{min}[k] \leq P_j[k] \leq P_j^{max}[k], \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \quad \text{b)} \quad (5.14)$$

$$SoC_j^{min} \leq SoC_j[k] \leq SoC_j^{max}, \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \quad \text{c)}$$

Para além destas restrições,   necessário considerar as restrições que relacionam $P_j[k]$, $C_j[k]$ e $SoC_j[k]$, que devem ser verificadas em cada instante de tempo k , dependendo das condições no instante anterior (5.15). Portanto, em cada iteração a potência de cada fonte (P_j) deverá ser actualizada, sendo função da solução calculada (C_j) e da potência máxima de cada fonte (P_j^{max}). A carga e descarga das fontes levam a que o seu estado de carga (SoC_j) varie ao longo do tempo, sendo fundamental actualizar (ou medir) o mesmo em cada iteração, pois o SoC influencia a potência máxima de cada fonte. A tensão em circuito aberto de cada fonte, como visto no Capítulo 3, depende do seu estado de carga o que por sua vez tem implicações na corrente e na potência máxima disponível. Estas grandezas são actualizadas através das equações ((5.15) d) e ((5.15) f)), respectivamente. A carga disponível para a iteração seguinte é calculada pela equação ((5.15) e)), o que permite actualizar o estado de carga e assim permitir a evolução do algoritmo.

$$P_j[k] = C_j[k] \cdot P_j^{max}[k], \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \in \{1, \dots, N\} \quad \text{a)}$$

$$SoC_j[k] = \frac{Q_j[k]}{Q_j^{ref}}, \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \quad \text{b)}$$

$$v_j^{OC}[k] = V_j^{OC_{min}} + \delta_j \cdot SoC_j[k], \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \quad \text{c)}$$

$$I_j[k] = \frac{P_j[k]}{v_j^{OC}[k]}, \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \quad \text{d)}$$

$$Q_j[k + 1] = Q_j[k] - I_j[k] \cdot \frac{\Delta t}{3600}, \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \quad \text{e)}$$

$$P_j^{max}[k + 1] = v_j^{OC}[k] \cdot I_j^{ref}, \quad j = \{bat, SC\} \quad \forall k \quad \text{f)}$$

em que, para a fonte j , $Q_j[k]$ é a carga armazenada no instante k , Q_j^{ref} é a capacidade de carga de referência, $v_j^{OC}[k]$ é a tensão em vazio no instante k , $V_j^{OC.min}$ é a tensão mínima em circuito aberto, δ_j é a queda de tensão máxima em circuito aberto, $I_j[k]$ é a corrente no instante k e I_j^{ref} é a corrente nominal de referência.

Na arquitectura de gestão proposta anteriormente, o módulo de alto nível é responsável por maximizar a autonomia do veículo, dando assim uma utilização adequada às fontes de energia do veículo. Nesse sentido, a primeira restrição ((5.14) a)) do problema pode ser dinamicamente ajustada para permitir que o sistema global de gestão tome decisões que vão ao encontro do objectivo fundamental, maximizar a autonomia sem perda de operação ou qualidade de serviço. Assim, os limites do espaço de pesquisa da solução, LB_j e UB_j , deverão ser definidos pelo nível responsável pela gestão de energia (gestão de longo prazo), em função dos níveis do estado de carga das fontes (SoC_j) e da potência solicitada às fontes (P_{dem}).

No sub-secção seguinte, apresenta-se a forma como dinamicamente o espaço de pesquisa é reduzido ao subespaço onde existem realmente soluções físicas, em função do estado de carga de cada fonte SoC_j e das restrições associadas ao módulo de gestão de energia, que visam um aumento da autonomia do veículo.

5.6.2 RESTRIÇÃO DINÂMICA DO ESPAÇO DE PESQUISA

A consideração da existência de um dimensionamento prévio das fontes a utilizar num veículo eléctrico com uma estrutura de alimentação hibridizada, conforme se apresentou no capítulo anterior e em [5.3], possibilita um conhecimento eficaz e pormenorizado das mesmas. Esse facto permite a modelização do sistema de alimentação, no sentido de se poder simular a implementação do sistema de gestão do veículo. Relativamente à restrição dinâmica do espaço de pesquisa, esta é baseada no SoC de cada fonte, nas restrições apresentadas na descrição do módulo de gestão de energia e de P_{dem} em cada ciclo do módulo de gestão de energia. A maximização do SoC das baterias é o principal objectivo do módulo de gestão de energia, sendo esta obtida através de uma utilização intensiva da fonte secundária, isto é, os supercondensadores. Assim, estes devem responder aos picos de potência durante as operações de tracção e armazenar a quantidade máxima possível de energia gerada pelo veículo durante as desacelerações e as travagens. Além disso, os supercondensadores deverão ter, em cada instante, um nível adequado de SoC para, se for caso disso, ajudarem as baterias no fornecimento de energia no modo de

trac o, ou então para absorver a energia produzida pelo motor durante a travagem, dentro dos limites estabelecidos para um correcto desempenho do veículo. O conceito utilizado para delimitar o espaço de pesquisa, ou seja, readaptá-lo dinamicamente em fun o da evolu o de algumas restri es do problema, é apresentado na Figura 5.12. Este reajuste dinâmico é feito com o intuito de realizar os objectivos afectos ao módulo de gestão de energia, definindo assim o módulo de gestão de longo prazo.

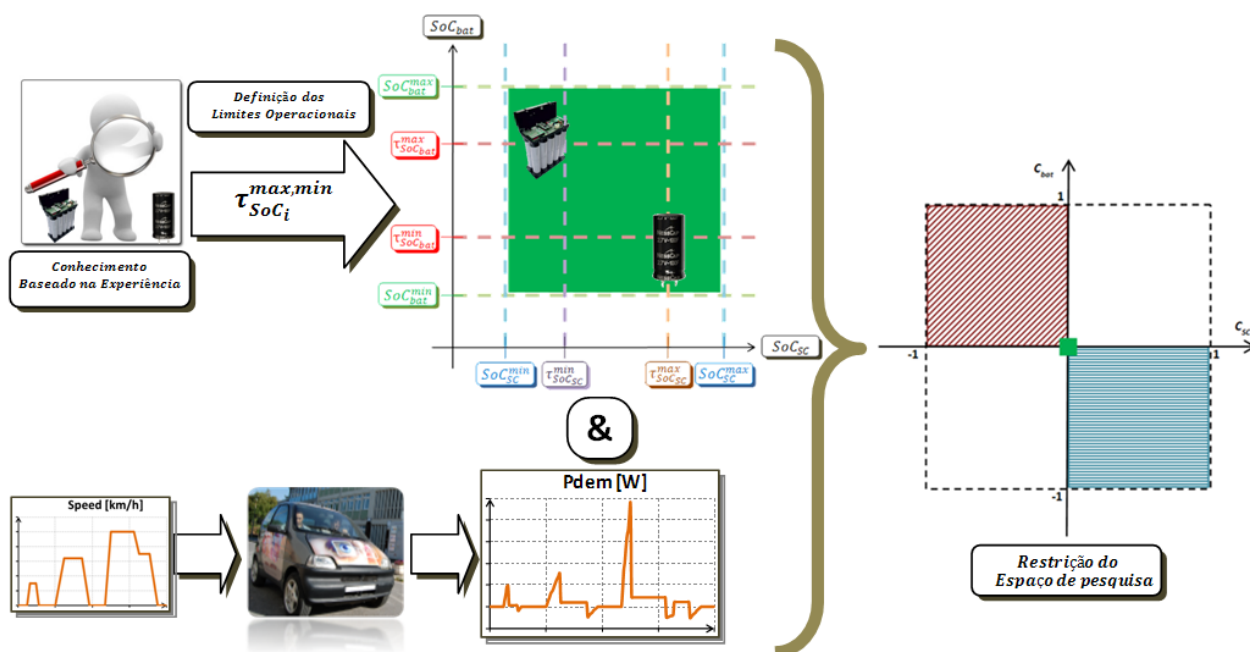


Figura 5.12. Conceito de restri o dinâmica do espaço de pesquisa em fun o de limites pré-definidos e da potência solicitada ao sistema de alimenta o.

Assim, com base na expressão (5.11), com os valores do estado de carga para as baterias e supercondensadores, SoC_j , e o requisito de potência ao sistema de alimenta o do veículo, P_{dem} , em cada instante t , define-se uma estratégia de gestão de alto nível, implementada através de um conjunto de regras, determinada principalmente pela experiência. Portanto, em cada decisão deste nível de gestão, o espaço de pesquisa é restringido por um limite inferior, LB_j , e um limite superior, UB_j , ou seja, $C_j \in [LB_j, UB_j]$, com $LB_j \geq -1$ e $UB_j \leq 1$, para posteriormente se obterem solu es optimizadas para as variáveis C_j . As regras definidas para sustentar o planeamento estratégico de longo prazo são divididas por prioridade:

- **Prioridade Fraca** (Figura 5.13):
 - Conjunto de Regras 1 – *veículo parado*;
 - Conjunto de Regras 2 – *acelera es suaves ou velocidade constante do veículo*.

- **Prioridade Média** (Figura 5.14):
 - Conjunto de Regras 3 – *acelerações fortes do veículo*;
 - Conjunto de Regras 4 – *desaceleração ou travagem do veículo*.
- **Prioridade Forte** (Figura 5.15):
 - Conjunto de Regras 5 – *valores mínimo de estado de carga (SoC_j)*;
 - Conjunto de Regras 6 – *valor máximo de estado de carga (SoC_j)*.

Estas regras são aplicadas sequencialmente, testando cada conjunto desde os que possuem menor prioridade até aos de maior prioridade (Prioridade Fraca, Média e Forte).

As regras com prioridade fraca e média são função dos requisitos de potência instantânea (P_{dem}) e do estado de carga das fontes de energia utilizadas, neste caso SoC_{bat} e SoC_{SC} . Ou seja, são função da posição do estado actual das fontes num espaço denominado por “Espaço de SoC ”, onde se relacionam num mesmo plano os valores de SoC das duas fontes consideradas, conforme se apresenta no lado esquerdo das Figuras 5.13, 5.14 e 5.15. Assim, os respectivos conjuntos de regras criam, de uma forma dinâmica, restrições na pesquisa de soluções para partilha do fornecimento de potência ao sistema, através da redução do espaço de pesquisa, como se mostra no lado direito das Figuras 5.13, 5.14 e 5.15. O espaço restringido será usado mais tarde pelo módulo de gestão de curto prazo, nível tático, com o objectivo de tomar uma decisão sobre a divisão da potência a fornecer pelas fontes.

No sentido de melhor interpretar as figuras representativas dos conjuntos de regras, descreve-se sucintamente o primeiro conjunto com prioridade fraca. Por exemplo, se $P_{dem}(t) = 0$, SoC_{bat} e SoC_{SC} têm valores altos (ver zona A na Figura 5.13), então o espaço de pesquisa é reduzido para $C_j \in [0, 0]$. Isto significa que, se não há potência solicitada ao sistema e ambas as fontes estão com nível adequado de energia, nenhuma acção deve ser operacionalizada.

Por outro lado, se $P_{dem}(t) = 0$ e SoC_{SC} é baixo (abaixo de um limiar mínimo $\tau_{SoC_{SC}}^{min}$) e as baterias tiverem energia considerada suficiente (acima de um limiar mínimo), zona B na Figura 5.13, o espaço de pesquisa é movido para $C_{bat} \in [0, 1]$ e $C_{SC} \in [-1, 0]$. Isto é, as baterias recarregam os supercondensadores, a fim de se permitirem futuras acelerações que seguramente necessitam de picos de potência que deverão ser fornecidos pelos supercondensadores. Inversamente, quando o SoC_{SC} tem um valor muito elevado e $P_{dem}(t) = 0$ (ver zona delimitada

por C na Figura 5.13), o espaço de pesquisa é reduzido para $C_{bat} \in [-1, 0]$ e $C_{SC} \in [0, 1]$, isto é, existe descarga dos supercondensadores para as baterias, de forma a colocar nos supercondensadores um nível de energia adequado, no sentido de permitir o armazenamento futuro de energia que poderá resultar de travagens do veículo.

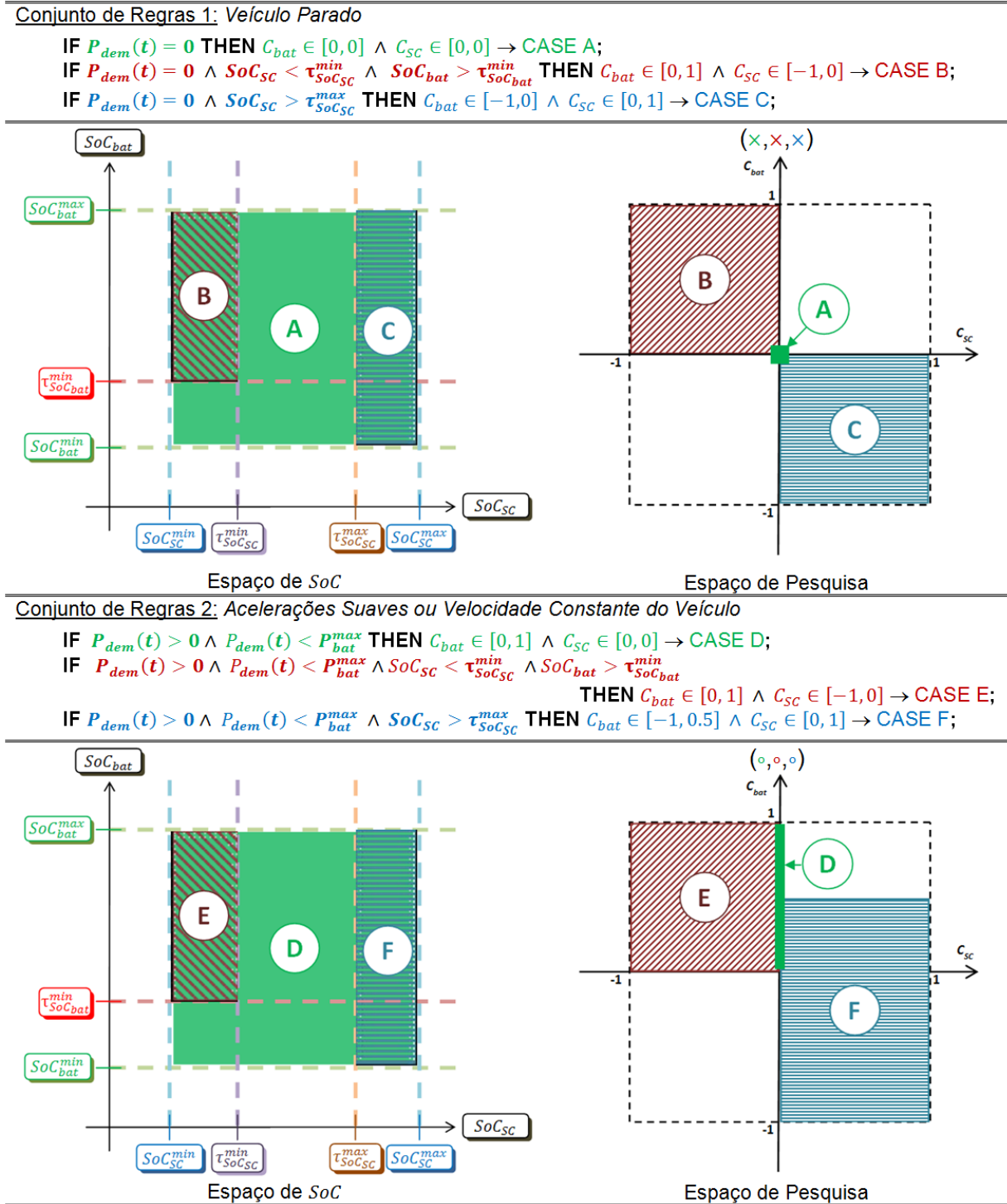


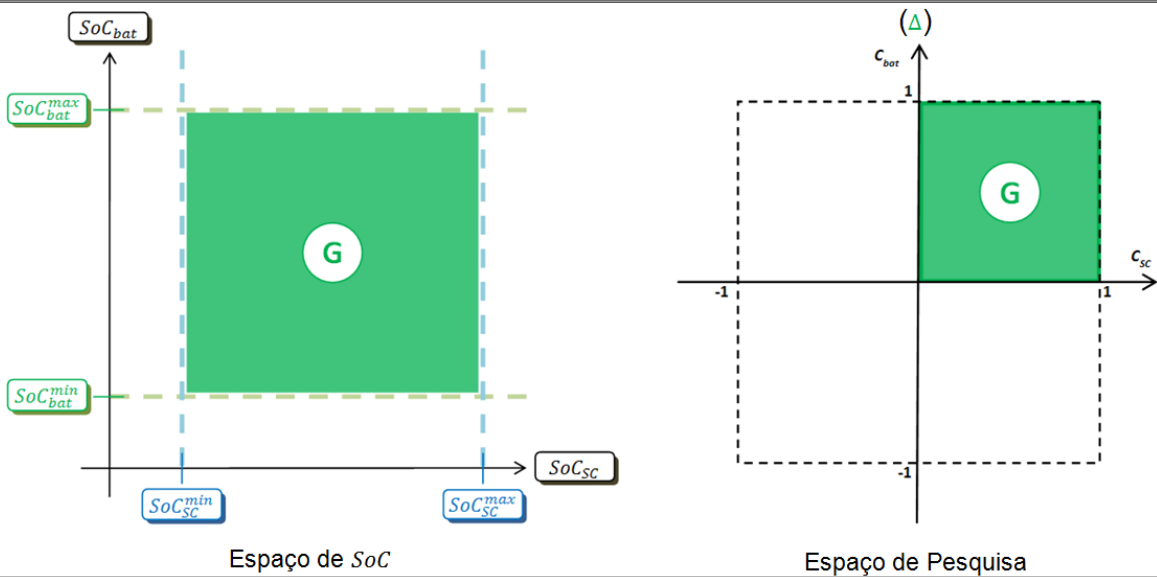
Figura 5.13. Conjunto de regras com prioridade fraca para planeamento estratégico de longo prazo.

Os conjuntos de regras podem ser implementados através de estruturas *if-then* em função de P_{dem} e de SoC_j , usando limiares de operacionalidade (thresholds) definidos por um processo de ajuste fino e um conhecimento completo das características das fontes utilizadas.

Da mesma forma, podem-se analisar os restantes conjuntos de regras, o outro conjunto com prioridade fraca (Figura 5.13), os conjuntos com prioridade média (Figura 5.14) e forte (Figura 5.15).

Conjunto de Regras 3: Acelerações fortes do Veículo

IF $P_{dem}(t) > P_{bat}^{max}$ THEN $C_{bat} \in [0, 1] \wedge C_{SC} \in [0, 1] \rightarrow$ CASE G;



Conjunto de Regras 4: Desaceleração ou Travagem do Veículo

IF $P_{dem}(t) < 0$ THEN $C_{bat} \in [0, 0] \wedge C_{SC} \in [-1, 0] \rightarrow$ CASE H;
 IF $P_{dem}(t) < 0 \wedge SoC_{SC} < \tau_{SoC_{SC}}^{min}$ THEN $C_{bat} \in [0, 1] \wedge C_{SC} \in [-1, 0] \rightarrow$ CASE I;

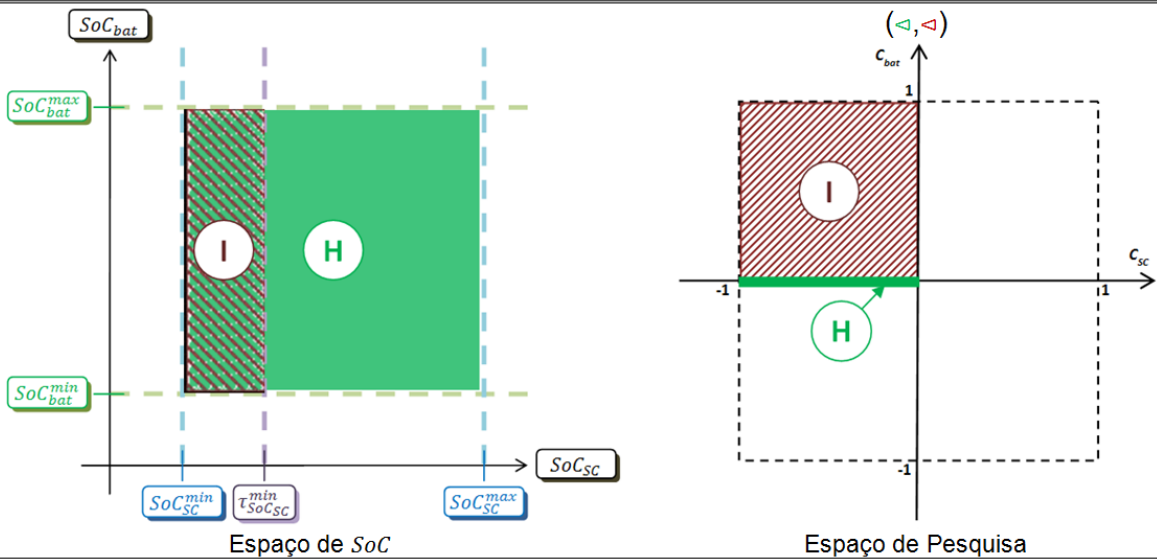
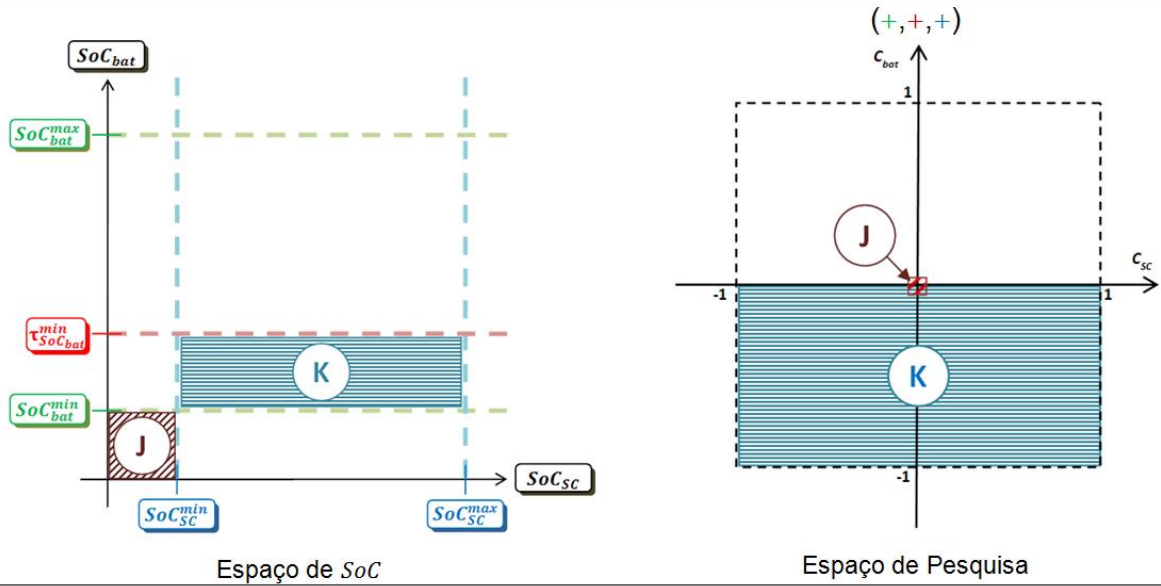


Figura 5.14. Conjunto de regras com prioridade média para planeamento estratégico de longo prazo.

Conjunto de Regras 5: Valor Mínimo de Estado de Carga (SoC_i)

IF $SoC_{bat} < SoC_{bat}^{min}$ \wedge $SoC_{sc} < SoC_{sc}^{min}$ THEN $C_{bat} \in [0, 0] \wedge C_{sc} \in [0, 0] \rightarrow$ CASE J;
 IF $SoC_{sc} > SoC_{sc}^{min}$ \wedge $SoC_{bat} < \tau_{SoC_{bat}}^{min}$ THEN $C_{bat} \in [-1, 0] \wedge C_{sc} \in [-1, 1] \rightarrow$ CASE K;



Conjunto de Regras 6: Valor Máximo de Estado de Carga (SoC_i)

IF $SoC_{bat} \geq \tau_{SoC_{bat}}^{max}$ THEN $C_{bat} \in [0, 0] \wedge C_{sc} \in [-1, 0] \rightarrow$ CASE L;
 IF $SoC_{sc} \geq \tau_{SoC_{sc}}^{max}$ THEN $C_{bat} \in [-1, 1] \wedge C_{sc} \in [0, 1] \rightarrow$ CASE M;

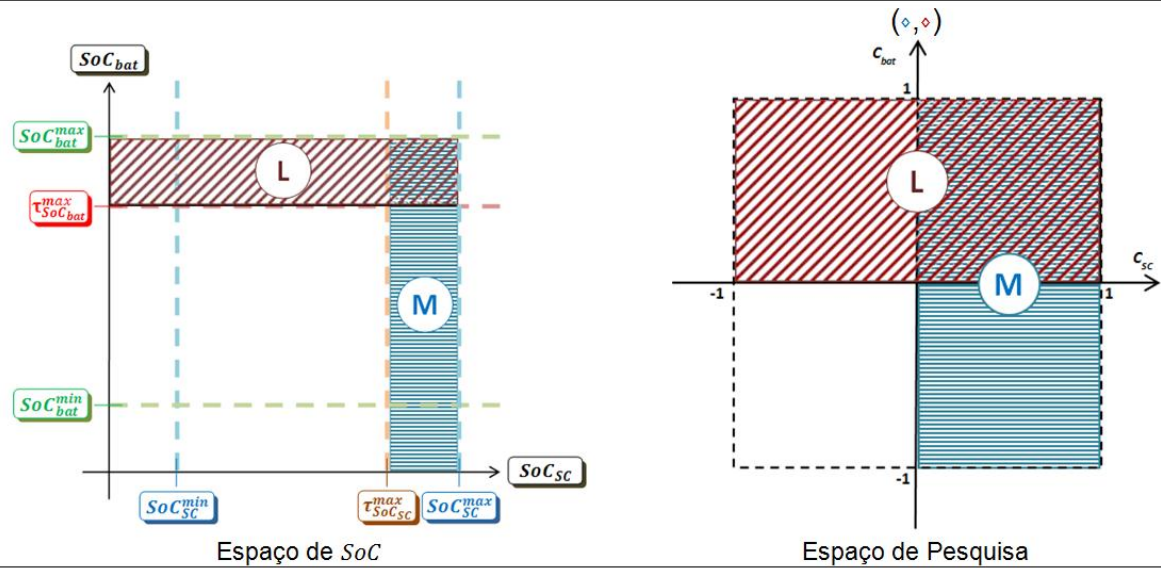


Figura 5.15. Conjunto de regras com prioridade forte para planeamento estratégico de longo prazo.

Relativamente às regras com prioridade forte (Figura 5.15), que correspondem a situações extremas, estas são utilizadas quando os níveis de carga das fontes utilizadas se encontram demasiado baixos, abaixo do limite inferior pré-estabelecido para o bom funcionamento do sistema. Sempre que esta situação se verifica na fonte secundária, o que impossibilita o fornecimento de energia a partir dessa fonte, o módulo de gestão de longo prazo devolve como

orientação, para o nível de decisão secundário, um espaço de pesquisa que somente permita a recarga da fonte secundária do veículo. A situação extrema ocorre quando níveis baixos de energia se verificam também na fonte principal; neste caso, o módulo de gestão de longo prazo orienta a pesquisa de solução para o espaço de pesquisa vazio o que leva a descontinuar a operação do veículo. De forma simétrica, se o nível de energia armazenada nas fontes ultrapassar um valor de energia considerado como problemático na gestão estratégica do sistema, o módulo de gestão de longo prazo devolve um espaço de pesquisa que obrigue a tomar a decisão de consumo simultâneo de energia das duas fontes, de forma a repor níveis funcionais de energia em ambas as fontes.

A restrição dinâmica do espaço de pesquisa permite um planeamento de longo prazo da energia disponível nas fontes embarcadas e uma redução do tempo de computação de cada solução no módulo de gestão de potência, com base numa abordagem heurística.

5.6.3 MÉTODOS DE OPTIMIZAÇÃO ESTOCÁSTICA UTILIZADOS

Na contextualização do problema de gestão de energia e de potência, em veículos eléctricos com múltiplas fontes, constatou-se que as principais dificuldades do processo de gestão destas grandezas advêm do comportamento estocástico das solicitações da potência ao sistema de alimentação e da sua grande variação ao longo do tempo. Logo, nessas condições particulares, a potência deve ser cuidadosamente distribuída pelas fontes de forma a garantir um elevado grau de operação, maximizando a autonomia do veículo. Este problema, no qual se pretende minimizar o valor de uma dada variável (neste caso particular, a diferença entre potência solicitada e fornecida ou gerada e armazenada) dependendo de um conjunto de outras variáveis, nomeadamente do estado de carga de cada fonte e do modo de circulação do veículo (aceleração, velocidade constante, desaceleração ou travagem), enquadra-se num problema clássico de optimização. A abordagem mais simples com vista à resolução do problema seria a utilização de técnicas de pesquisa convencionais. No entanto, as características não lineares do sistema e o elevado número de soluções possíveis, impossibilitam a sua aplicação.

Este conjunto de características originou o estudo e a análise de diversas técnicas de pesquisa aleatória e optimização, com o intuito de se aferir a sua aplicabilidade na resolução deste problema específico. Para o efeito, foram estudadas as técnicas *Simulated Annealing* (SA), *Particle Swarm Optimization* (PSO) e Algoritmos Genéticos. No decurso dessa análise optou-se

simplesmente pela implementação das duas primeiras, tendo em conta a natureza do problema em questão e a existência de trabalho prévio publicado na área.

Os detalhes específicos associados aos algoritmos de optimização, anteriormente mencionados, e à sua implementação prática serão apresentados nas secções seguintes, tendo-se o cuidado de comparar o desempenho dos mesmos, no que diz respeito à qualidade das soluções obtidas e esforço computacional necessário para a obtenção das soluções. Estes algoritmos foram implementados em Matlab[®] tendo em conta a simplicidade e universalidade que lhes estão associadas.

5.6.3.1 *Simulated Annealing*

A técnica *Simulated Annealing* (SA) tem origem na analogia existente entre o processo físico do arrefecimento nos sólidos, nomeadamente o metal em estado de fusão, e a resolução de problemas de optimização combinatória. Esta abordagem foi inicialmente proposta por *Kirkpatrick et al* (1983) [5.29], baseada no algoritmo de *Metropolis* [5.30], para resolver problemas combinatórios. O SA é uma das mais antigas técnicas meta-heurísticas e um dos primeiros algoritmos com mecanismos para “escapar” aos mínimos locais. A ideia fundamental é possibilitar que soluções piores que a actual sejam equacionadas em próximas pesquisas, permitindo assim “escapar” a mínimos locais. A probabilidade de se escolher uma solução pior vai diminuindo ao longo da pesquisa, devido ao facto de se reduzir a “temperatura” durante o processo. Devido aos bons resultados e à sua simplicidade de implementação, o SA tem sido crescentemente utilizado em problemas de optimização complexos.

O algoritmo SA combina no seu processo de pesquisa duas estratégias, uma é a pesquisa aleatória de soluções e a outra é a sua melhoria iterativa. Na primeira fase, existe um peso relativamente baixo dado ao melhoramento do resultado, mas esta fase permite uma maior exploração do espaço de soluções. À medida que a temperatura vai decrescendo, esse comportamento é alterado, o que leva a que no final do processo o algoritmo convirja para um mínimo (ou máximo) local que seja desejavelmente o óptimo global. A escolha de uma solução pior do que a anterior depende de duas variáveis: a diferença de desempenho (ΔE) entre a nova e a actual solução, e a temperatura actual (T). Quanto maior for a diferença de desempenho entre a nova e a actual solução, maior será a probabilidade de a nova solução ser seleccionada; quanto maior for a temperatura, maior a possibilidade de uma solução pior ser escolhida. Por analogia ao

arrefecimento de metais, a estratégia do *SA* permite deslocações para soluções piores nas temperaturas mais altas, sendo estas permitidas pela probabilidade apresentada na equação (5.16).

$$p(\Delta E) = e^{-\Delta E/T} \quad (5.16)$$

Da equação (5.16), conclui-se que a diminuição da temperatura leva a um decréscimo do número de deslocações para soluções piores.

A implementação do algoritmo *SA* pressupõe a especificação de três aspectos distintos que contemplam, nomeadamente, a representação das soluções, o mecanismo de transição para uma solução vizinha e o procedimento de arrefecimento.

A função de avaliação das soluções deve ser escolhida de forma a representar a qualidade das soluções relativamente ao(s) objectivo(s) de optimização. Quer a representação das soluções quer a função objectivo, devem ser traduzidas por expressões simples e fáceis de manipular de modo a permitir a exploração de todo o espaço de pesquisa.

O algoritmo gera uma solução inicial (aleatoriamente ou heurísticamente construída) e inicializa um parâmetro chamado Temperatura, decrementado a cada iteração. Aplica-se depois o mecanismo de transição, seleccionando-se aleatoriamente uma amostra de soluções na vizinhança da actual, as quais podem passar à condição de solução actual, se a nova solução for melhor de acordo com a função de avaliação, do que a actual. Se a nova solução for pior do que a actual, aplica-se um critério de aceitação, utilizando-se para o efeito, tradicionalmente, o critério de *Boltzman*, expresso por:

$$p' < p(\Delta E) \quad (5.17)$$

Assim, a capacidade de aceitar soluções que representam uma deterioração do valor da função de avaliação é implementada comparando o valor de $p(\Delta E)$ com um número aleatoriamente gerado a partir da distribuição uniforme no intervalo de $[0, 1[$, p' . Atendendo ao facto do parâmetro de controlo, T , ser decrementado a cada iteração do processo de pesquisa, existe a possibilidade de no início serem escolhidas soluções posteriores piores que a actual, mas com a evolução da pesquisa as possibilidades de tal acontecer vão diminuindo com a diminuição de T . Esta particularidade permite ao algoritmo *SA* “escapar” a óptimos locais mantendo, no entanto, as características favoráveis dos métodos de pesquisa local [5.41].

Um dos factores que mais fortemente condiciona o desempenho do algoritmo é o modo como se efectuam os decréscimos de temperatura, designado por procedimento de arrefecimento. O valor da temperatura deve decrescer de uma forma monótona, utilizando-se habitualmente uma série geométrica, em que o valor da temperatura da iteração seguinte é obtido multiplicando o valor da temperatura na iteração actual pela taxa de arrefecimento α , conforme se apresenta na expressão (5.18).

$$T[k + 1] = \alpha \cdot T[k], \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (5.18)$$

A taxa de arrefecimento α pode ser fixa ou variável, de acordo com a natureza do problema de optimização em estudo, tendo sempre, no entanto, um valor positivo inferior à unidade ($\alpha \leq 1$).

Na concepção do algoritmo SA devem ser especificados tr s parâmetros: a temperatura inicial (T_0), o coeficiente de redução de temperatura (α) e o número de iterações (N_{cycles}) executadas para cada temperatura, e uma condição ou regra que defina o critério de paragem do algoritmo. No que diz respeito ao critério de paragem, o algoritmo SA deve terminar quando o número de novos óptimos encontrados, num número pré-definido de diferentes temperaturas consecutivas, for igual a zero.

Pode-se, assim, concluir que o algoritmo SA apresenta como principal vantagem a possibilidade de se encontrar um novo ponto extremo de uma dada função objectivo, mínimo ou máximo, após a descoberta de um extremo local da referida função. Para além dessa característica, esta técnica de optimização apresenta outras vantagens, nomeadamente:

- a possibilidade de processar funções objectivo com múltiplos graus de não linearidade e descontinuidades;
- a possibilidade de processar funções com diversas condições fronteira e outras restrições nos valores possíveis do seu domínio;
- simplicidade e facilidade de implementação do algoritmo, quando comparado com outros algoritmos de optimização não linear e/ou combinatória.

O pseudo-código do algoritmo *SA* implementado no decurso deste trabalho é apresentado na Tabela 5.1, tendo por base a seguinte nomenclatura:

- \mathbb{X} é a solução gerada na iteração actual;
- \mathbb{X}^* é a melhor solução;
- f_{ob} é a função de avaliação;
- T_0 é a “temperatura” inicial.
- T é a “temperatura” actual;
- N_{cycles} é o número de iterações para cada T ;
- α é o coeficiente de redução de temperatura;
- p' é um número real entre 0 e 1, gerado aleatoriamente.

Tabela 5.1. Pseudo-código do algoritmo *Simulated Annealing* para um problema de minimização.

```

BEGIN
  Gerar uma solução inicial  $\mathbb{X}$  no espaço de pesquisa;
  Fazer  $\mathbb{X}^* = \mathbb{X}$  e calcular  $f_{ob}(\mathbb{X}^*)$ ;
  Estabelecimento do valor da temperatura inicial  $T_0 > 0$ ;
  Fazer  $T = T_0$ 
  WHILE (critério de paragem não for verificado) DO
    REPEAT UNTIL (Número de ciclos =  $N_{cycles}$ )
      Escolher um ponto  $\mathbb{X}'$  na vizinhança de  $\mathbb{X}$ ;
      Calcular  $\Delta E = f_{ob}(\mathbb{X}') - f_{ob}(\mathbb{X})$ ;
      Gerar um número aleatório  $p' \in [0,1[$ ;
      IF  $\Delta E < 0$  ou  $p' < \exp(-\Delta E/T)$  THEN {
         $\mathbb{X} = \mathbb{X}'$ ;
         $f_{ob}(\mathbb{X}) = f_{ob}(\mathbb{X}')$ ;
        IF ( $f_{ob}(\mathbb{X}) < f_{ob}(\mathbb{X}^*)$ ) THEN {
           $f_{ob}(\mathbb{X}^*) = f_{ob}(\mathbb{X})$ ;
           $\mathbb{X}^* = \mathbb{X}$ ;
        }
      }
    END REPEAT;
    Actualizar a temperatura  $T = \alpha T$ ;
  END WHILE
  Output ( $\mathbb{X}^*$ ,  $f_{ob}(\mathbb{X}^*)$ )
END

```


5.6.3.2 Particle Swarm Optimization

A técnica de optimização *Particle Swarm Optimization (PSO)*, ou seja, optimização por enxame de partículas, é um método meta-heurístico inspirado no comportamento cooperativo de várias espécies de animais, bandos de pássaros, enxames de abelhas, cardumes de peixes, etc. Nesta técnica, o movimento e a inteligência de enxames são modelizados como uma técnica de optimização estocástica inicialmente proposta por *Eberhart et al (1995)* [5.42]. Este algoritmo combina o comportamento cognitivo e de cooperação social de aves, insectos ou peixes, no pressuposto de seguirem o caminho mais curto para procurar alimentação ou o seu ninho. À imagem dos algoritmos baseados em sistemas biológicos, o *PSO* é fundamentado em sistemas sociais, no comportamento colectivo de indivíduos interagindo entre si e com o meio ambiente. A população (enxame) é formada por indivíduos, denominados por “partículas” no *PSO*. Assim, a evolução da população no espaço de pesquisa é implementada através da melhoria da posição de cada partícula, a cada iteração, no sentido de alcançar melhores soluções.

De forma resumida, no algoritmo *PSO*, uma partícula candidata a solução do problema, corresponde a um ponto no espaço de pesquisa, sendo representada por um vector de dimensão igual à dimensão do espaço de pesquisa e é, em geral, inicializada com uma posição e uma velocidade aleatórias. O referido vector inclui também informação da melhor posição anteriormente visitada por essa partícula. O algoritmo guarda ainda a melhor posição anteriormente registada pelo enxame, isto é, pelo conjunto de partículas. A cada iteração do algoritmo, os indivíduos da população são avaliados e as melhores posições de cada partícula e do enxame são actualizadas, levando em conta a influência da melhor posição anteriormente atingida pelo enxame (influência social) e ainda a melhor posição anteriormente alcançada pelo próprio indivíduo (decisão individual). Desta forma, os indivíduos do enxame movem-se pelo espaço de pesquisa, na perspectiva de atingir o máximo ou mínimo global de uma função objectivo, com base em decisões individuais e na influência social. [5.42]

Assim, no algoritmo *PSO*, cada partícula é referenciada como sendo um ponto do espaço de pesquisa e representa uma potencial solução para um problema, ajustando durante a evolução do algoritmo com base na sua própria experiência e na experiência da população. A cada iteração, a velocidade é actualizada, assente na equação (5.19). A nova posição da partícula é determinada pela soma da sua posição actual e a nova velocidade, de acordo com a equação (5.20) [5.43][5.44].

$$v_i[k + 1] = w \cdot v_i[k] + c_1 \cdot r_1 \cdot (pbest_i - x_i[k]) + c_2 \cdot r_2 \cdot (gbest - x_i[k]) \quad (5.19)$$

$$x_i[k + 1] = x_i[k] + v_i[k + 1] \quad (5.20)$$

sendo: v_i^k , a velocidade actual (iteração k) da partícula i ; w , o peso inercial (melhora a taxa de convergência do algoritmo através do equilíbrio da exploração global e local); c_1 e c_2 , os coeficientes de aceleração (determinam a magnitude das forças em direcção a $pbest$ e $gbest$, respectivamente); r_1 e r_2 , números aleatórios uniformemente distribuídos entre $[0,1]$ (permitem manter a diversidade da população); $pbest_i$, a melhor posição anteriormente alcançada pela partícula i ; e $gbest$ a melhor posição encontrada por uma das n partículas do enxame.

A equação de actualização da velocidade (5.19) corresponde à soma de três termos distintos: o primeiro refere-se à inércia da partícula; o segundo é um termo cognitivo, relativo à atracção da partícula pelo melhor ponto que esta já encontrou; e o terceiro é um termo social, que representa a colaboração entre as partículas.

Baseado em [5.44], os principais passos necessários à implementação do algoritmo são:

1. Inicializar a população de partículas com posições e velocidades aleatórias no espaço de pesquisa;
2. Avaliar a aptidão de cada uma das partículas de acordo com a função objectivo;
3. Comparar o valor obtido da partícula i com $pbest$. Se o valor for melhor, actualizar $pbest$ com o novo valor;
4. Comparar o valor obtido com o melhor valor global $gbest$. Se for melhor, actualizar $gbest$ com o novo valor;
5. Actualizar a velocidade da partícula de acordo com a equação (5.19);
6. Actualizar a posição da partícula de acordo com a equação (5.20);
7. Repetir os passos 2-6 até que se alcance o critério de paragem.

A título de exemplo, representa-se na Figura 5.16 um enxame de partículas inicialmente gerado de forma aleatória no espaço de pesquisa do problema (Figura 5.16 a)) e a ilustração da convergência das partículas para uma região na proximidade de um óptimo (Figura 5.16 b)), após

sucessivas iterações do algoritmo *PSO*. A cada iteração do algoritmo procedeu-se   actualização da velocidade e da posição das partículas no espaço bidimensional, conforme se apresenta na Figura 5.17 onde “1” é posição actual e o círculo azul representa a próxima posição. A partícula desloca-se em direcção   melhor posição do enxame (*gbest*) sob a acção de tr s vectores. O vector v_1 representa a inércia, o vector $(pbest_1 - x_1)$ representa o aspecto cognitivo, atraindo a partícula para a sua melhor posição ocupada até ao momento, e o vector $(gbest - x_1)$ representa o aspecto social, que atrai as partículas para a melhor posição do grupo.

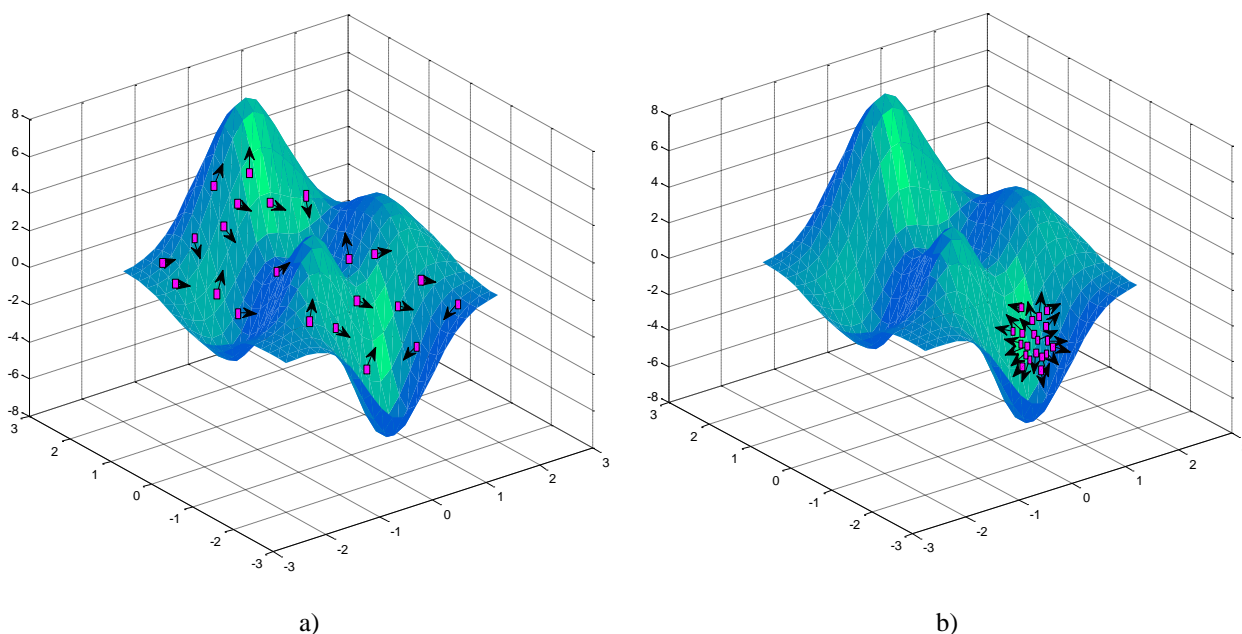


Figura 5.16. Enxame de partículas: a) aleatoriamente distribuídas; b) após aplicação do algoritmo *PSO*, convergindo para uma região de um óptimo global.

Os resultados produzidos por um algoritmo *PSO* dependem da qualidade da parametrização das suas variáveis de entrada, que devem ser ajustados em função do problema a otimizar. Um desses parâmetros é o tamanho da população. Tipicamente, o número de partículas presentes na população é determinado empiricamente, com base na dimensão e percepção da dificuldade do problema. O recurso a um número maior de partículas requer, em geral, menos iterações para encontrar a solução do problema. No entanto, quanto maior a população, mais avaliações da função objectivo são necessárias. Assim, o número de partículas deve ser o menor possível, capaz de garantir a cobertura do espaço de pesquisa, sem aumentar em demasia o esforço computacional.

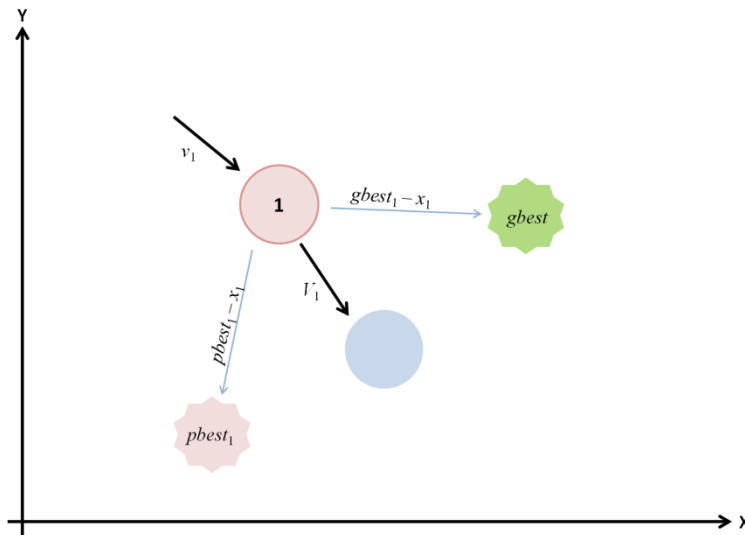


Figura 5.17. Exemplo de actualização da velocidade e posição de uma partícula.

Os parâmetros c_1 e c_2 interferem significativamente no desempenho do algoritmo. Quando bem escolhidos, podem reduzir a possibilidade de convergência prematura. Tipicamente, são adoptados valores $c_1 = c_2 = 2$, de forma a manter o equilíbrio entre a aprendizagem individual de cada partícula e a aprendizagem colectiva, no comportamento actual da partícula [5.43]. O parâmetro w tem por objectivo equilibrar a exploração global e local. Valores superiores à unidade irão resultar numa maior exploração global, ao passo que valores muito menores que a unidade, numa maior exploração local. Assim, um peso inercial escolhido no intervalo $\{0,8; \dots; 1,2\}$ tem, em média, um melhor desempenho, ou seja, resulta numa convergência mais rápida. Afigura-se como principal vantagem do algoritmo *PSO* a facilidade de implementação e a qualidade dos resultados obtidos, referidos na literatura como sendo idêntica à dos algoritmos genéticos.

O algoritmo *PSO* utilizado foi construído com base no algoritmo clássico ([5.44] e [5.45]) adaptado ao problema anteriormente apresentado de gestão da potência em veículos eléctricos com múltiplas fontes, seguindo a estrutura apresentada na Tabela 5.2.

A implementação do algoritmo recorre a vectores de tamanho n , sendo n a dimensão do problema, para armazenar as velocidades, as posições e as melhores posições anteriormente alcançadas por cada uma das partículas. Definindo-se a seguinte nomenclatura:

- $V_i = (v_1, v_2, \dots, v_n)$: velocidade actual da partícula i ;
- $X_i = (x_1, x_2, \dots, x_n)$: posição actual da partícula i ;

- $P_i = (p_1, p_2, \dots, p_n)$: melhor posi o alcançada pela partícula i , também chamada $pbest_i$.

 Tabela 5.2. Pseudo-código do algoritmo *Particle Swarm Optimization* para um problema de minimiza o.

```

BEGIN
    Criar e inicializar aleatoriamente cada partícula no espaço de pesquisa;
    Fazer  $P_i = X_i$ ;
    WHILE (critério de paragem não for verificado) DO
        REPEAT UNTIL (número de ciclos =  $N_{cycles}$ )
            FOR cada partícula ( $i$ )
                Calcular  $f_{ob}(x_i)$ ;
                IF  $f_{ob}(x_i) < f_{ob}(pbest_i)$  THEN {
                     $pbest_i = x_i$ ;
                }
            END
            IF  $f_{ob}(pbest_i) < f_{ob}(gbest)$  THEN {
                 $gbest = pbest_i$ ;
            }
            FOR cada partícula ( $i$ )
                Modificar a velocidade da partícula através de (5.19);
                Actualizar a posi o da partícula através de (5.20);
            END
        END REPEAT;
    END WHILE
    Output ( $gbest, f_{ob}(gbest)$ )
END
    
```

5.7 IMPLEMENTA O E VALIDA O DA ARQUITECTURA DE GESTÃO

Para avaliar o desempenho do sistema de gestão global, baseado numa arquitectura hierárquica, permitindo decisões em tempo real na perspectiva de atingir uma distribui o de potência óptima em cada intervalo de tempo, segundo a fun o objectivo definida em (5.13), várias simula es foram realizadas para alguns ciclos de condu o normalizados (abordados no Capítulo 4). Estes foram definidos como ciclos de ensaio a aplicar na normaliza o das avalia es feitas aos parâmetros relativos à economia de combustível e às emissões dos veículos. Os ciclos de condu o aplicados a esta valida o foram: ECE, NEDC, ARTEMIS, FTP75 e NYCC [5.31]. No entanto, neste capítulo, apenas se apresentam resultados para os ciclos EPA *New York City Cycle* (NYCC) e ARTEMIS *Low Motor Urban Total*.

Com base nos perfis de velocidade ($v_{cycle}(t)$, $t \in [0, T]$) dos diversos ciclos de condução e utilizando as características do veículo eléctrico VEIL (apresentadas na Tabela 2.6), a potência mecânica (na roda) é calculada ($P_u(t)$, $t \in [0, T]$). Seguidamente, obteve-se a potência eléctrica requerida ao sistema de alimentação do VEIL, considerando o rendimento global do veículo (roda até às fontes, Figura 4.4). Desta forma, pode-se utilizar directamente a evolução da potência, $P_{dem}(t)$, $t \in [0, T]$, calculada para cada ciclo de condução que pretendemos analisar (Figura 4.3).

A estrutura modular de gestão proposta foi implementada em Matlab[®] R2009b que corre num processador Intel[®] Core[™] 2 Quad CPU Q9550 com frequência de relógio de 2.83 GHz, com uma memória de 4 Gbytes DDR3 SDRAM e com sistema operativo Windows XP Professional (Build 2600 Service Pack 3).

As variáveis de entrada são a potência solicitada ao sistema de alimentação (P_{dem}) e o estado de carga de cada fonte (SoC_j) e as variáveis de saída são a potência, tensão e corrente de cada uma das fontes de alimentação.

O módulo de gestão de energia (gestão de longo prazo), implementado com recurso a ciclos *if-then*, recebe a informação de P_{dem} discretizada com uma amostragem de 1 s, consoante o estado de carga de cada fonte, devolve um espaço de pesquisa adaptado às variáveis de entrada e actualiza os seus parâmetros intrínsecos (equações (5.15)). Para as fontes consideradas para o projecto VEIL, cujas características são apresentadas na Tabela 5.3, os valores escolhidos para serem utilizados como limites funcionais na implementação do módulo de gestão de energia são: $\{\tau_{SoC_{bat}}^{max} = 0,95; \tau_{SoC_{bat}}^{min} = 0,35; \tau_{SoC_{SC}}^{max} = 0,95; \tau_{SoC_{SC}}^{min} = 0,80\}$.

Tabela 5.3. Características das fontes de energia seleccionadas para o Projecto VEIL.

Baterias (12V SAFT VH modules) [5.46]:			SuperCondensadores (MAXWELL BMOD0330 modules) [5.47]		
Símbolo	Valor	Unidade	Símbolo	Valor	Unidade
P_{bat}	[-5,8, 5,8]	kW	Cap_{SC}	132	F
v_{bat}^{OC}	Função de SoC_{bat} e de I_{bat}	V	P_{SC}	[-90, 90]	kW
SoC_{bat}	[0,2, 1]	-	v_{SC}^{OC}	Função de SoC_{SC} e de I_{SC}	V
$V_{bat}^{OC,min}$	97,47	V	SoC_{SC}	[0,4, 1]	-
δ_{bat}	17,03	V/-	$V_{SC}^{OC,min}$	0	V
$Q_{bat,Ref}$	50	A.h	δ_{SC}	81	V/-
$I_{bat,Ref}$	50	A	$Q_{SC,Ref}$	3,706	A.h
X_{bat}	8	-	$I_{SC,Ref}$	1209,88	A
K_{bat}	2	-	X_{SC}	5	-
			K_{SC}	2	-

Por conseguinte, o novo espaço de pesquisa (restringido) passa a ser a restrição principal no problema de optimização que o módulo de gestão de potência deve solucionar. Na sua implementação utilizaram-se as abordagens baseadas em algoritmos *SA* e *PSO* conforme descritos na secção anterior.

Nas simulações realizadas, e para ambos os algoritmos em estudo, consideram-se como soluções iniciais do problema as que representam um máximo de equilíbrio de energia das fontes utilizadas. Em todas as simulações, no início de cada ciclo de condução, foi considerado um estado de carga máximo para os supercondensadores e para as baterias ($SoC_j = 100\%$). Estas foram realizadas com total desconhecimento das solicitações futuras de potência até ao fim de cada ciclo, e, portanto, sem qualquer influência externa para antecipação de trocas de energia entre as fontes, e entre as fontes e o sistema de tracção. Naturalmente que esse conhecimento prévio facilitaria o sistema de gestão global na persecução do objectivo fundamental de qualquer veículo eléctrico, maximizar o valor final do *SoC* das baterias e por conseguinte aumentar a sua autonomia.

Realizaram-se várias simulações, tendo como requisito de entrada vários ciclos de condução normalizados, para os algoritmos *SA* e *PSO*, para as quais foram observados excelentes resultados. No entanto, para demonstrar o desempenho desta arquitectura de gestão baseada numa organização hierárquica de gestão de energia e potência, apresentam-se nesta secção apenas os resultados para o ciclo de condução ARTEMIS, conforme se pode observar na Figura 5.18 e na Figura 5.19.

Os resultados correspondem a uma das trinta corridas consecutivas feitas ao algoritmo de gestão implementado, tendo em conta que para o conjunto destas corridas, o desvio padrão do valor final da SoC_{bat} foi sempre inferior a 0,08% para a técnica baseada em *SA* e abaixo de 0,06% para a abordagem com *PSO*.

Com base nos resultados apresentados na Figura 5.18 e na Figura 5.19, e analisando os respectivos *zooms* ($t \in [450, 550]$ s), da Figura 5.20 e da Figura 5.21, podem-se retirar algumas conclusões. Um primeiro comentário surge relativamente às fases em que o veículo está parado, onde nenhuma potência é fornecida ao sistema de tracção e, portanto, se as fontes de alimentação estiverem totalmente carregadas, também não existe troca de energia entre as fontes, como acontece no início do ciclo de condução.

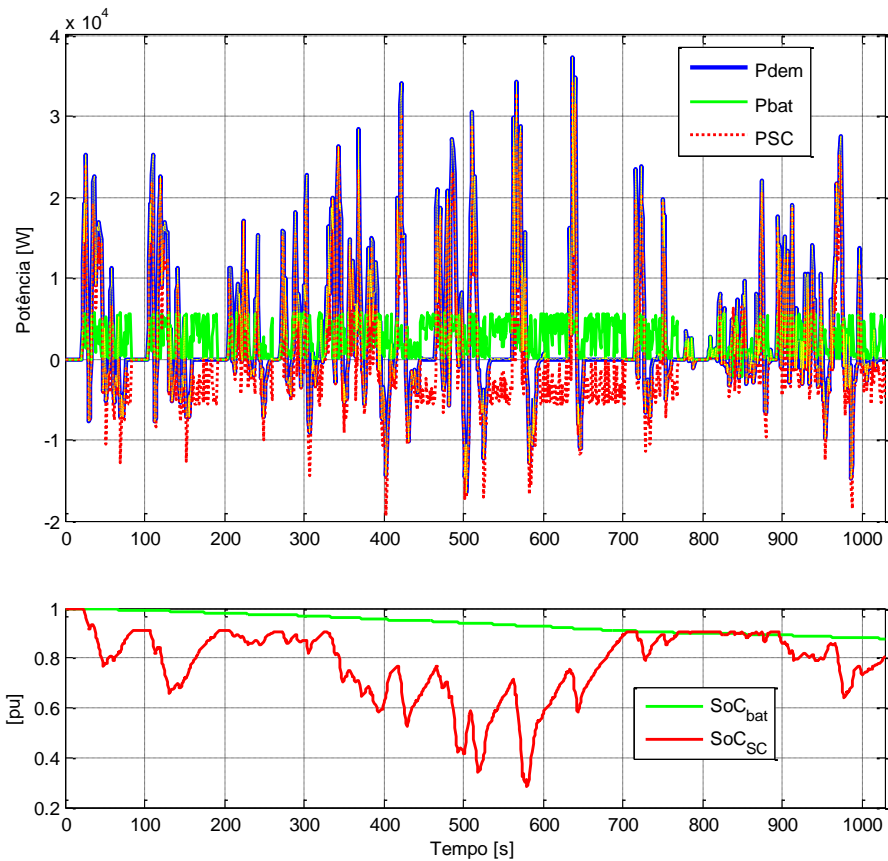


Figura 5.18. Resultados com módulo de gestão de potência baseado num algoritmo SA ($T_0 = 15$; $\alpha = 0,6$ e $N_{cycles} = 30$) para o ciclo de condução ARTEMIS.

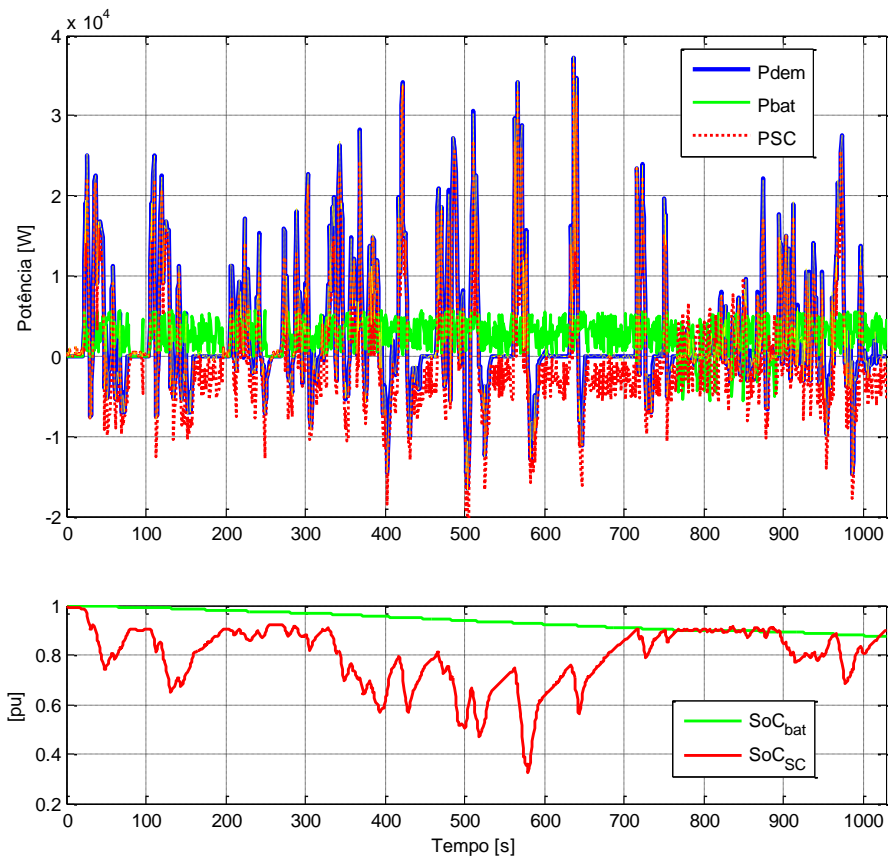


Figura 5.19. Resultados com módulo de gestão de potência baseado num algoritmo PSO ($N_{swarm} = 300$; $w = 0,8$ e $N_{cycles} = 1500$) para o ciclo de condução ARTEMIS.

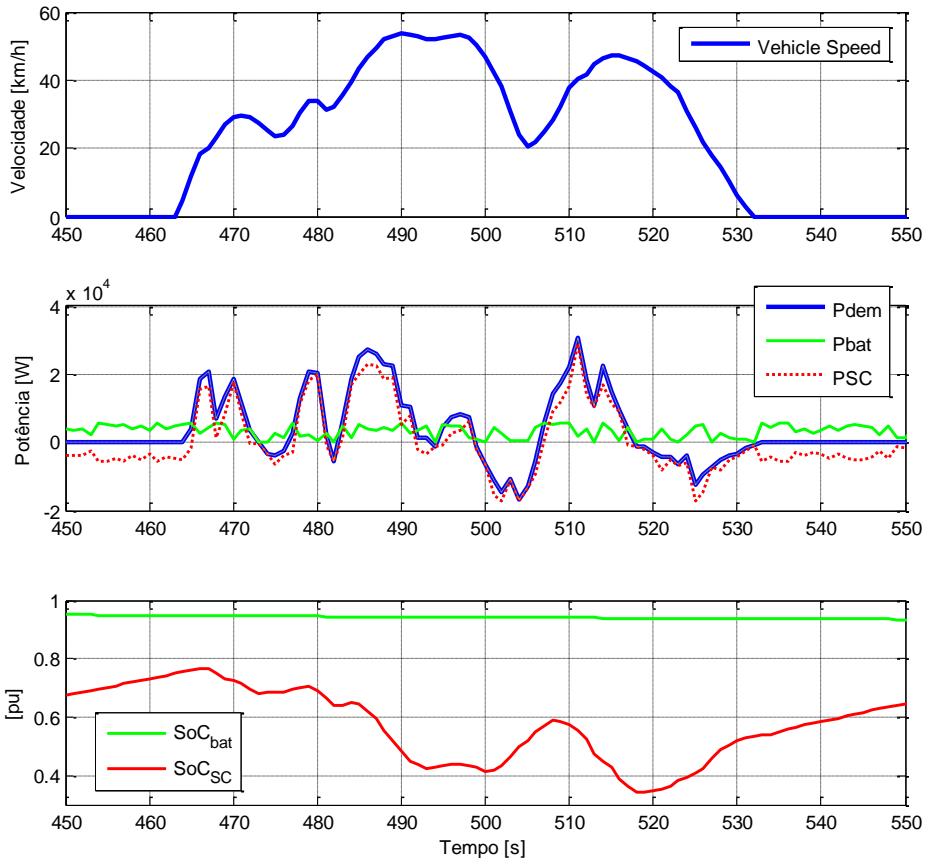


Figura 5.20. Zoom dos resultados com módulo de gestão de potência baseado num algoritmo SA ($T_0 = 15$; $\alpha = 0,6$ e $N_{Cycles} = 30$) para o ciclo de condução ARTEMIS.

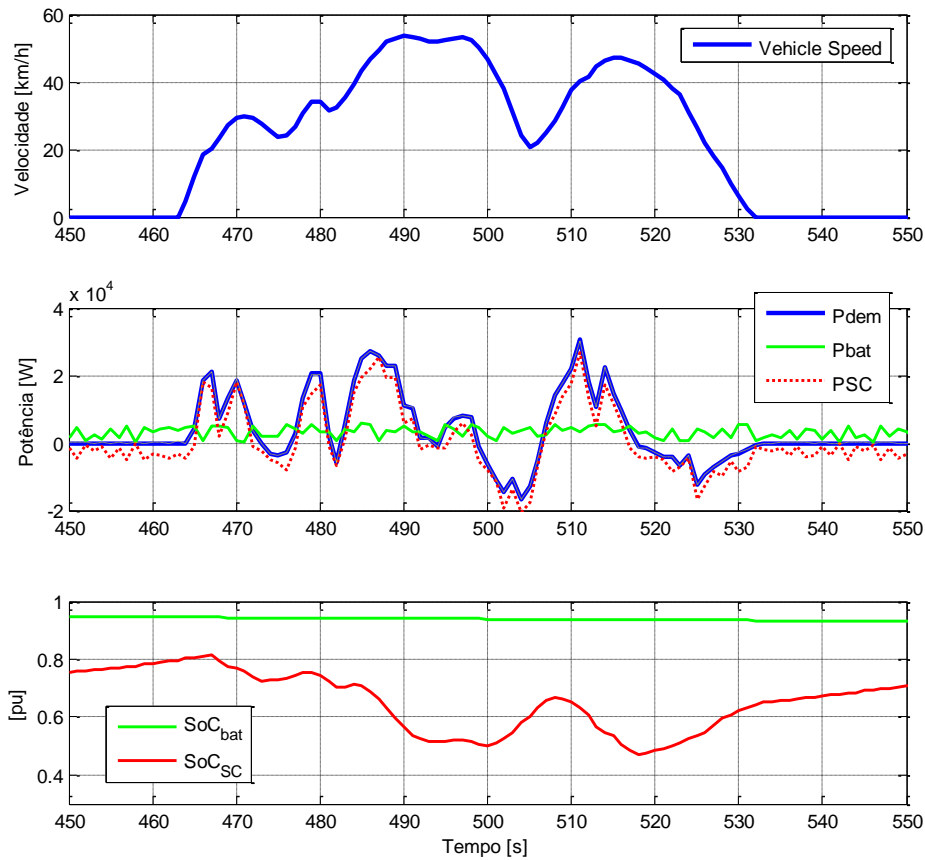


Figura 5.21. Zoom dos resultados com módulo de gestão de potência baseado num algoritmo PSO ($N_{swarm} = 300$; $w = 0,8$ e $N_{Cycles} = 1500$) para o ciclo de condução ARTEMIS.

No entanto, se os supercondensadores tiverem um estado de carga (SoC_{SC}) abaixo do seu limite operacional, o sistema de gestão induz uma troca de energia entre as baterias e os supercondensadores, como, por exemplo, acontece nos períodos compreendidos entre 450 e 465 s e entre 530 e 550 s, do ciclo de condução em análise. Um segundo comentário diz respeito aos transitórios de potência que ocorrem nas fases de aceleração do veículo, onde o recurso aos supercondensadores é normalmente maior do que às baterias. Contudo, se a potência requerida estiver abaixo da potência máxima das baterias, a potência fornecida ao sistema de tracção terá apenas origem nas baterias. Porém, se a potência solicitada aumentar, os supercondensadores assistem e fornecem o diferencial de potência necessário para um correcto funcionamento do veículo eléctrico.

Um terceiro comentário advém da fase de deslocação a velocidade constante do veículo, onde as baterias fornecem ao sistema a potência média, enquanto que os supercondensadores respondem às oscilações de potência, tal como é apresentado no período 490-500 s (Figura 5.20 e Figura 5.21). Por outro lado, quando o estado de carga dos supercondensadores SoC_{SC} está abaixo do seu limiar mínimo $\tau_{SoC_{SC}}^{min}$, o sistema de gestão organiza uma transferência de energia das baterias para os supercondensadores, como, por exemplo, acontece em torno dos 600 s. Finalmente, um último comentário para as operações de desaceleração e travagem do veículo, onde toda a energia regenerativa é encaminhada para os supercondensadores, conforme se verifica quando P_{dem} é negativa.

Comparando-se o desempenho dos dois algoritmos, afigura-se que ambos operacionalizam uma divisão adequada da potência a fornecer pelas duas fontes, mediante as suas características, embora com comportamentos ligeiramente diferentes, que essencialmente se traduzem numa utilização distinta dos supercondensadores. A evolução da SoC_{SC} mostra que a abordagem baseada em *SA* mantém os seus valores mínimos acima de 30% enquanto a técnica baseada em *PSO* pratica valores sempre acima de 35% (o que ocorre durante a mais severa aceleração do ciclo em análise).

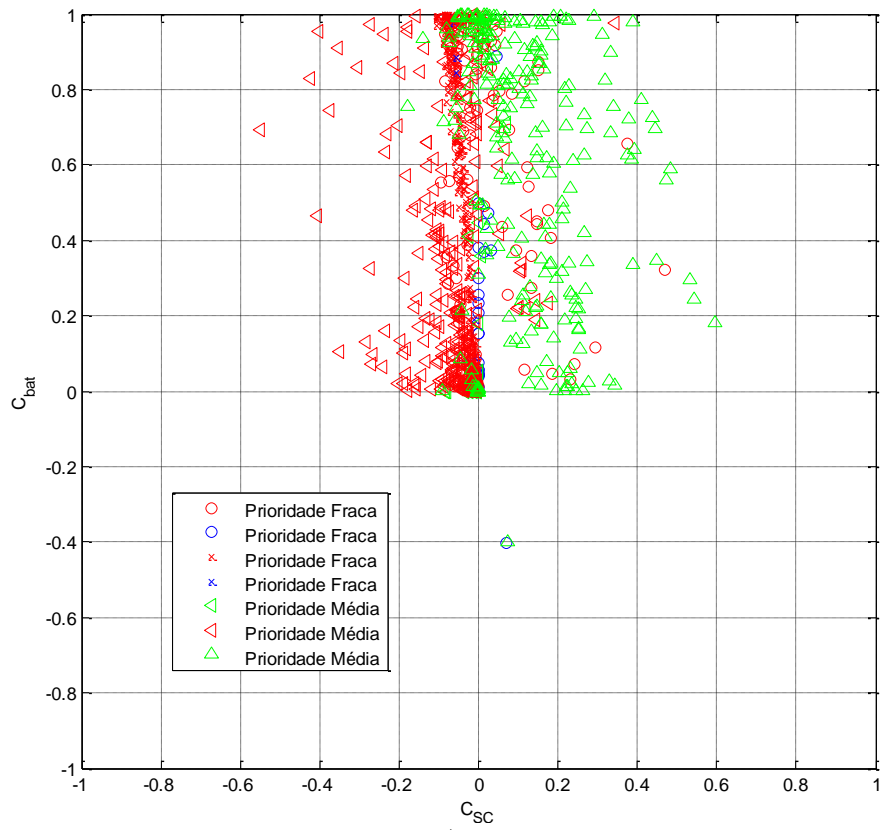
Estes resultados demonstram que uma gestão óptima dos supercondensadores é um grande desafio e, apesar dos bons resultados obtidos por estes algoritmos, alguma melhoria ao nível do módulo de gestão de energia (planeamento estratégico) pode ser introduzida, a fim de maximizar a utilização dos supercondensadores, mantendo o pressuposto deste trabalho, isto é, o desconhecimento total das necessidades futuras de potência do veículo.

Na Figura 5.22 são apresentados os coeficientes C_j que definem a divisão da potência das fontes, para o ciclo de condução ARTEMIS e para as técnicas baseadas em *SA* e em *PSO*, em função das regras utilizadas na implementa o do módulo de gestão de energia proposto no nível de planeamento estratégico. Os resultados apresentados na Figura 5.22 exibem algumas diferenç as relativamente à forma como os dois algoritmos obt m as soluções para idêntica solicitação de potência, sendo que o módulo de gestão de energia é igual para as duas técnicas em análise.

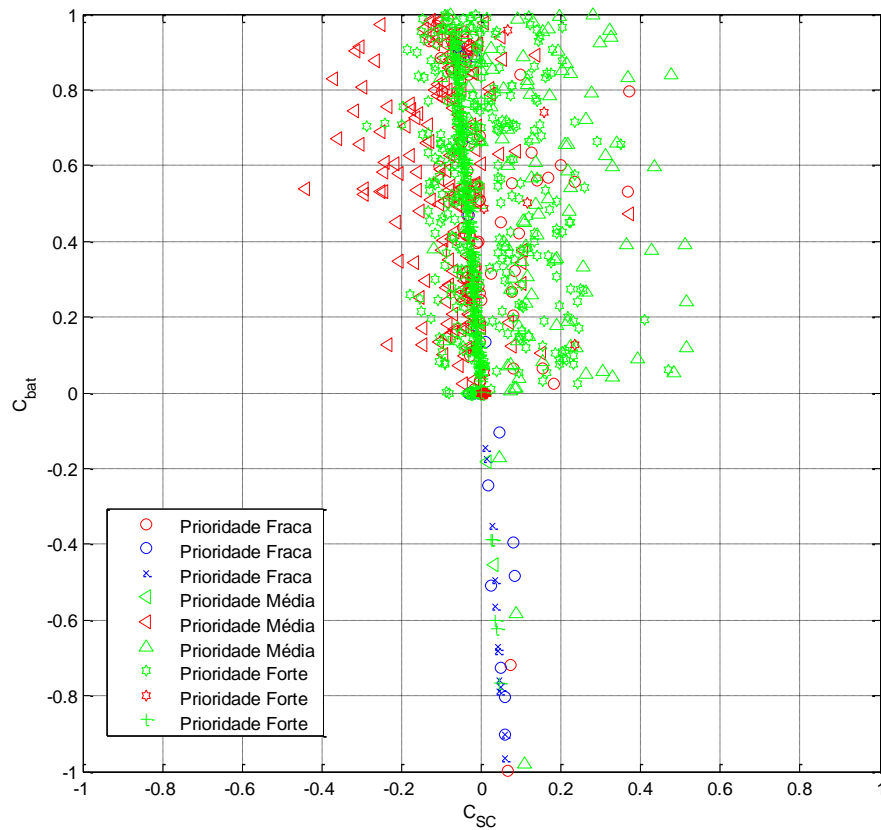
A abordagem baseada em *SA* d  um maior uso aos supercondensadores durante as fases de regenera o de energia e existe uma maior transferência de energia das baterias para os supercondensadores, verificado pelo maior número de soluções no segundo quadrante na Figura 5.22 a). Por outro lado, esta técnica nunca decide a favor do envio de energia proveniente da regenera o para as baterias e reduz ao mínimo a troca de energia entre os supercondensadores e as baterias, pois apenas duas soluções são posicionadas no quarto quadrante, o que significa fornecimento de energia dos supercondensadores para as baterias. Para a técnica baseada em *PSO*, verifica-se que os supercondensadores não são utilizados tão intensamente nas fases de desacelera o e travagem, e existe uma menor transferência de energia no sentido baterias-supercondensadores (segundo quadrante da Figura 5.22 b)). Registam-se ainda algumas ocorrências onde é transferida energia dos supercondensadores para as baterias, comprovadas pelo maior número de soluções no quarto quadrante da Figura 5.22 b).

Para a abordagem baseada em *PSO*, os resultados mostraram que o módulo de gestão de energia tem de usar regras com prioridade forte (ver Figura 5.15) comparativamente com a abordagem *SA*, que faz uso apenas de regras com prioridade fraca e média. Finalmente, para o ciclo de condução ARTEMIS, as duas técnicas de optimiza o não produzem soluções situadas no terceiro quadrante, porque as variáveis em análise não atingem valores que levem o módulo de gestão de energia a reduzir o espaço de pesquisa para esse quadrante (Figura 5.15).

Após a implementa o e valida o do sistema global de gestão, baseado numa arquitectura hierárquica, onde dois módulos de gestão, energia e potência, interagem   volta da resolução de um problema de optimiza o, para o qual se utilizam duas abordagens meta-heurísticas, existe agora a necessidade de avaliar o seu comportamento relativamente a outros métodos mais clássicos de gestão de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos, nomeadamente o método de desagrega o da frequência do sinal de potência solicitada às fontes.



a)



b)

Figura 5.22. Evolução dos coeficientes de partilha C_j para o ciclo de condução ARTEMIS para os algoritmos: a) SA ($T_0 = 15$; $\alpha = 0,6$ e $N_{cycles} = 30$); b) PSO ($N_{swarm} = 300$; $w = 0,8$ e $N_{cycles} = 1500$).

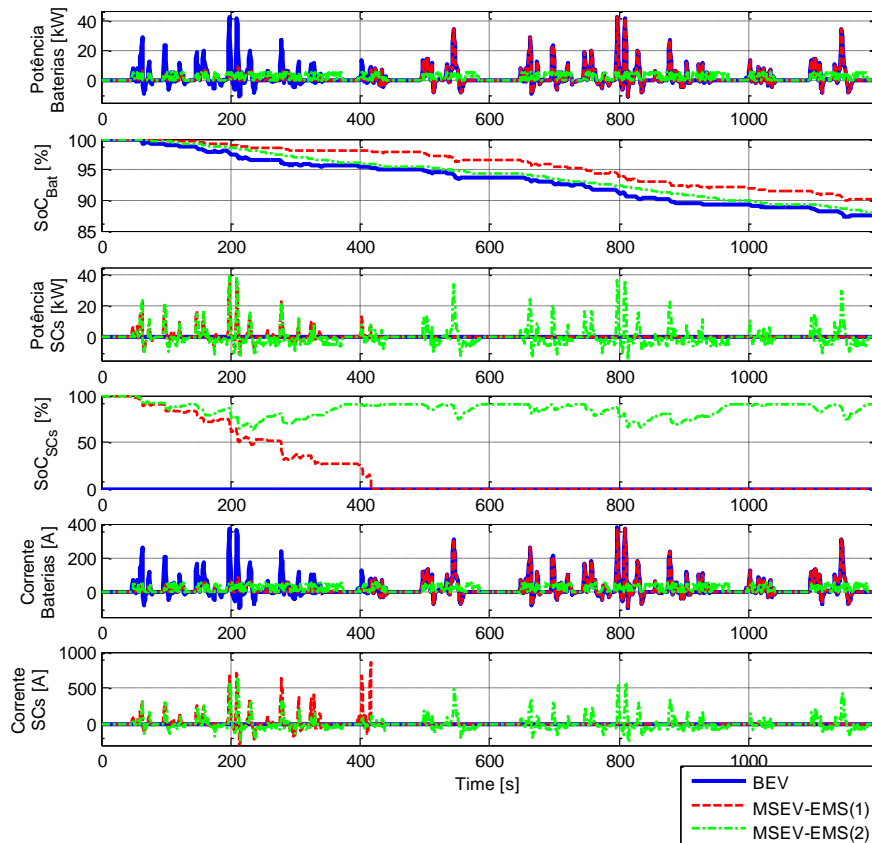
5.7.1 COMPARAÇÃO: SISTEMA GLOBAL DE GESTÃO E MÉTODOS CLÁSSICOS

No sentido de avaliar o comportamento do sistema global de gestão proposto decidiu-se avaliar o seu desempenho, utilizando para o efeito duas configurações diferentes do sistema de alimentação do veículo eléctrico em estudo e também duas estratégias de gestão de energia (EMS). A avaliação é realizada através da execução de diferentes simulações para dois ciclos urbanos de condução normalizados, nomeadamente o NYCC e o ARTEMIS. Para uma melhor comparação, utilizam-se dois ciclos consecutivos do NYCC de forma a aproximá-lo em termos de duração ao ciclo de condução ARTEMIS. As configurações do sistema de alimentação do veículo têm, por um lado, um veículo apenas alimentado por baterias (BEV) e, por outro lado, um veículo com múltiplas fontes (MSEV), nomeadamente a hibridização de baterias com supercondensadores. No estudo realizado foi ainda implementada uma estratégia de gestão baseada no método de desagregação de frequência do sinal da potência requerida ao sistema de alimentação (MSEV-EMS(1)), definida e apresentada na secção 5.2.1, de modo a ser comparado com o sistema global de gestão de energia apoiado numa arquitectura hierárquica de gestão anteriormente desenvolvida, daqui em diante definido como MSEV-EMS(2).

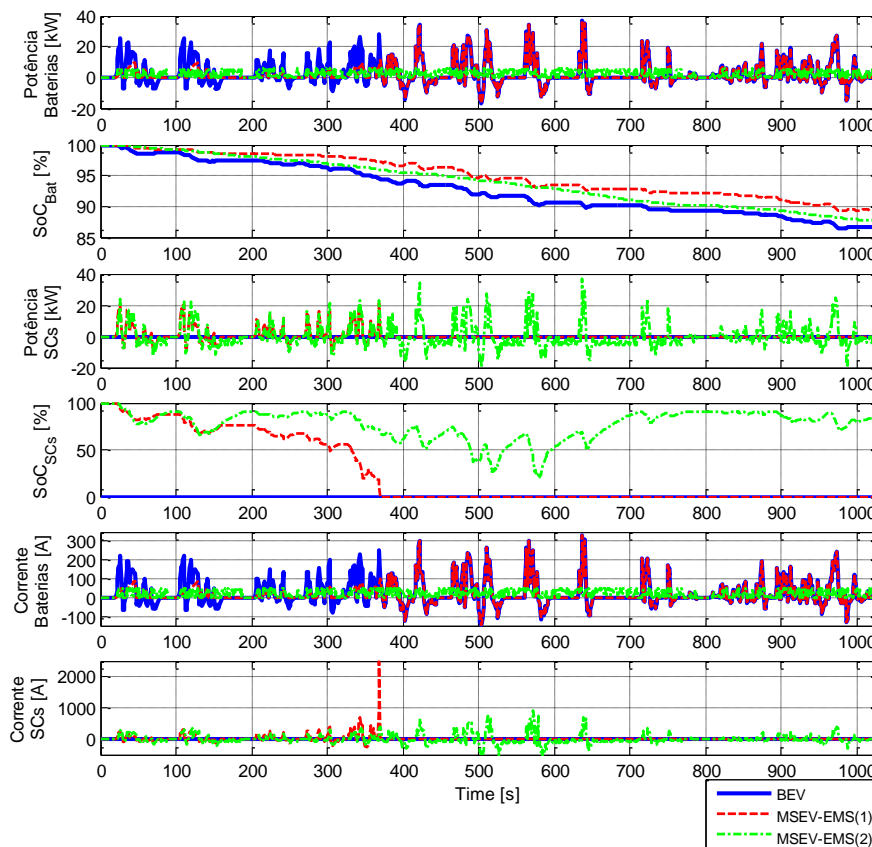
As simulações realizadas são baseadas na potência requerida ao sistema de alimentação dimensionado para o projecto VEIL, P_{dem} , discretizada com uma amostragem de 1 s, e consideram-se, novamente, as características de cada fonte indicadas na Tabela 5.3. Em todas as simulações considerou-se um estado de carga inicial de 100% para as duas fontes (configuração MSEV) e no caso do BEV também se considerou um SoC das baterias inicial de 100%.

Atendendo aos resultados apresentados anteriormente serem bastante idênticos para as duas abordagens meta-heurísticas sugeridas neste trabalho, a elaboração desta comparação apenas utiliza para a metodologia MSEV-EMS(2) a abordagem baseada em SA ($T_0 = 15$; $\alpha = 0.6$ e $N_{cycles} = 30$). Mais uma vez, todas as simulações foram realizadas com um completo desconhecimento da evolução da potência requerida ao sistema de alimentação até ao fim do ciclo de condução e, portanto, sem ser possível qualquer antecipação relativamente à distribuição da potência fornecida pelas fontes do veículo eléctrico.

Os gráficos obtidos para BEV, MSEV-EMS(1) e MSEV-EMS(2) para os ciclos 2xNYCC e ARTEMIS são apresentados na Figura 5.23. No caso da estratégia de gestão MSEV-EMS(2), os valores correspondem a uma das trinta corridas consecutivas do algoritmo SA, para as quais se registou um desvio padrão do valor final do estado de carga das baterias abaixo de 0,08%.



a)



b)

Figura 5.23. Resultados para BEV, MSEV-EMS(1) e MSEV-EMS(2) considerando os ciclos de condução: a) 2xNYCC e b) ARTEMIS.

A comparação entre os dois sistemas de alimentação em análise, BEV e MSEV, baseia-se na suposição que é possível extrair potências e correntes muito mais elevadas do que os valores nominais das baterias dimensionadas, no sentido de serem utilizadas conjuntamente com um sistema de gestão otimizada dos trânsitos de potência na alimentação do protótipo VEIL, onde se consideraram duas fontes de energia, conforme se apresentou no Capítulo 4 e em [5.3]. Além disso, os supercondensadores também foram dimensionados no pressuposto de conseguirem uma partilha óptima de potência entre o sistema de alimentação e o sistema de tracção; logo, uma gestão desarticulada poderá levar à ruptura do fornecimento de energia.

Os resultados da Figura 5.23 demonstram que para fornecer energia ao veículo eléctrico considerado, para os dois ciclos de condução em análise, a topologia BEV exige baterias com capacidade de fornecer potências muito maiores (acima de 40 kW), ao contrário do que acontece quando se utiliza um sistema de alimentação com duas fontes e com controlo dos seus fluxos de energia através de uma gestão otimizada. No que se refere à estratégia MSEV-EMS(1), os supercondensadores ajudam as baterias relativamente à cobertura dos picos de potência, embora isso aconteça apenas enquanto estes têm energia disponível.

Esta estratégia, como referido anteriormente, não tem qualquer preocupação relativamente ao ajuste do nível de energia dos supercondensadores, de forma a otimizar a sua utilização e assim poderem auxiliar as baterias durante todo o percurso. Verifica-se que a estratégia MSEV-SEM(1) só desempenha correctamente o seu papel durante os primeiros 400 s dos dois ciclos de condução considerados. Relativamente à arquitectura de gestão proposta, MSEV-EMS(2), a potência nominal das baterias (5,8 kW) nunca é excedida durante a operação do veículo eléctrico para os ciclos de condução estudados e os resultados demonstram que esta estratégia de gestão tem, como foi projectado, a capacidade e preocupação de maximizar a utilização dos supercondensadores e, por conseguinte, opera transferências de energia das baterias para os supercondensadores durante as fases em que veículo está parado, ou seja, quando não é necessário alimentar o sistema de tracção. Esta estratégia permite em cada instante obter um nível optimizado de energia nos supercondensadores.

A evolução do SoC_{bat} não é muito diferente nas estratégias em comparação, visto se ter considerado que as baterias têm capacidade para armazenar toda a energia regenerativa, isto é, os picos de potência produzidos pelo sistema de tracção durante as desacelerações e travagem, o que na prática não é possível com as baterias seleccionadas. Assim, a evolução mais fidedigna e com uma correspondência real é a obtida para o MSEV-EMS(2). Para essa mesma estratégia de gestão, os gráficos do SoC_{SC} apresentam uma evolução dentro do que é definido como um

perfeito controlo, com base na estratégia de gestão de energia implementado no módulo de planeamento estratégico. Esta particularidade permite manter os níveis de tensão dentro de valores admissíveis para os supercondensadores seleccionados preservando a respectiva corrente longe dos seus valores máximos, ao contrário do que ocorre com a estratégia MSEV-EMS(1). Este aspecto é fundamental no controlo das perdas associadas à transferência de energia e alimentação do sistema de tracção, quando se utilizam múltiplas fontes de energia, o que leva, naturalmente, ao aumento da eficiência global do veículo eléctrico.

Mais algumas observações podem ser feitas relativamente ao uso da estratégia de gestão MSEV-EMS(2). Um primeiro comentário advém das fases em que o veículo se encontra parado e, portanto, não existe fornecimento de energia para o sistema de tracção, e se as fontes de alimentação estiverem totalmente carregadas, então não haverá trocas de energia entre as fontes, como acontece no início dos ciclos de condução. No entanto, se supercondensadores estiverem abaixo do seu valor limite de SoC , existirá um fornecimento de energia aos supercondensadores vindo das baterias, como se verifica nos períodos situados entre 450 e 465 s e entre 530 e 550 s, do ciclo de condução ARTEMIS. Um segundo comentário surge relativamente aos transitórios de aceleração do veículo, onde a utilização dos supercondensadores é tipicamente mais intensa do que a das baterias; no entanto, se a potência estiver abaixo do valor máximo das baterias, então o sistema de tracção somente será alimentado por estas. À medida que a potência solicitada ao sistema de alimentação aumenta, os supercondensadores vão assistindo progressivamente e, por conseguinte, fornecem a diferença de potência entre o valor máximo das baterias e da potência solicitada, mantendo assim o correcto funcionamento do veículo. Um terceiro comentário prende-se com as deslocções a velocidade constante do veículo, onde as baterias fornecem a potência média e os supercondensadores respondem às oscilações de potência, tal como é apresentado na Figura 5.23 b) nos instantes situados em torno dos 490-500 s. Para situações em que o SoC_{SC} se encontra abaixo do seu limiar mínimo, $\tau_{SoC_{SC}}^{min}$, as baterias também transferem energia para os supercondensadores, o que, por exemplo, ocorre em torno dos 600 s. Finalmente, durante as operações de desaceleração e travagem do veículo, toda a energia proveniente da regeneração do veículo é direccionada e armazenada nos supercondensadores.

Comparando agora o desempenho das duas estratégias de gestão de energia, é notório que a estratégia MSEV-EMS(1) necessita de preocupações adicionais, no que respeita ao dimensionamento do sistema de alimentação. Esta estratégia baseia-se fortemente na capacidade total dos supercondensadores, o que leva a um sobredimensionamento desnecessário da fonte secundária, ou seja, dos supercondensadores, neste caso.

Mais uma vez, estes resultados demonstram que a gestão óptima dos supercondensadores é um desafio complicado e apesar dos excelentes resultados alcançados pela estratégia MSEV-EMS(2), poderão ser inseridas melhorias no sistema de gestão, a fim de maximizar a eficiência do veículo eléctrico e respectiva autonomia, particularmente no dimensionamento das fontes de energia.

A Figura 5.24 apresenta as soluções obtidas para os coeficientes C_j (representativos da divisão de potência entre as duas fontes) para os dois ciclos de condução considerados e em função das prioridades das regras utilizadas na implementação do módulo de gestão de energia proposto no nível de planeamento estratégico. Todas as soluções são baseadas em quatro regras com prioridade fraca (B, C, E e F) e três com prioridade média (G, H e I), nunca sendo aplicadas as de prioridade forte. Isto demonstra um bom dimensionamento do sistema de alimentação baseado num sistema híbrido com duas fontes. Além disso, os resultados descritos na Figura 5.24 mostram que a capacidade dos supercondensadores com a estratégia de gestão proposta (MSEV-EMS(2)) pode ser reduzida em 40% para o ciclo NYCC e em 30% para o ciclo ARTEMIS, mantendo as baterias aqui consideradas.

De realçar que os tempos de computação máximos registados na implementação da estratégia de gestão MSEV-EMS(2), se situam sempre abaixo de 20 ms por cada decisão do módulo de potência, indicando que o sistema global de gestão proposto funcionará perfeitamente em tempo real, tendo em conta os tempos de resposta esperados para um sistema deste tipo.

Na Figura 5.25 é apresentada uma comparação quantitativa entre a proposta de sistema de gestão em tempo real para veículos eléctricos com múltiplas fontes, MSEV-EMS(2), e as outras duas estratégias de gestão, nomeadamente a configuração BEV (só baterias) e a técnica de desagregação da frequência do sinal de potência, MSEV-EMS(1), para os dois ciclos de condução urbana considerados. Estes resultados mostram que, quando a MSEV-EMS(2) é utilizada, o SoC das baterias é maximizado no final de cada ciclo. Se se considerar a energia nos supercondensadores no final de cada ciclo e transferindo-a para as baterias, os valores finais de SoC_{bat} é de 95 % e 94% (Figura 5.25 a)) para NYCC e ARTEMIS, respectivamente. Considerando as baterias propostas neste estudo, a sua utilização só é sustentável recorrendo ao sistema global de gestão baseado na estratégia modular apresentada na secção 5.4 (cf. Figura 5.25 b)). Para se utilizar uma topologia baseada apenas numa alimentação por baterias, dever-se-á considerar um grande aumento da capacidade de potência das mesmas, e um aumento de massa, o que resultará num aumento da potência solicitada ao sistema de alimentação, inerente ao acréscimo de peso da viatura, e por conseguinte num problema de dimensionamento.

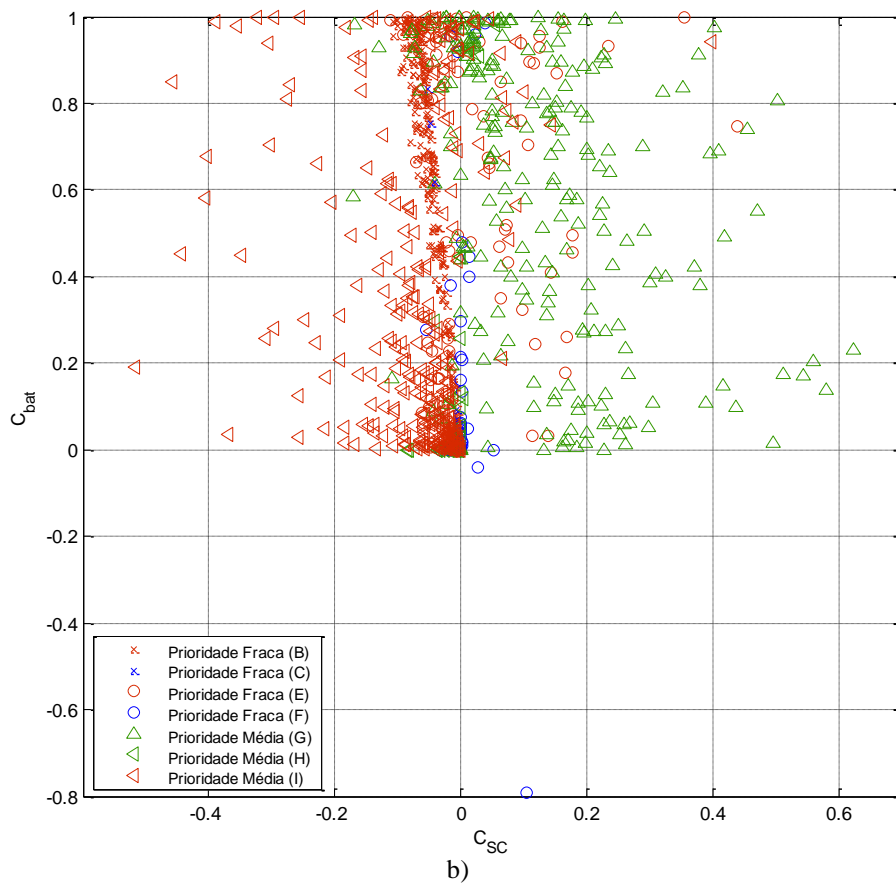
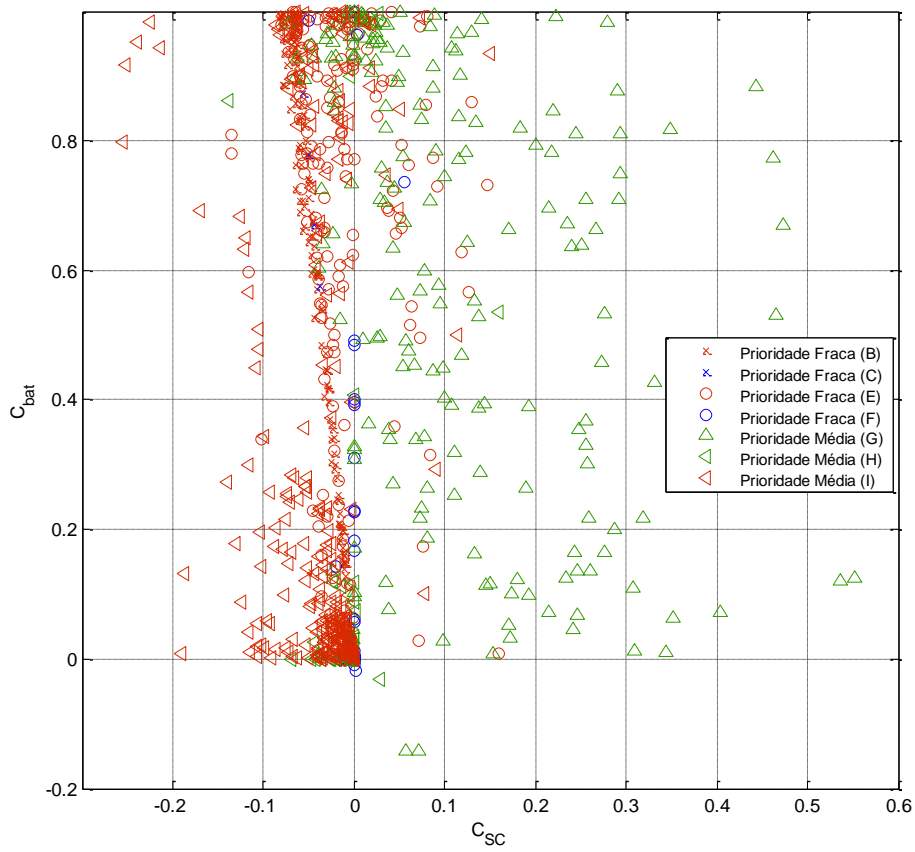


Figura 5.24. Evolução dos coeficientes de partilha C_j para o ciclo de condução ARTEMIS para os algoritmos: a) SA ($T_0 = 15$; $\alpha = 0,6$ e $N_{cycles} = 30$); b) PSO ($N_{swarm} = 300$; $w = 0,8$ e $N_{cycles} = 1500$).

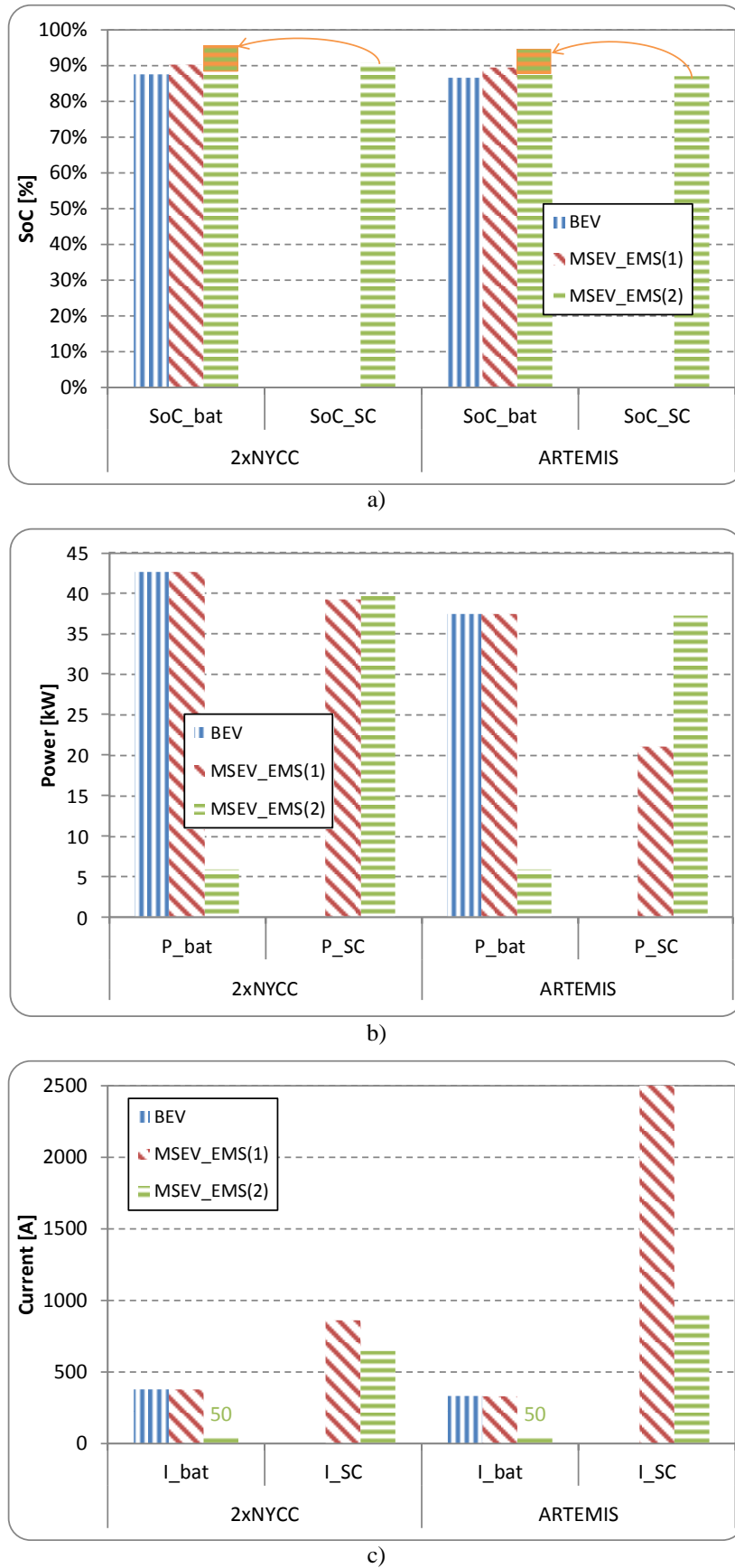


Figura 5.25. a) SoC no final de cada ciclo de condução; b) potência máxima e c) corrente máxima requeridas às fontes de energia durante a operação de ciclos de condução.

De forma análoga, os resultados demonstram que para concluir os dois ciclos em estudo com a estratégia de gestão MSEV-EMS(1) será necessário um aumento da capacidade dos supercondensadores, resultando também num problema de dimensionamento. Além disso, as perdas associadas à circulação de correntes elevadas nas fontes são consideravelmente reduzidas com a estratégia MSEV-EMS(2), em particular no que respeita aos supercondensadores para o ciclo de condução ARTEMIS (Figura 5.25 c)). Em suma, os resultados demonstram que a estratégia de gestão baseada na arquitectura modular, com um nível responsável pela gestão de energia e outro pela gestão de potência (MSEV-EMS(2)), se revelou muito eficaz na gestão optimizada de um sistema de alimentação de duas fontes para veículos eléctricos, revelando grandes vantagens do ponto de vista da eficiência energética, da autonomia do veículo e ainda na redução da capacidade instalada das fontes no veículo.

5.7.2 ANÁLISE DE SENSIBILIDADE AOS PARÂMETROS DOS ALGORITMOS SA E PSO

O desempenho das técnicas de optimização recorrendo aos algoritmos descritos anteriormente (SA e PSO) foi comparado e analisado tendo em conta três indicadores chave de desempenho no que diz respeito à aplicação em tempo real do sistema global de gestão, onde estão alojados os algoritmos SA e PSO, nomeadamente, o esforço computacional de cada solução, o valor final do estado de carga das baterias e o valor mínimo do estado de carga dos supercondensadores atingido durante a realização de um ciclo de condução. O primeiro está relacionado com o tempo de computação de cada algoritmo e foi avaliado utilizando os comandos do Matlab® “tic” e “toc”. O segundo é o valor final do SoC da bateria (SoC_{bat}) depois de receber a energia que estiver armazenada nos supercondensadores, no final de cada ciclo de condução. Este indicador é de destacada importância porque apresenta a quantidade de energia consumida durante o ciclo de condução e, assim, permite inferir sobre a possível autonomia do veículo. Finalmente, o terceiro indicador de desempenho (SoC_{SC}^{min}) tem um importante significado físico, porque baixos valores de SoC significam valores baixos de tensão e, conseqüentemente, levará para uma mesma potência à circulação de correntes bastante elevadas e, portanto, grandes perdas por efeito Joule no sistema de alimentação.

Em relação à abordagem SA, foram analisados três parâmetros distintos: o valor da temperatura inicial do algoritmo ($T_0 = \{5; 10; 15; 20; 25\}$), o coeficiente de redução de

temperatura ($\alpha = \{0,4; 0,5; 0,6; 0,7; 0,8\}$) e o número de iterações a temperatura constante ($N_{Cycles} = \{10; 20; 30; 40; 50\}$).

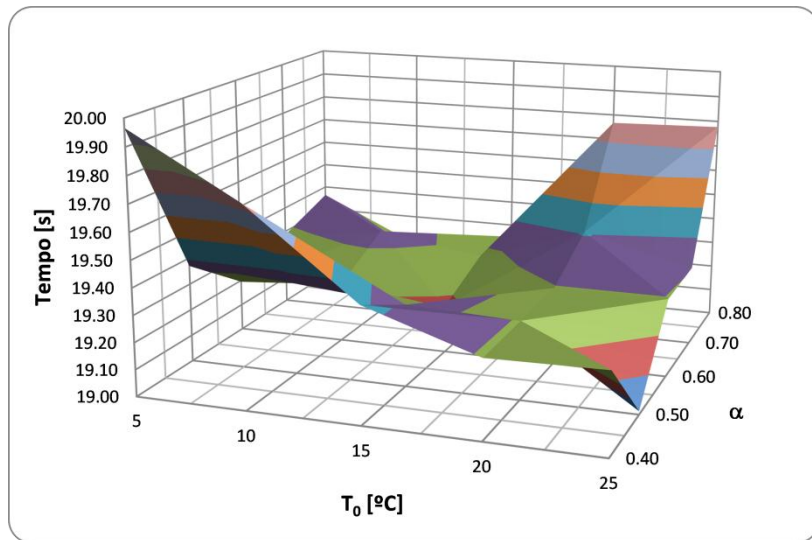
Para a técnica de optimização *PSO*, os parâmetros escolhidos para análise foram: o número dos elementos ($N_{swarm} = \{100; 200; 300; 400; 500\}$), o valor do peso inercial ($w = \{0,4; 0,6; 0,8; 1,0; 1,2\}$), e número máximo de iterações ($N_{Cycles} = \{500; 1000; 1500; 2000; 2500\}$).

A fim de efectuar a análise de sensibilidade proposta, foram realizadas várias simulações com base no ciclo de condução normalizado ARTEMIS, para ambos os algoritmos. Assim, foram efectuadas trinta corridas consecutivas de cada algoritmo em análise para cada par de parâmetros em estudo. Seguidamente, foram calculados o valor máximo, o valor mínimo, a mediana, o desvio padrão e a variância dos resultados obtidos para os indicadores de desempenho escolhidos.

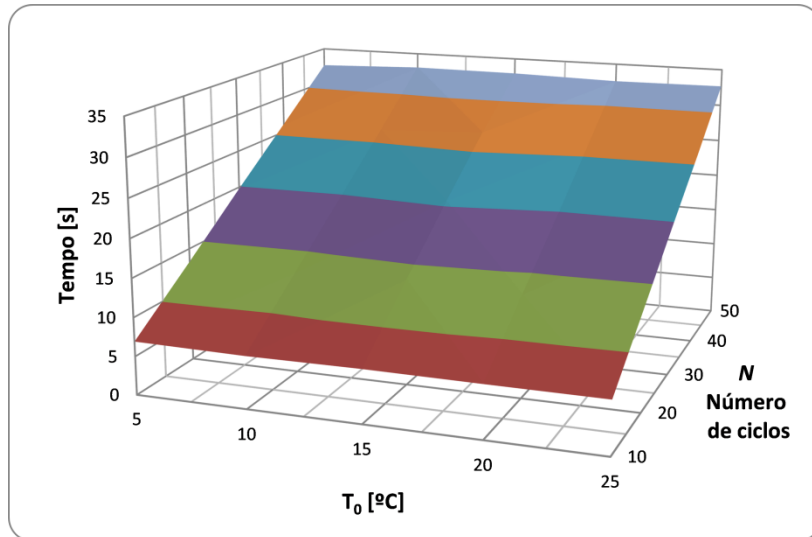
5.7.2.1 Simulated Annealing

Os resultados obtidos para o tempo de computa o, valor final da SoC_{bat} e valor mínimo da SoC_{SC} , em função dos parâmetros de entrada do algoritmo *SA*, correspondem aos respectivos valores médios de trinta corridas efectuadas consecutivamente. Esses indicadores são apresentados na Figura 5.26, Figura 5.27 e Figura 5.28, respectivamente, de forma a analisar a sensibilidade destas variáveis relativamente aos parâmetros de entrada.

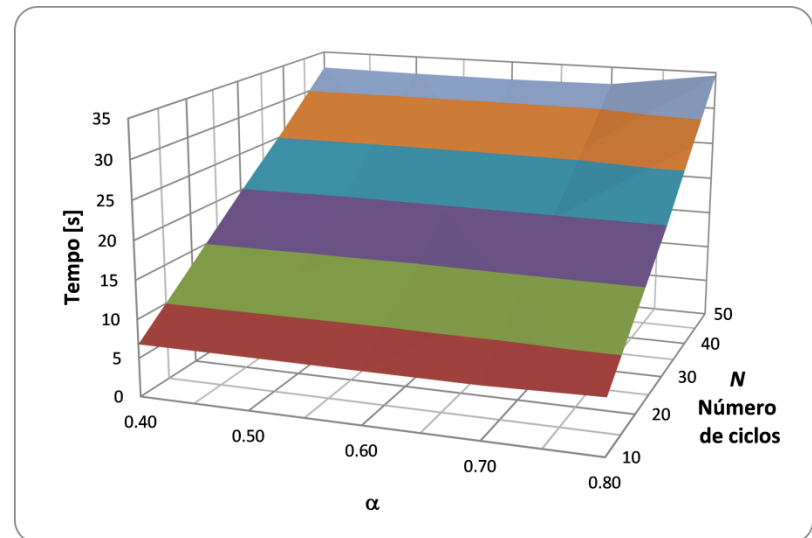
Relativamente   Figura 5.26, e do ponto de vista do tempo médio de computa o,   de notar que para o algoritmo de *SA* o desempenho não é directamente afectado com o aumento da temperatura inicial T_0 e do coeficiente de redução de temperatura α . O aumento destes dois parâmetros não leva ao crescimento do tempo de computa o (ver Figura 5.26 b) e c)). Por outro lado, o tempo médio de computa o aumenta linearmente quando se aumenta o número de iterações, N_{Cycles} (ver Figura 5.26 b) e c)). Mas, quando T_0 e α estão relacionados com um valor constante N_{Cycles} igual a 30, como se pode verificar na Figura 5.26 a), existe um ponto de inflexão para valores de temperatura inicial, situados na proximidade de 15, e para valores de α perto de 0,6, apresentando para esses valores um valor mínimo do tempo médio de computa o. Por conseguinte, do ponto de vista do tempo médio de computa o, estes resultados sugerem que existe uma combinação efectiva entre T_0 e α para cada valor de N_{Cycles} .



a)



b)



c)

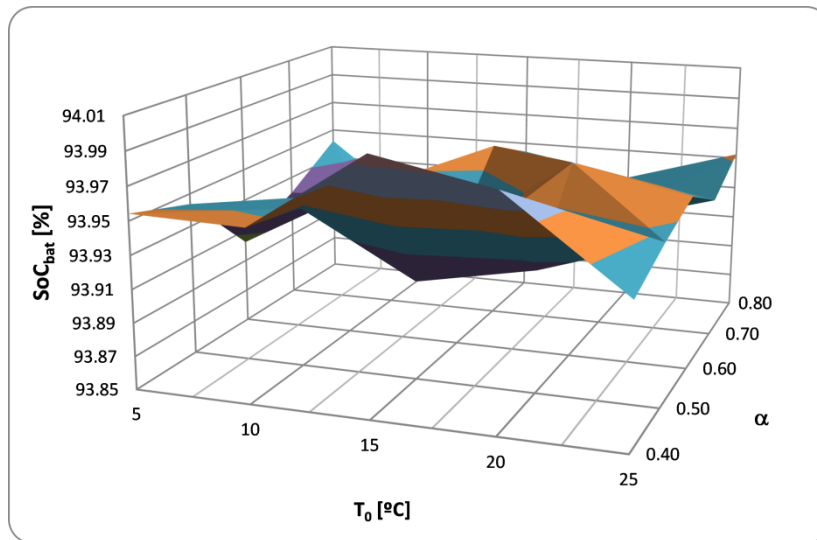
Figura 5.26. Tempo médio de computação em função de: a) T_0 e α , para $N_{Cycles} = \{30\}$; b) T_0 e N_{Cycles} , para $\alpha = \{0,6\}$ e c) α e N_{Cycles} , para $T_0 = \{15\}$.

Se o tempo de computa o for a única variável em análise, a escolha de um valor baixo de N_{Cycles} reduz significativamente o tempo de computa o. No entanto, uma escolha deste tipo também degrada a qualidade global das solu es. Consequentemente, $N_{Cycles} = \{30\}$ apresenta um bom compromisso entre a qualidade dos resultados e o tempo médio de computa o.

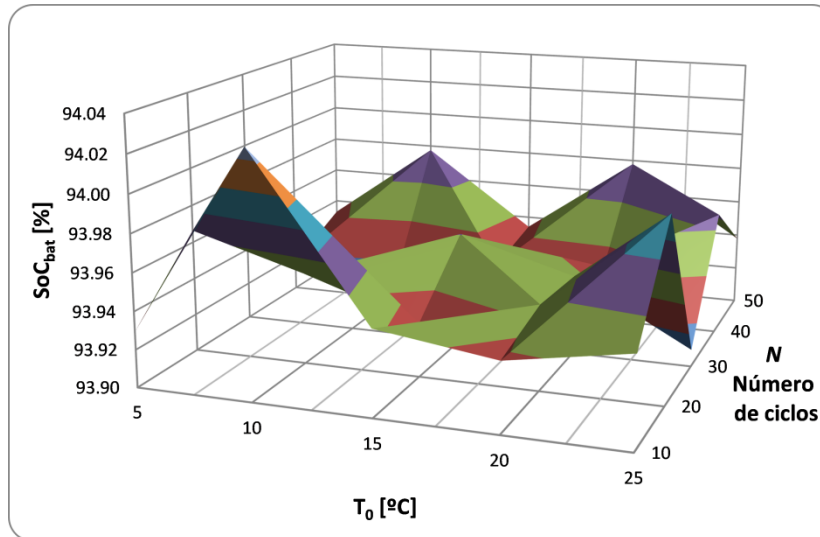
Na Figura 5.27 é representada a média dos valores finais da SoC_{bat} em fun o dos parâmetros do algoritmo. A partir destes dados, é claro que o desempenho do algoritmo de SA apresenta varia es, embora abaixo de 0,7%, quando se variam os parâmetros de entrada do algoritmo dentro das gamas escolhidas para este estudo. No entanto, os valores finais de SoC_{bat} mostram algumas combina es específicas de T_0 , α e N_{Cycles} para as quais se verificam valores de SoC_{bat} mais elevados. Analisando a influência do parâmetro α no desempenho do algoritmo, a maximiza o do valor final de SoC_{bat} é obtida num intervalo $[0,5, 0,6]$, conforme se pode ver na Figura 5.27 c). No que trata   influência do parâmetro N_{Cycles} em rela o ao valor final SoC_{bat} , os maiores valores são obtidos para N_{Cycles} localizado na proximidade dos extremos do intervalo considerado neste estudo.

Contudo, para a situa o específica de $N_{Cycles} = \{30\}$ e $T_0 = \{15\}$, os resultados apresentam um máximo local originando um valor final máximo de SoC_{bat} . Concluindo, o indicador de desempenho SoC_{bat} mostra uma varia o dentro de uma faixa estreita, em fun o dos parâmetros de entrada seleccionados. No entanto,   possível identificar um valor predominante de temperatura inicial (15), e um intervalo apertado para o coeficiente de redu o de temperatura (0,5 a 0,6), e os níveis mais elevados de SoC_{bat} são obtidos com um número de ciclos por itera o igual ou superior a 30.

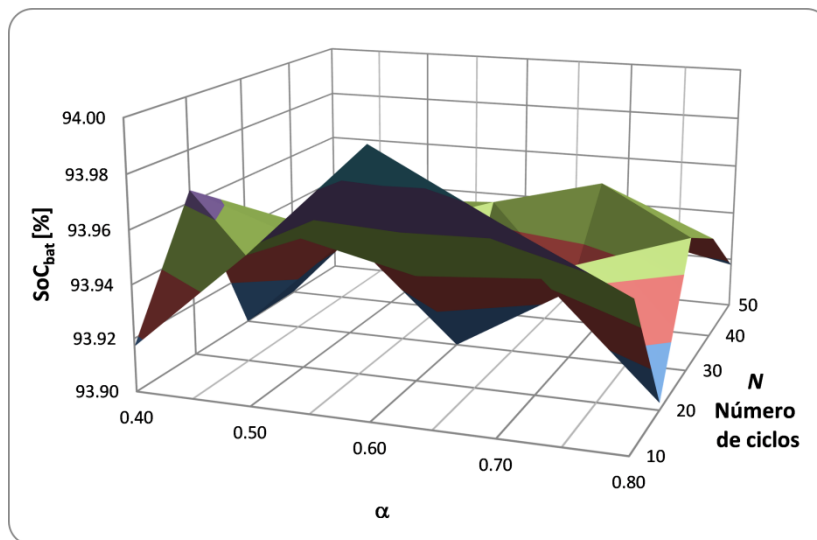
Em rela o ao desempenho do algoritmo SA em termos dos valores mínimos de SoC_{SC} atingidos durante as corridas realizadas, a Figura 5.28 mostra uma maior amplitude de varia o (10%) em compara o com o indicador SoC_{bat} , relativamente à varia o dos seus parâmetros de entrada. No entanto, os resultados da Figura 5.28 revelam que os valores anteriormente identificados, para os parâmetros de entrada em análise, mostram também um bom comportamento, sugerindo um desempenho adequado deste algoritmo para uma temperatura inicial de 15 e um coeficiente de redu o da temperatura de 0,6, bem como para um número de ciclos, por itera o, igual ou superior a 30.



a)

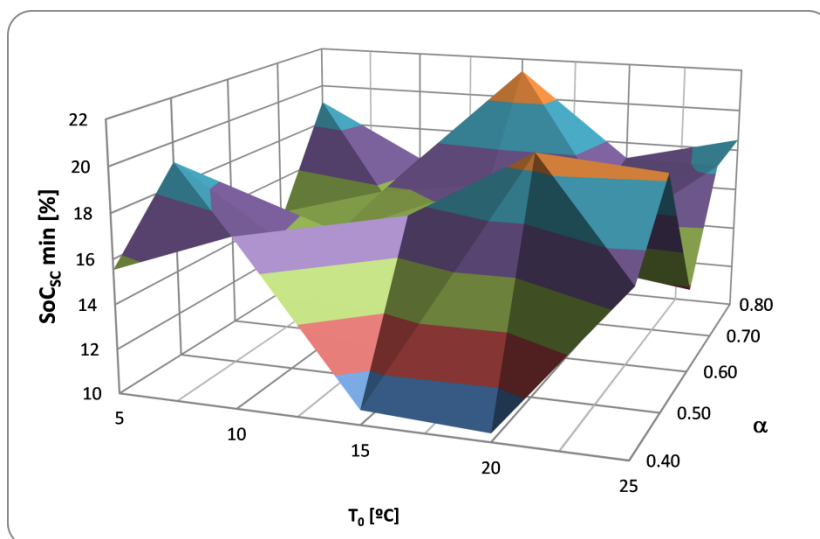


b)

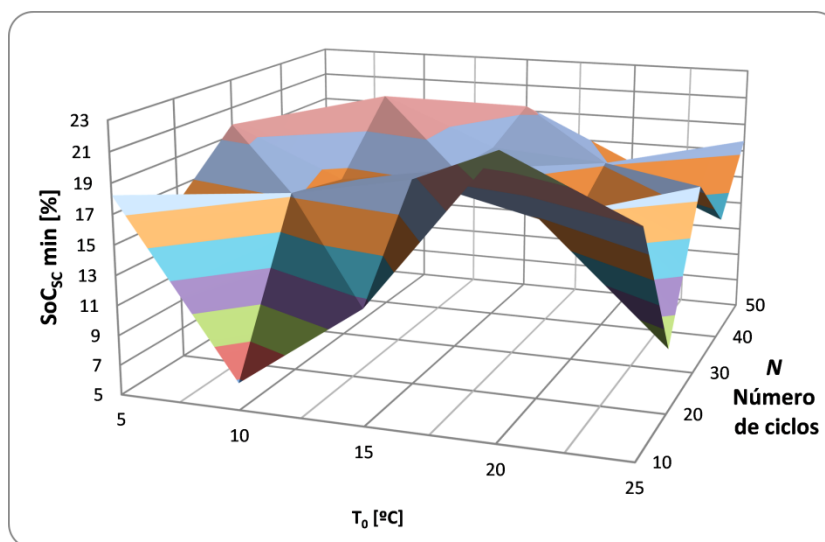


c)

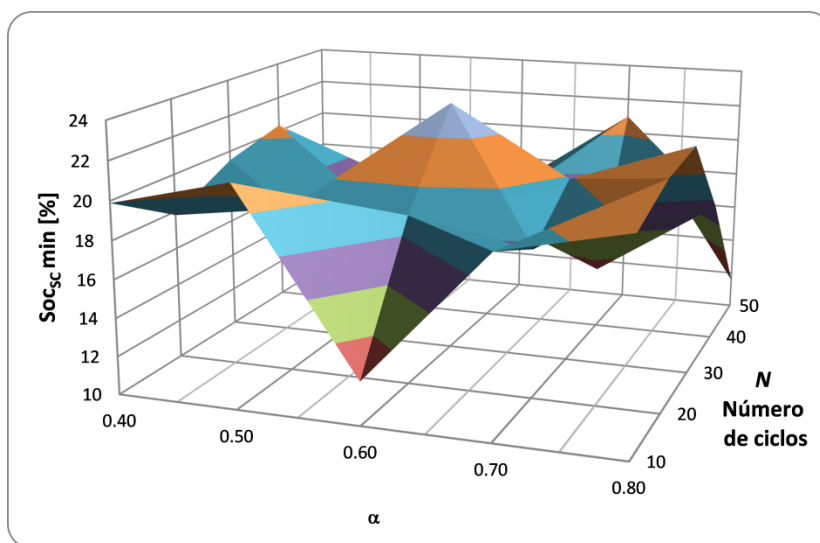
Figura 5.27. Valor final de SoC_{bat} em função de: a) T_0 e α , para $N_{cycles} = \{30\}$; b) T_0 e N_{cycles} , para $\alpha = \{0,6\}$ e c) α e N_{cycles} , para $T_0 = \{15\}$.



a)



b)



c)

Figura 5.28. Valor mínimo de SoC_{SC} em função de: a) T_0 e α , para $N_{Cycles} = \{30\}$; b) T_0 e N_{Cycles} , para $\alpha = \{0,6\}$ e c) α e N_{Cycles} , para $T_0 = \{15\}$.

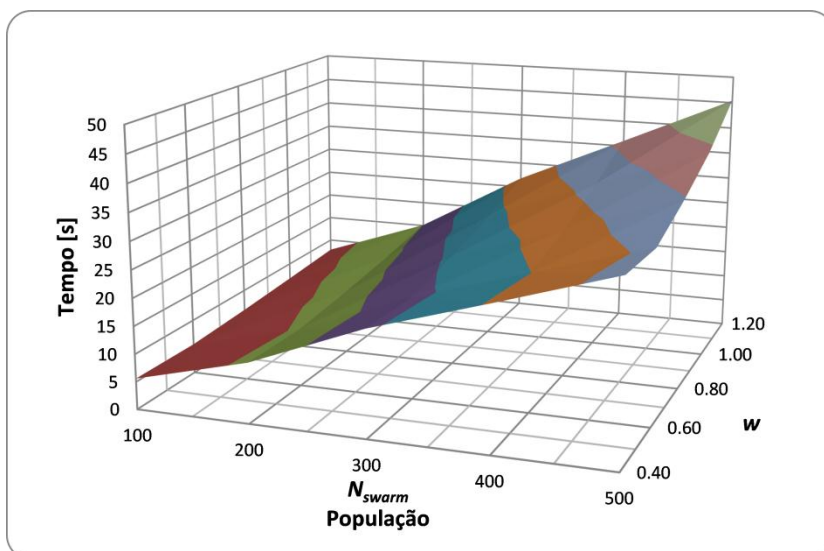
Para concluir, o algoritmo *SA* apresenta um bom desempenho na geração de soluções para o problema de gestão de veículos eléctricos com múltiplas fontes e a escolha acima identificada para os parâmetros de entrada, que foram analisados nesta secção, apresenta tempos de computação perfeitamente aceitáveis para uma implementação em tempo real. Ou seja, foi em média necessário apenas 18,66 ms para calcular cada nova solução, cuja amostragem tem 1 s.

Estes resultados são obtidos recorrendo a uma temperatura inicial relativamente baixa ($T_0 = \{15\}$) e um coeficiente de redução de temperatura dentro de um pequeno intervalo, podendo ser seleccionado um valor de 0,5 ou 0,6. Finalmente, do ponto de vista do tempo médio de computação, o número de ciclos por iteração deve ser baixo. No entanto, relativamente aos outros indicadores de desempenho, este deve ser superior a 30 ciclos por iteração para não degradar a qualidade das soluções. Logo, deverá ser escolhido o valor de 30 ciclos por ser o valor que minimiza o tempo de computação e simultaneamente não degrada a qualidade das soluções.

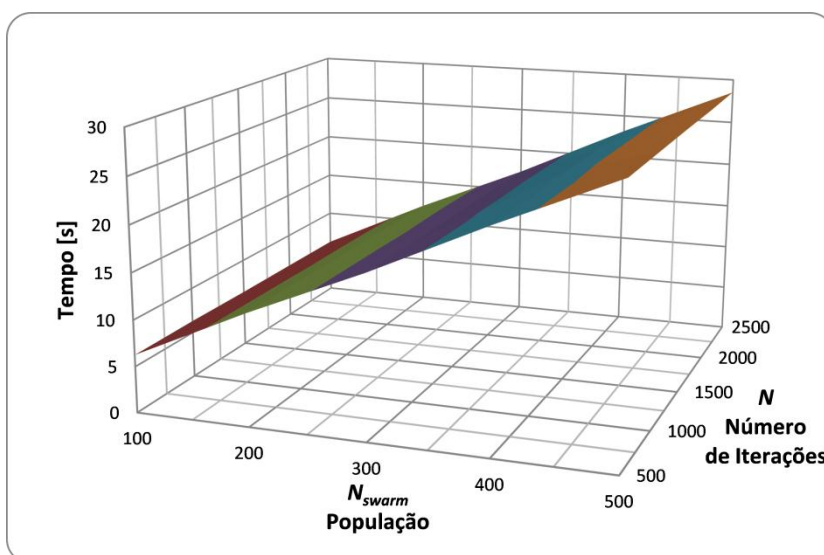
5.7.2.2 Particle Swarm Optimization

No que diz respeito à técnica de optimização *PSO*, os resultados obtidos para os indicadores de desempenho tempo médio de computação, os valores finais de SoC_{bat} e o valor mínimo de SoC_{SC} , em função dos parâmetros de entrada do algoritmo, são apresentados na Figura 5.29, Figura 5.30 e Figura 5.31, respectivamente. Os valores apresentados correspondem aos valores médios de trinta corridas consecutivas realizadas ao algoritmo *PSO*, permitindo desta forma analisar a sensibilidade dos indicadores de desempenho em função dos parâmetros de entrada do algoritmo.

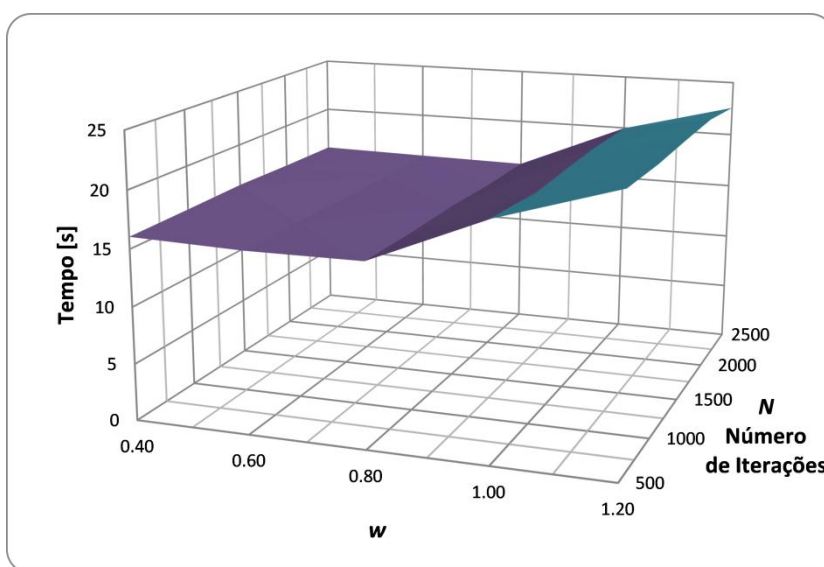
Analisando o tempo médio de computação como indicador do desempenho do algoritmo, verifica-se que o intervalo de variação dos parâmetros de entrada seleccionado para este algoritmo conduziu à obtenção de valores de tempo de computação semelhante aos do algoritmo *SA*. A partir dos resultados da Figura 5.29, conclui-se que o tempo médio de computação cresce linearmente com o aumento do número de elementos do exame (N_{swarm}). No entanto, o aumento do número máximo de iterações não se traduz directamente no aumento do tempo de computação. O incremento do valor do peso inercial produz um efeito com duas fases distintas: uma até $w = 0,8$, onde o tempo de computação tem um valor constante, e outro acima de 0,8, onde se verifica um aumento linear do tempo de computação (ver Figura 5.29 b) e c)). Estes resultados sugerem que os valores dos parâmetros de entrada do *PSO* devem situar-se, para o peso inercial, até 0,8, e o número de elementos do exame inferior a 300. O número máximo de iterações, na gama seleccionada para este estudo, não afecta este indicador de desempenho.



a)

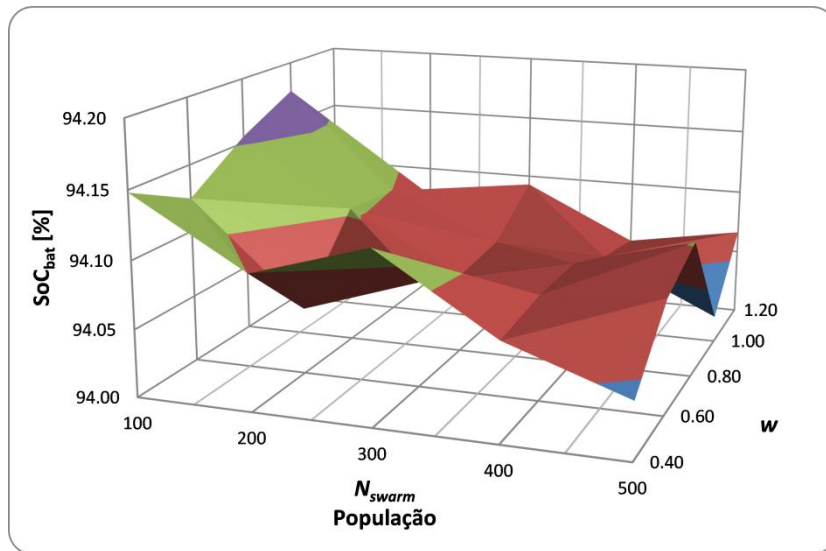


b)

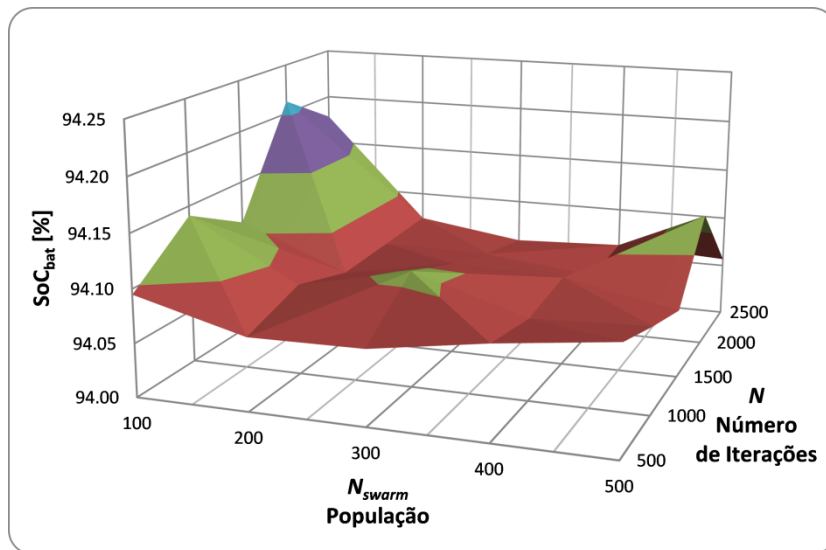


c)

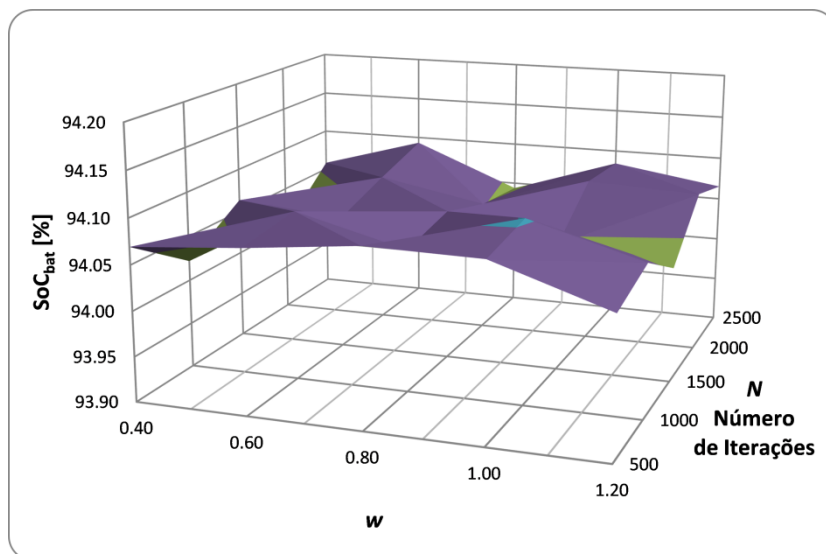
Figura 5.29. Tempo médio de computação em função de: a) N_{swarm} e w , para $N_{Cycles} = \{1500\}$; b) N_{swarm} e N_{Cycles} , para $w = \{0,8\}$ e c) w e N_{Cycles} , para $N_{swarm} = \{300\}$.



a)



b)



c)

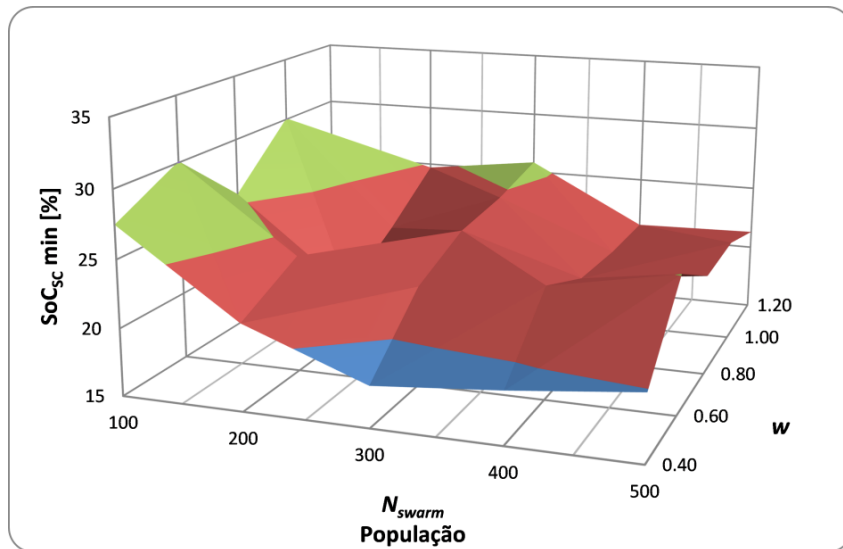
Figura 5.30. Valor final de SoC_{bat} em função de: a) N_{swarm} e w , para $N_{Cycles} = \{1500\}$; b) N_{swarm} e N_{Cycles} , para $w = \{0.8\}$ e c) w e N_{Cycles} , para $N_{swarm} = \{300\}$.

A Figura 5.30 apresenta os resultados para o indicador de valor final de SoC_{bat} . Comparando estes com os similares do algoritmo *SA*, deve-se salientar que se obtiveram valores ligeiramente maiores de SoC_{bat} , sempre acima de 94 % e com uma amplitude de variação muito reduzida (menos de 0,2 %), em função dos valores atribuídos aos parâmetros de entrada do algoritmo em estudo.

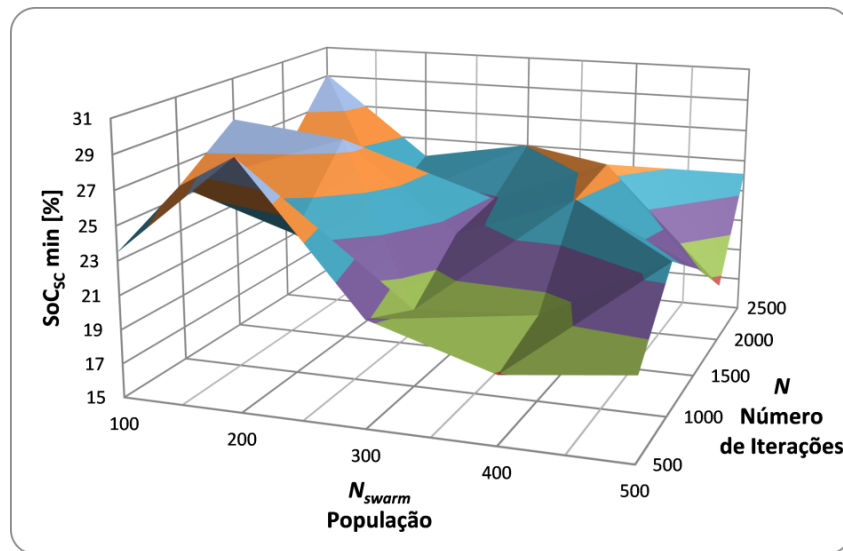
No entanto, é possível identificar valores máximos de SoC_{bat} final para números específicos de população, de peso inercial, e de número máximo de iterações. Relativamente às variações de peso inercial e número máximo de iterações, os resultados apresentam poucas flutuações de baixa amplitude, sempre centradas em torno dos 94 % (ver Figura 5.30 c)). As Figuras 5.30 a) e c) mostram que os valores mais elevados de SoC_{bat} são obtidos para combinações que contenham valores mais baixos de população e mais elevados de iterações, bem como para combinações de valores mais baixos de população e mais elevados de peso inercial. Em resumo, também para o algoritmo *PSO*, o indicador de desempenho SoC_{bat} apresenta pequenas oscilações e, portanto, a sua sensibilidade é reduzida relativamente aos parâmetros de entrada escolhidos. Os valores a seleccionar para os parâmetros de entrada dependem da sobreposição dos indicadores relativos aos tempos de computação e ao SoC_{bat} e, fundamentalmente, deverão estar dentro da gama identificada na análise feita ao primeiro indicador, isto é, ao tempo de computação.

Na Figura 5.31 são apresentados os gráficos relativos à variável de saída do algoritmo *PSO* que se traduz pela evolução do valor mínimo de SoC_{SC} ocorrido durante a realização das simulações ao ciclo de condução. Este indicador de desempenho tem valores mínimos muito superiores aos apresentados na análise feita ao algoritmo *SA*, bem como uma pequena variação da sua amplitude para a gama de valores atribuídos aos parâmetros de entrada em estudo. Os melhores resultados são obtidos para um número máximo de iterações próximo de 1500, uma população não superior a 300 partículas e valores de peso inercial até 0,8 (ver Figura 5.31 b) e c)). Estas conclusões validam o intervalo identificado anteriormente na análise aos outros indicadores, e adiciona uma indicação preciosa para o número máximo de iterações.

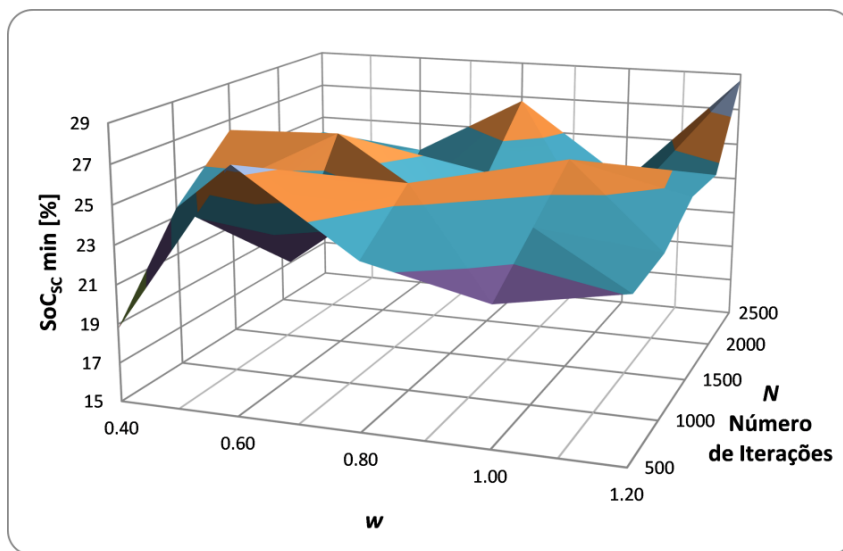
Em resumo, tendo em conta os resultados de simulação obtidos, os intervalos seleccionados para os parâmetros considerados nesta análise sugerem um bom desempenho do algoritmo de *PSO* na resolução do problema proposto, com tempos de cálculo muito similares aos do algoritmo *SA*, isto é, devolvendo uma solução em 20,60 ms para uma amostragem do problema de 1 s e, portanto, perfeitamente aceitável para uma futura implementação em tempo real. O algoritmo *PSO* apresenta resultados ligeiramente melhores no que diz respeito ao indicador de valor final de SoC_{bat} e, especialmente, valores mais efectivos para SoC_{SC} .



a)



b)



c)

Figura 5.31. Valor mínimo de SoC_{SC} em função de: a) N_{swarm} e w , para $N_{Cycles} = \{1500\}$; b) N_{swarm} e N_{Cycles} , para $w = \{0,8\}$ e c) w e N_{Cycles} , para $N_{swarm} = \{300\}$.

Por conseguinte, a fim de obter boas soluções que levam a maximizar o valor final de SoC_{bat} , não usando valores muito baixos de SoC_{SC} , os parâmetros de entrada do algoritmo *PSO* devem ser: um número de elementos, $N_{swarm} \leq 300$, um peso inercial, $w \leq 0,8$, e um número máximo de iterações, $N_{cycles} = 1500$.

5.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo, após uma revisão da literatura sobre a temática da gestão de veículos eléctricos com múltiplas fontes de energia, destacaram-se e apresentaram-se, numa primeira parte, métodos de gestão baseados em regras, como é o caso do método da desagregação da frequência do sinal de potência e do método seguidor de potência, com base num mapa de eficiência das fontes. Seguidamente, e na procura contínua de se obterem métodos capazes de otimizar a gestão de um sistema hibridizado de alimentação, descreveu-se uma abordagem metodológica para a optimização da gestão simultânea da energia e da potência num veículo eléctrico com múltiplas fontes de energia. A abordagem proposta assenta numa estratégia de gestão hierárquica, onde são implementados diferentes módulos de gestão, obedecendo a um planeamento estratégico, planeamento da acção e controlo da execução. O planeamento estratégico é modelizado por uma gestão de longo prazo, típico de um problema de gestão de energia, e implementado através de conjuntos de regras de gestão. O planeamento da acção representa uma gestão de curto prazo, ideal para formalizar o problema da gestão da potência, e neste trabalho é modelizado como um problema de optimização cuja resolução é baseada em meta-heurísticas. A interligação destes dois módulos de gestão é realizada através de uma restrição dinâmica do espaço de pesquisa, resultado da implementação do módulo de gestão de energia, que orienta o módulo de gestão de potência nas suas decisões. As decisões produzidas pelo módulo de potência criam referências para operacionalizar o controlo dos conversores de potência, que futuramente permitirão a implementação das estratégias de gestão orientadas e decididas pelo sistema global de gestão aqui proposto.

A estratégia aqui definida foi testada por meio de simulações realizadas tendo por base ciclos de condução normalizados. Os resultados desta estratégia de gestão indicam a obtenção de boas soluções de divisão de potência entre as duas fontes, minimizando as perdas e reduzindo a capacidade necessária das fontes a dimensionar para o veículo e maximizando o estado final da carga nas baterias.

Neste capítulo foi ainda apresentada uma análise de sensibilidade aos parâmetros de entrada de duas técnicas de optimização meta-heurísticas, *Simulated Annealing* e *Particle Swarm Optimization*, possibilitando, assim, um ajuste eficaz dos algoritmos implementados, para se obterem soluções de elevada qualidade, num tempo de computação máximo que permite uma implementação em tempo real.

No sentido de caminhar para uma implementação prática, segura e eficaz, do sistema global de gestão proposto neste capítulo, o próximo capítulo será dedicado à modelização do protótipo VEIL, seus componentes, sistema mecânico, motor eléctrico, conversores de electrónica de potência e fontes, em Matlab[®]/Simulink[®] de forma a aproximar os trabalhos de simulação à implementação real de um protótipo de veículo eléctrico com múltiplas fontes de energia.

BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 5

- [5.1] Thounthong, P.; Raël, S.; Davat, B.: “Energy Management of Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid Power Source for Vehicle Applications”, *Journal of Power Sources*, vol. 193, n.º. 1, Pages 376-385, August 2009.
- [5.2] West, M. J.; Bingham, C. M.; Schofield, N.: “Predictive Control for Energy Management in All/More Electric Vehicles with Multiple Energy Storage Units”, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC’03)*, June 2003.
- [5.3] Trovão, J. P.; Pereirinha, P.; Jorge, H.: “Design Methodology of Energy Storage Systems for a Small Electric Vehicle”, *World Electric Vehicle Journal*, Volume 3 (2009), ISSN 2032-6653.
- [5.4] Pereirinha, P. G; Trovão, J. P.: “Comparative Study of Multiple Energy Sources Utilization in a Small Electric Vehicle”, *Proceedings of the 3.rd European Ele-Drive Transportation Conference EET-2008 - Geneva*, March 11-13, 2008.
- [5.5] Zhu, Y.; Chen, Y.; Tian, G.; Wu, H.; Chen, Q.: “A Four-Step Method to Design an Energy Management Strategy for Hybrid Vehicles”, *Proceeding of the 2004 American Control Conference*, 30 June-2 July 2004.
- [5.6] Koot, M.; Kessels, J.; Jager, B.; Heemels, W.; Bosch, P.; Steinbuch, M., “Energy Management Strategies for Vehicular Electric Power Systems”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, pp. 771-782, 2005.
- [5.7] Lin, C.; Peng, H.; Grizzle, J., “A Stochastic Control Strategy for Hybrid Electric Vehicles”, *Proceeding of the 2004 American Control Conference*, 30 June-2 July 2004.
- [5.8] Allègre, A. L.; Bouscayrol, A.; Trigui, R.: “Influence of Control Strategies on Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage Systems for Traction Applications”, *5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2009)*, Dearborn, Michigan, USA, September 7-10, 2009.
- [5.9] Chenghui, Z.; Qingsheng, S.; Naxin, C.; Wuhua, L.: “Particle Swarm Optimization for Energy Management Fuzzy Controller Design In Dual-Source Electric Vehicle”, *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2007)*, pp.1405-1410, 17-21 June 2007

- [5.10] Kwi-Seong, J., Won-Yong, L., Chang-Soo, K.: “Energy Management Strategies of a Fuel Cell/Battery Hybrid System Using Fuzzy Logics”, *Journal of Power Sources*, vol. 145, n.º. 2, pp. 319-326, August 2005.
- [5.11] Langari, R.; Won, J.: “Integrated Drive Cycle Analysis for Fuzzy Logic Based Energy Management in Hybrid Vehicles”, *IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 25-28 May 2003.
- [5.12] Thounthong, P.; Raël, S.; Davat, B.: “Control Strategy of Fuel Cell/Supercapacitors Hybrid Power Sources for Electric Vehicle”, *Journal of Power Sources*, vol. 158, n.º. 1, Pages 806-814, July 2006.
- [5.13] Ferreira, A. A.; Pomilio, J. A.; Spiazzi, G.; Silva, L. A.: “Energy Management Fuzzy Logic Supervisory for Electric Vehicle Power Supplies System”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, pp. 107–115, 2008.
- [5.14] Gao, D.; Jin, Z.; Lu, Q.: “Energy Management Strategy Based on Fuzzy Logic For a Fuel Cell Hybrid Bus”, *Journal of Power Sources*, vol. 185, n.º. 1, pp. 311-317, October 2008.
- [5.15] Chun-Yan, L.; Guo-Ping, L.: “Optimal Fuzzy Power Control and Management of Fuel Cell/Battery Hybrid Vehicles”, *Journal of Power Sources*, vol. 192, n.º 2, Pages 525-533, July 2009.
- [5.16] Rosario, L. C.; Luk, P. C. K.: “Power and Energy Management Policy Implementation of a Dual Energy Source Electric Vehicle”, 3rd IEE International Conference - Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2006), Dublin, Ireland, April 2006.
- [5.17] Moreno, J.; Ortuzar, M.; Dixon, J.: “Energy-Management System for a Hybrid Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 614-623, 2006.
- [5.18] Pisu, P.; Rizzoni, G.: “A Supervisory Control Strategy for Series Hybrid Electric Vehicles with Two Energy Storage Systems”, 2005 IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, pp. 8 pp., 7-9 Sept. 2005.
- [5.19] Feroldi, D.; Serra, M.; Riera, J.: “Energy Management Strategies Based on Efficiency Map for Fuel Cell Hybrid Vehicles”, *Journal of Power Sources*, vol. 190, n.º 2, Pages 387-401, May 2009.

- [5.20] Erdinc, O.; Vural, B.; Uzunoglu, M.: “A Wavelet-Fuzzy Logic Based Energy Management Strategy for A Fuel Cell/Battery/Ultra-Capacitor Hybrid Vehicular Power System”, *Journal of Power Sources*, vol. 194, n.º. 1, Pages 369-380, October 2009.
- [5.21] Kamali-Nejad, M.; Azib, T.; Remy, G.; Bethoux, O.; Marchand, C.: “Optimization of a Power Electronic Structure for Hybrid Fuel Cell/Ultracapacitors Vehicle”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, France, September 1-3, 2010.
- [5.22] Allègre, A. L.; Trigui, R.; Bouscayrol, A.: “Different Energy Management Strategies of Hybrid Energy Storage System (HESS) Using Batteries and Supercapacitors for Vehicular Applications”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, France, September 1-3, 2010.
- [5.23] Caux, S.; Wanderley-Honda, D.; Hissel, D.; Fadel, M.: “On-Line Energy Management for HEV Based on Particle Swarm Optimization”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, France, September 1-3, 2010.
- [5.24] Bordons, C.; Ridao, M. A.; Pérez, A.; Arce, A.; Marcos, D.: “Model Predictive Control for Power Management in Hybrid Fuel Cell Vehicles”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, France, September 1-3, 2010.
- [5.25] Romaus, C.; Gathmann, K.; Böcker, J.: “Optimal Energy Management for a Hybrid Energy Storage System for EVs Based on Stochastic Dynamic Programming”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, France, September 1-3, 2010.
- [5.26] Moura, S. J.; Callaway, D. S.; Fathy, H. K.; Stein, J. L.: “Tradeoffs between Battery Energy Capacity and Stochastic Optimal Power Management in Plug-In Hybrid Electric Vehicles”, *Journal of Power Sources*, vol. 195, n.º. 9, pp. 2979-2988, May 2010.
- [5.27] Murphey, Y. L.; Chen, Z.; Kiliaris, L.; Masrur, M. A.: “Intelligent Power Management in a Vehicular System with Multiple Power Sources”, *Journal of Power Sources*, vol. 196, n.º 2, Pages 835-846, January 2011.
- [5.28] Wei-Song, L.; Chen-Hong, Z.: “Energy Management of a Fuel Cell/Ultracapacitor Hybrid Power System Using an Adaptive Optimal-Control Method”, *Journal of Power Sources*, Volume 196, Issue 6, 3280-3289, March 2011.
- [5.29] Kirkpatrick, S.; Gelatt, C. D.; Vecchi, M. P.; (1983). *Optimization by Simulated Annealing*, *Science* 220:671–680.

- [5.30] Reeves, C. R.; (1993). *Modern Heuristic Techniques for Combinatorial Problems*, Blackwell, Oxford.
- [5.31] Barlow, T. J.; Latham, S.; McCrae, I. S.; Boulter, P. G.; (2009). *A Reference Book of Vehicle Driving Cycles for Use in the Measurements of Road Vehicles Emissions*”, TRL Limited, Tech. Rep.
- [5.32] Chan, C. C.; Bouscayrol, A.; Chen, K.; “Electric, Hybrid and Fuel- Cell Vehicles: Architectures and Modeling”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 2, pp.589-598, February 2010.
- [5.33] Salmasi, F. R. “Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles: Evolution, Classification, Comparison and Future Trends”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, n°. 5, September 2007.
- [5.34] Guzzella, L.; Sciarretta, A.; (2005). *Vehicle Propulsion Systems-Introduction to Modeling and Optimization*, Springer, Heidelberg.
- [5.35] de Castro, R.; Araujo, R. E.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Melo, P.; Freitas, D.: “Robust DC-Link Control in EVs with Multiple Energy Storage Systems”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 8, pp. 3553-3565, October 2012.
- [5.36] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Analysis of Operation Modes for a Neighborhood Electric Vehicle with Power Sources Hybridization”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, France, September 1-3, 2010.
- [5.37] Morden, T.; (2007). *Principles of Strategic Management*, Ashgate Publishing Company, Burlington, USA, ISBN: 978-0-7546-4474-3, 3rd Edition.
- [5.38] Desai, C.; Williamson, S.; “Comparative Study of Hybrid Electric Vehicle Control Strategies for Improved Drivetrain Efficiency Analysis”, 2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC), pp.1-6, 22-23 October 2009.
- [5.39] Luke, S.; (2009). *Essentials of Metaheuristics*, Lulu. [Online]. Disponível em: <http://cs.gmu.edu/~sean/book/metaheuristics/> (Acedido em 09.03.2011).
- [5.40] Cunha, A. G.; Takahashi, R.; Antunes, C. H. (Coord.) (2012). *Manual de Computação Evolutiva e Metaheurística*, Imprensa da Universidade de Coimbra / Editora da Universidade Federal de Minas Gerais.

- [5.41] Santos, V.; Dinis, M.; Neves, J.: “Optimization Methods Inclusion on a New Dynamic Channel Allocation Technique Formulation”, 3^a. Conferência Nacional de Telecomunicações, ConfTele 2001, Portugal, pp. 581 – 585, 23-24 April 2001.
- [5.42] Eberhart, R.; Kennedy, J.: “A New Optimizer Using Particle Swarm Theory”, Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine And Human Science (MHS’95), , pp.39-43, 4-6 Oct 1995.
- [5.43] Shi, Y.; Eberhart, R.; “A Modified Particle Swarm Optimizer”, The 1998 IEEE International Conference on Evolutionary Computation, pp.69-73, 4-9 May 1998
- [5.44] Eberhart, R. C.; Simpson, P. K.; Dobbins, R. W; (1996). *Computational Intelligence PC Tools*. MA: Academic Press Professional, Boston.
- [5.45] Shi, Y.; Eberhart, R. C.; (1998). *Parameter selection in particle swarm optimization*. In *Evolutionary Programming*, VII: Proc. EP98, New York: Springer-Verlag, pp.591-600.
- [5.46] Saft, “Smart VH module”, Saft Rechargeable Battery Systems, Doc N°11088-2-0508, France. [Online]. Disponível em: <http://www.saftbatteries.com> (Acedido em 07.11.2008).
- [5.47] Maxwell, “BOOSTCAP® Ultracapacitor Modules”, Doc. # 1009362, Maxwell Technologies, USA. [Online]. Disponível em: <http://www.maxwell.com> (Acedido em 07.11.2008).

6

MODELIZAÇÃO E SIMULAÇÃO DE VEÍCULOS ELÉCTRICOS

Este capítulo dedica-se à obtenção e apresentação de um modelo global que permita a simulação de veículos eléctricos com sistemas de alimentação baseados em múltiplas fontes de energia. O recurso à modelização e a simulações computacionais é utilizado para reduzir tempo de desenvolvimento e despesas associadas, permitindo rapidamente testar várias configurações do sistema de tracção e validar diferentes estratégias de gestão de energia, antes de iniciar a construção de um protótipo. Assim, este capítulo apresenta a modelização e simulação do veículo eléctrico utilizado no projecto VEIL, focadas na comparação efectiva de diferentes estratégias de gestão de energia em veículos eléctricos com múltiplas fontes de energia. Para isso, foram modelizados: o efeito das principais partes mecânicas (chassi, caixa de transmissão, momentos de inércia, etc.), sistemas de força motriz, conversores de electrónica de potência e fontes de energia. Os resultados obtidos com o modelo global implementado para o protótipo VEIL foram confrontados com os resultados experimentais realizados no campus do ISEC - IPC expostos no Capítulo 2, no sentido de aferir a modelização feita ao sistema de tracção e aos componentes mecânicos. Foi ainda estruturada e apresentada uma abordagem de controlo efectiva para a topologia de associação activa de fontes de energia, como parte fundamental da arquitectura global de gestão optimizada desenvolvida no Capítulo 5. Por fim, são discutidos resultados de simulação para as diversas estratégias de gestão estudadas e desenvolvidas no Capítulo 5, com ênfase nas estratégias de gestão optimizadas relativamente a quatro cenários de mobilidade obtidos através de ciclos de condução normalizados. Os resultados obtidos demonstram que a gestão de energia é melhorada com adopção de estratégias baseadas numa arquitectura de gestão hierárquica de energia e com recurso a técnicas meta-heurísticas, levando a um aumento global do desempenho do veículo, embora se tenha utilizado um conjunto de fontes de energia de tamanho reduzido.

6.1 INTRODUÇÃO

De forma a preparar a implementação do sistema global de gestão de energia em veículos eléctricos com múltiplas fontes, baseada em técnicas de optimização, propostas no Capítulo 5, este capítulo dedica-se à modelização do protótipo VEIL, seus componentes, sistema mecânico, motor eléctrico, conversores de electrónica de potência e fontes de energia em Matlab[®]/Simulink[®], no sentido de aproximar os trabalhos de simulação à implementação real, desenvolvendo e testando as malhas de controlo necessárias à implementação efectiva das estratégias de gestão anteriormente descritas.

A modelização de sistemas multi-físicos através de programas computacionais e respectivas simulações devem ser utilizadas para reduzir o custo e o ciclo de desenvolvimento dos projectos e em particular dos veículos eléctricos (ou híbridos), permitindo um estudo rápido e preciso de alternativas de configurações da cadeia de tracção e diferentes estratégias de gestão de energia, antes da fase da construção do protótipo [6.1]. Durante as diferentes fases do desenvolvimento deste tipo de veículo, a simulação é uma questão fundamental, que requer a modelização, mais ou menos precisa, dos diferentes componentes do sistema. Na verdade, o recurso à simulação permite testar, rapidamente, diferentes veículos e o mesmo veículo em diferentes situações. O tipo de modelo a utilizar dependerá sempre dos objectivos propostos para a simulação [6.2].

O interesse do recurso a técnicas de modelização e simulação de veículos eléctricos e híbridos, cresceu por altura da década de 70, tendo sido acompanhado pelo desenvolvimento de vários protótipos, essencialmente utilizados na realização de diversos testes, no sentido de recolher uma quantidade considerável de dados relativos ao desempenho dos accionamentos e sistemas híbridos [6.1] [6.3] [6.4]. Por outro lado, também foram realizados estudos que permitiram analisar e investigar os diversos conceitos da época, relacionados com os veículos eléctricos híbridos [6.5] [6.6] [6.7] [6.8] [6.9] [6.10]. Desde então, surgiram vários programas específicos para simular a cadeia de tracção dos veículos eléctricos e híbridos. Os principais programas desenvolvidos e mais referidos na literatura [6.3], permitindo uma análise e um estudo das diferentes configurações da cadeia de tracção, são: o SIMPLEV (simulação simples de veículos eléctricos), *Simple Electric Vehicle Simulation* do DOE do *Idaho National Laboratory* [6.11], o MARVEL do *Argonne National Laboratory* [6.12], o CarSim da *AeroViron-ment Inc.*, o JANUS da Universidade de Durham [6.13], o ADVISOR (*ADvanced VehIcle SimulatOR*) do DOE do *National Renewable Energy Laboratory* [6.14], o ELPH desenvolvido pela Universidade do Texas A&M [6.18] e respectiva evolução V-Elph que corre debaixo do Matlab[®]/Simulink[®]

[6.19], o “Vehicle Mission Simulator” [6.15], o MODELICA da *Modelica Association* (sem fins lucrativos e não governamental), e outros [6.16] [6.17] [6.22] [6.23].

Na modelização de veículos com a finalidade do estudo energético da cadeia de tracção que define estratégias de gestão, destacam-se algumas aplicações: V-Elph, ADVISOR e MODELICA.

O V-Elph baseia-se em modelizações do sistema de baixo nível, respectiva simulação e num pacote de análise desenvolvido pela Universidade do Texas A&M, utilizando como interface o Matlab[®]/Simulink[®], no sentido de se estudarem questões relacionadas com o projecto de veículos eléctricos e híbridos, destacando-se a eficiência energética, a economia de combustível e as emissões. O V-Elph facilita o estudo aprofundado de configurações de sistemas de alimentação, dimensionamento dos componentes, estratégias de gestão de energia, e a optimização de alguns dos parâmetros fundamentais para a implementação de diversos tipos de configurações híbridas ou eléctricas. Este programa usa técnicas de programação visual, permitindo ao utilizador mudar rapidamente as arquitecturas, parâmetros, e representação gráfica dos dados de saída. Este inclui ainda modelos detalhados, desenvolvidos na Universidade do Texas A&M, de motores eléctricos, motores de combustão interna, e baterias. [6.19]

O ADVISOR foi criado pelo DOE do *National Renewable Energy Laboratory* (NREL). É uma ferramenta de modelização flexível que rapidamente permite avaliar o desempenho e questões relacionadas com a economia de combustível dos veículos convencionais, eléctricos, híbridos e a pilha de combustível. O utilizador pode alterar os parâmetros dos diferentes componentes do sistema de tracção e especificações dos veículos, tais como motores eléctricos, baterias, pilha de combustível e tipo de combustível fóssil. O programa permite desenvolver um conjunto de simulações relativas à resposta do veículo para diferentes condições de condução recorrendo a diferentes ciclos de condução normalizados. Também esta ferramenta de simulação corre debaixo do ambiente Matlab[®]/Simulink[®]. O ADVISOR 2002 foi melhorada com *links* para outras aplicações de software e dados de parcerias industriais, deixando de ser uma ferramenta aberta e acessível ao público em geral. [6.20] [6.21]

A primeira versão do MODELICA foi desenvolvida em 1978 por Hilding Elmqvist, durante a realização da sua dissertação de mestrado. Desde 1997, a Associação Modelica (organização sem fins lucrativos) [6.22] [6.23], e seus peritos em simulação multi-física, com membros de diferentes países da Europa, dos EUA e do Canadá, têm trabalhado para desenvolver a actual versão MODELICA. Essa versão corresponde a uma ferramenta aberta (código aberto)

normalizada, assente numa biblioteca com diversos modelos pré-definidos, com capacidade de se introduzir novos modelos. O MODELICA é uma linguagem de modelização orientada a objectos, em vários domínios de aplicação, que permite simular componentes de sistemas físicos complexos. Este programa foi projectado de forma que o engenheiro projectista consiga reproduzir e melhorar um sistema físico real. Em geral, qualquer sistema que possa ser descrito por equações diferenciais algébricas em função do tempo pode ser modelizado com MODELICA. Esses sistemas podem conter partes mecânicas, eléctricas, electrónicas, hidráulicas, térmicas, incluindo o controlo de sistemas, a produção e armazenamento de energia eléctrica e respectivos subcomponentes ou subprocessos. [6.22] [6.23]

Feita a apresentação de alguns dos programas específicos referidos na literatura para simular a cadeia de tracção de veículos eléctricos e híbridos, interessa analisar-se as diversas abordagens disponíveis para modelização deste tipo de sistemas, com principal objectivo no desenvolvimento e validação de sistemas de gestão de energia.

Uma correcta modelização dos sistemas da cadeia de tracção de um veículo eléctrico é fundamental para permitir a validação eficiente de estratégias de gestão de energia e respectivo sistema global de gestão. No entanto, essa tarefa revela-se de grande complexidade devido à interligação dos vários subsistemas físicos com dinâmicas muito diferentes [6.25].

Um perfeito conhecimento e uma boa compreensão de cada subsistema é fundamental. Verifica-se que um modelo funcional é mais apropriado para este tipo de estudo do que um modelo estrutural, uma vez que o primeiro é representado através de funções matemáticas, em que cada uma está associada a um dispositivo específico (subsistema), tornando mais fácil a análise global do sistema [6.25], [6.27]. No entanto, a estrutura física do sistema global não está representada nesse tipo de modelização. Nos modelos estruturais, o sistema está representado através da interconexão independente dos dispositivos do sistema, de acordo com a sua estrutura física. No que diz respeito à gestão de energia, um modelo causal (com base no princípio da causa - efeito) é mais apropriado do que um modelo não-causal, visto que não se adapta facilmente a ciclos de condução diferenciados.

Como se expôs, a modelização e a simulação são ambas essenciais na análise de veículos eléctricos alimentados por múltiplas fontes de energia, originando topologias complexas. Os modelos matemáticos, capazes de representar sistemas desta natureza, dividem-se em duas categorias, os modelos convencionais e os modelos gráficos.

Os modelos convencionais têm sido utilizados para modelizar sistemas relativamente simples, para aplicações que envolvam a interligação de múltiplos sistemas físicos de grande complexidade, embora apresentem algumas limitações [6.25]. Por um lado, os modelos de regime permanente, não consideram os fenómenos transitórios. Devido à complexidade do sistema, é frequente o uso de dados experimentais, tanto na forma de *look-up tables*, como na de mapas de eficiência [6.27], [6.28]; naturalmente, o tempo de computação para a sua implementação é menor do que para os modelos dinâmicos. Evoluindo agora para os modelos quase-estáticos, estes permitem a inclusão de algumas dinâmicas, resultando numa mistura de um modelo de regime permanente com um modelo dinâmico de baixa ordem. Estes são normalmente utilizados em fases de projecto para tomar decisões de arquitectura e avaliar estratégias de operacionalidade de alto nível [6.25] [6.26]. Por outro lado, os modelos dinâmicos são tipicamente aplicados ao nível de cada subsistema (estratégias de baixo nível de operação), a fim de analisar as suas características dinâmicas e de apoio à concepção do mesmo [6.25] [6.26]. As abordagens mais comuns são as baseadas em espaços de estado e diagrama de blocos [6.25].

Os modelos em espaço de estados fornecem uma descrição matemática causal do sistema, uma vez que as variáveis de estado são expressas como a consequência das entradas. Estes são usualmente obtidos como resultado directo de uma modelação física do subsistema e são muito úteis para mostrar as propriedades do sistema, tais como a controlabilidade e observabilidade, uma vez que são modelos funcionais. Além disso, a representação em espaço de estados permite a modelização de sistemas entrada-saída única como é o caso de sistemas multivariáveis.

Os modelos baseados em diagrama de blocos permitem uma visão clara da topologia do sistema. Tipicamente faz-se uso de funções de transferência que derivam de equações diferenciais e as entradas e saídas, de cada subsistema, são organizadas para interligar e combinar os diferentes modelos obtidos. Uma limitação importante é que nenhuma regra é definida para verificar a coerência do modelo com o sistema real físico que se pretende modelizar.

Os modelos gráficos foram basicamente desenvolvidos para ultrapassar as limitações dos modelos de diagrama de blocos para sistemas complexos multi-físicos. Na última década, o número de estudos e aplicabilidade da ferramenta gráfica designada por Representação Energética Macroscópica (REM) tem vindo a crescer. A REM foi desenvolvida e introduzida pelo Laboratoire de d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP) da Universidade de Lille, França, em 2000, para descrever sistemas electromecânicos complexos, tendo-se progressivamente estendido a outros sistemas energéticos [6.29]. A REM destaca as propriedades energéticas do sistema (acumulação de energia, conversão e distribuição). Por outro

lado, as cadeias de controlo podem ser sistematicamente deduzidas através da modelização REM, utilizando regras específicas de inversão. Esta técnica de modelização apresenta características que se distinguem pela clareza da apresentação e formalização dos conceitos físicos, respeitando a causalidade física, de acordo com o princípio de acção-reacção, apresentando-se como um modelo funcional, contribuindo, por conseguinte, de forma significativa para a concepção do controlo e introdução à gestão dos sistemas de energia. Segundo [6.25], esta abordagem apresenta algumas características que podem solucionar as limitações dos modelos convencionais para modelizar sistemas mais complexos, como são os veículos eléctricos e híbridos. As principais vantagens desta técnica residem na apresentação de uma descrição unificada de sistemas multi-físicos e no fornecimento de uma perspectiva global do sistema e das respectivas interacções entre os seus subsistemas [6.29].

Tal como se verificou, são vários os programas específicos que se apoiam no Matlab[®], ou mesmo, no Matlab[®] / Simulink[®], para a modelização e simulação de veículos eléctricos e híbridos. O Matlab[®] (pacote de programas registado da The MathWorks, Inc.) é tipicamente apresentado como um programa computacional de âmbito geral, baseado no cálculo numérico através da modelação de sistemas em forma matricial. Para tornar este programa mais apelativo ao utilizador, nos anos 90, foi incluída uma ferramenta de extensão do programa Matlab[®], baseada em programação gráfica através de blocos modelo, denominado por Simulink[®] (produto registado da The MathWorks, Inc.). No sentido de especificar este pacote de programas, nas últimas décadas, desenvolveram-se bibliotecas mais específicas, com blocos modelos, que cobrem um leque bastante alargado de áreas (telecomunicações, inteligência artificial, sistemas de energia, e outras mais). [6.31] [6.32]

Tendo presente o objectivo deste trabalho, verificou-se, após uma análise ponderada às técnicas de modelização e aos programas disponíveis para simulação, que uma abordagem sustentada no Matlab[®]/Simulink[®], nomeadamente na *Toolbox SimPowerSystems*[™] [6.33], permitirá explorar as diversas valências associadas a este tema. A utilização deste programa facilita a evolução do modelo computacional do protótipo VEIL, possibilitando a rápida modelização e estudo de novas arquitecturas alternativas de força motriz e de novos sistemas de alimentação. Simultaneamente, esta solução possibilita a interligação da análise dinâmica necessária ao desenvolvimento dos controladores e do estudo energético fundamental para implementar e avaliar os algoritmos de gestão de múltiplas fontes de energia.

Nesse sentido passar-se-á a descrever a modelização feita a cada componente e respectivas simulações. Aproveitando este capítulo de modelização e o Capítulo 5 de desenvolvimento dos algoritmos de gestão, apresenta-se ainda, uma solução para a implementação do que foi designado como nível de execução imediata (Figura 5.9), que permitirá o controlo das operações dos conversores de electrónica de potência.

6.2 MODELIZAÇÃO EM MATLAB[®] / SIMULINK[®]

O pacote Matlab[®] / Simulink[®] é um programa direccionado para simular sistemas dinâmicos. Os passos necessários para a utilização do Simulink[®] envolvem a definição de um modelo ou uma representação matemática e respectivos parâmetros do sistema a simular, a escolha de um método de integração adequado e a definição das condições de simulação, tais como as condições iniciais e o tempo de simulação.

Na linguagem Simulink[®], a definição do modelo é facilitada pela interface gráfica e pela biblioteca de modelos ou blocos de função, que são tipicamente utilizados em descrições matemáticas de sistemas dinâmicos.

Antes de implementar um sistema físico (ou multi-físico) em Simulink[®], é necessário ter uma descrição matemática do sistema a simular, o que normalmente consiste numa mistura de integrais e equações algébricas. Estas equações terão de ser manipuladas para eliminar ciclos infinitos de integração e obter-se sempre a causalidade física dos sistemas.

É também necessário ter uma ideia da classificação das variáveis do modelo matemático, nomeadamente, se são independentes ou dependentes. Feito isto, dever-se-á reescrever as equações integrantes do modelo matemático, sendo estas dependentes de variáveis de estado e expressas em função de alguns integrais, resultantes da combinação de variáveis independentes e variáveis dependentes, incluindo a sua própria realimentação. A construção de um modelo em Simulink[®] pode seguir então a descrição matemática reorganizada do modelo, obtida pela descrição acima efectuada.

A Figura 6.1 apresenta alguns dos principais blocos das bibliotecas do Simulink[®] contido na versão R2009b do Matlab[®]. Os modelos ou blocos de funções encontram-se agrupados por tipo, debaixo das diferentes bibliotecas. [6.32] [6.33]

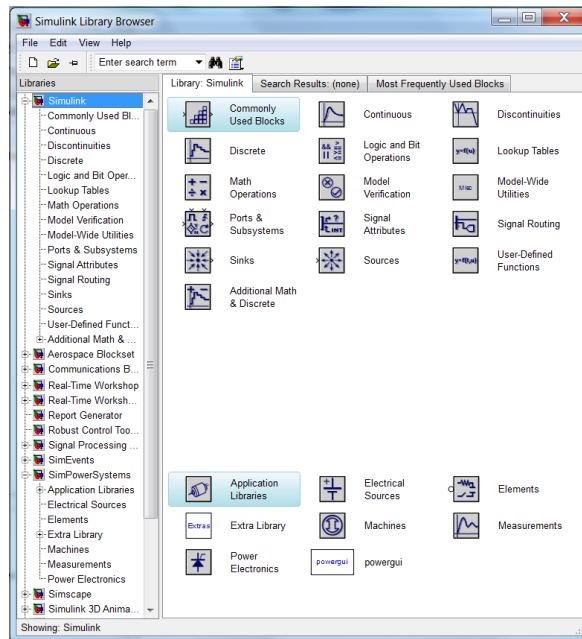


Figura 6.1. Bibliotecas de blocos do Simulink® (*Toolbox Simulink* e a *Toolbox SimPowerSystems™*, entre outras).

Cada biblioteca de blocos tem um conjunto de modelos de funções relativos ao item principal. Para se obter o modelo matemático pretendido, dever-se-ão interligar as entradas/saídas dos blocos que foram inseridos no simulador em construção. A maior parte dos blocos têm parâmetros internos que devem ser especificados antes de serem utilizados. Podem-se especificar os parâmetros como variável local ou global, sendo nessa última opção, definida na linha de comando, ou numa função, do Matlab® antes de se iniciar a simulação. A utilização de variáveis globais pode ser preferível, quando se pretende executar múltiplas simulações que usam valores de parâmetros diferentes, como num estudo de sensibilidade a um determinado parâmetro. [6.30] [6.31] [6.32] [6.33]

Nas últimas versões do Matlab®/ Simulink®, com base em elementos da biblioteca principal do Simulink®, foram criadas diversas bibliotecas específicas através de modelizações matemáticas pré-conhecidas. Nesse contexto, e no que é particular a este trabalho, a *Toolbox SimPowerSystems™* possui já modelizados diversos sistemas relativos à área dos accionamentos electromecânicos, electrónica de potência e fontes de energia. A Figura 6.1 apresenta a subdivisão da *Toolbox SimPowerSystems™*. Nessa *Toolbox* encontram-se blocos que modelizam sistemas como: fontes eléctricas (tensão e corrente, controláveis ou não, tanto em DC como em AC), elementos eléctricos (cargas RLC, interruptores, etc.), máquinas (síncronas, assíncronas, DC), elementos de medida (voltímetros, amperímetros), electrónica de potência (diodos, tirístores, IGBT, etc.) e ainda uma biblioteca extra constituída essencialmente por elementos

trifásicos obtidos por junção de elementos monofásicos presentes nas anteriores bibliotecas (carga trifásica RLC estrela, ponte de díodos, etc.).

Nessa *Toolbox*, o Simulink[®] faz a distinção entre dois tipos de sinais, os sinais de potência (corrente e tensão) que circulam entre os elementos desta biblioteca (fontes, cargas, máquinas eléctricas, etc.) e os sinais de comando (disparos de *gates* dos semicondutores de potência, *feedback* de malhas de controlo, etc.). De referir ainda, que a *Toolbox SimPowerSystems*[™] suporta a geração de código C, no sentido de poder interagir e implementar modelos que corram em outros ambientes de simulação, incluindo *Hardware-In-the-Loop* (HIL).

A *Toolbox SimPowerSystems*[™] permite a construção do modelo de qualquer sistema multi-físico (eléctrico e mecânico) tal como seria implementado fisicamente. Os blocos representativos dos diversos componentes são ligados por conexões consideradas ideais. Esta abordagem permite descrever a estrutura física do sistema, em vez de derivar e implementar as equações do sistema. A partir do seu modelo, que se assemelha a um esquema, a *Toolbox* automaticamente constrói as equações diferenciais algébricas que caracterizam o comportamento do sistema. Estas equações serão calculadas através do método de integração escolhido. Portanto, qualquer sistema complexo multi-físico (planta e controlador) pode ser testado, analisado e validado utilizando o Matlab[®] / Simulink[®].

No decorrer da simulação, as variáveis do modelo pretendidas para análise, podem ser monitorizadas em contínuo através de blocos específicos de visualização, denominados por “*Scope*” e situados na biblioteca “*Sinks*”. Nessa biblioteca existem ainda blocos que possibilitam o armazenamento de dados na forma de vectores/matrizes, permitindo uma visualização e manipulação das variáveis *a posteriori* no Matlab[®] através de comandos específicos de edição de dados.

6.3 MODELIZAÇÃO E IMPLEMENTAÇÃO DE VEÍCULOS ELÉCTRICOS EM SIMULINK[®]

No intuito de simular o protótipo VEIL, com a possibilidade de inserção de múltiplas fontes de energia, no domínio do tempo, com recurso ao Simulink[®] essencialmente através da *Toolbox SimPowerSystems*[™], começou-se por modelizar e simular a sua versão inicial (veículo eléctrico a baterias) [6.1]. Essa modelização resultou da integração de diversos modelos matemáticos e teorias associadas aos respectivos componentes (baterias, conversores DC/DC, VEV, motores

eléctricos, etc.), perfazendo assim um modelo global do protótipo VEIL. Na Figura 6.2 apresenta-se o diagrama de blocos de alto nível do protótipo VEIL a baterias resultante de uma implementação em Simulink®.

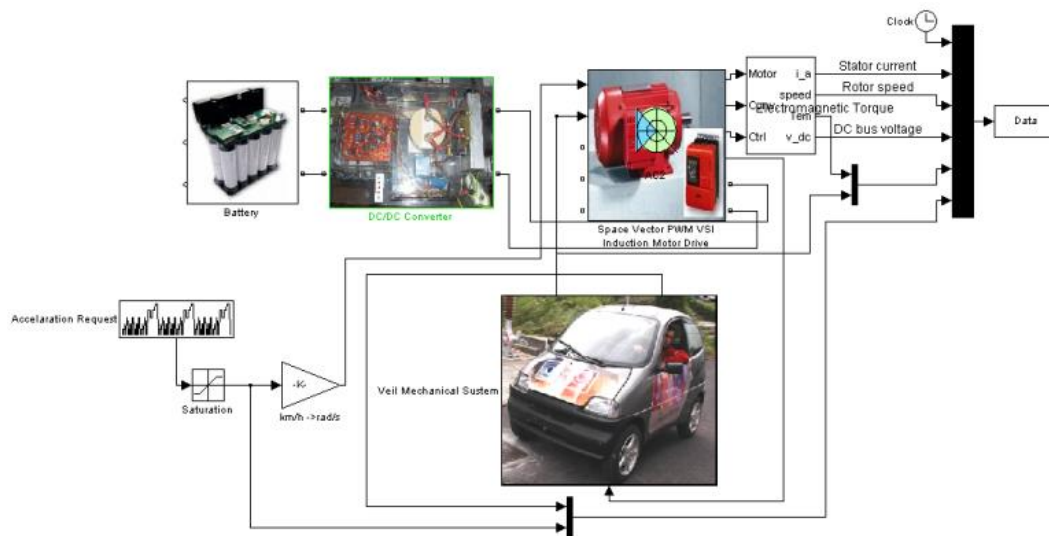


Figura 6.2. Esquemático do modelo global do protótipo VEIL a baterias.

6.3.1 MODELIZAÇÃO DO SISTEMA MECÂNICO - VEÍCULO

O modelo simplificado da parte mecânica do veículo deve considerar as peças mecânicas móveis, incluindo o efeito da massa do chassi e da caixa de transmissão, e as características dinâmicas e aerodinâmicas do veículo (ver Figura 2.3). [6.1] [6.34]

Tendo presente que, fundamentalmente, o sistema mecânico induz uma dinâmica resultante da correlação de duas variáveis, binário e velocidade, solicitadas ao accionamento electromecânico, o modelo das partes mecânicas a implementar em Simulink® deverá fornecer essas duas variáveis ao modelo do sistema de força motriz. Deste modo, o presente modelo apresenta a velocidade como uma variável de referência imposta ao accionamento, no sentido deste a acompanhar. Por outro lado, o binário resistente solicitado ao motor eléctrico, resulta das forças resistentes aplicadas ao veículo durante a sua deslocação, que decorrem da interacção do sistema de tracção com o meio ambiente. Portanto, a modelização do sistema mecânico deverá gerar a variável representativa do binário resistente em função da velocidade pretendida e das características do veículo e da estrada. Assim, a força total de resistência ao movimento do veículo, F_{te} , resultante da equação (2.1), é modelizada através da desagregação das respectivas forças aplicadas ao veículo, equações (2.2), (2.3), (2.5) e (2.6). O comportamento dinâmico do motor eléctrico deverá

ser em resposta à solicitação do binário resistente imposto pela dinâmica do veículo (equação (2.8)), que no referencial do motor, é definido pela equação (2.9), considerando os momentos de inércia associados ao motor, às rodas do veículo e à massa do próprio veículo em movimento, dada pelas equações (2.6) e (2.7).

A modelização do comportamento dinâmico do veículo foi realizada através dos blocos da *Toolbox* “mãe” do Simulink®, conforme se apresenta na Figura 6.3, onde basicamente se implementaram as equações (2.1) a (2.11), por forma a obter-se a evolução da variável do binário resistente a aplicar ao motor eléctrico do sistema de tracção. De referir que o binário é calculado em função da velocidade do veículo, e portanto, utilizou-se a realimentação da velocidade de saída do rotor do motor para realimentar este modelo mecânico do veículo.

Em suma, este modelo mecânico interage directamente com o modelo do accionamento electromecânico, aplicando a este último, a referência do binário resistente a ser seguida pelo motor, respondendo este com a velocidade do rotor, que actua na caixa de transmissão e por conseguinte nas rodas, possibilitando o movimento do veículo, que por sua vez, produzirá necessidades de binário. O modelo assim obtido responde de acordo com o princípio de acção-reacção.

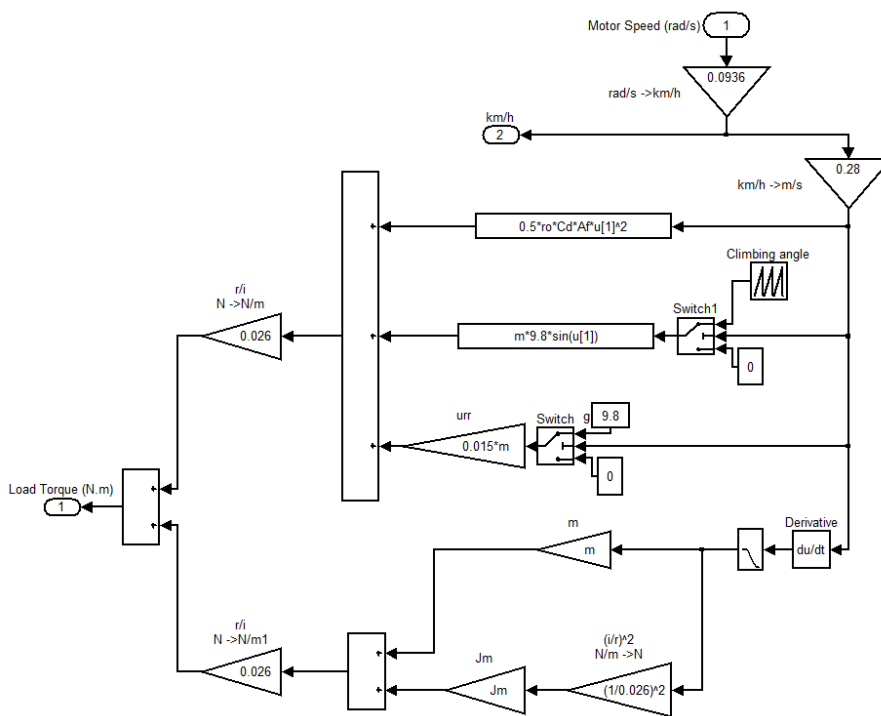


Figura 6.3. Esquemático do modelo global da modelização mecânica de um veículo.

A Figura 6.4 apresenta os resultados obtidos do modelo do sistema mecânico apresentado na Figura 6.3, para uma velocidade de referência do veículo (v_{VEIL}^*), para estradas com inclinações diferentes ($\theta = 0^\circ$ e $\theta = 6^\circ$). É representada na Figura 6.4 a evolução da soma das forças de resistência à tracção (F_{rr} , F_{ad} e F_{hc}) e forças de aceleração (F_{la} e $F_{\omega a}$), da velocidade de referência solicitada ao motor (N_m^*) e respectivas velocidades do rotor do motor (N_m), e dos binários resistentes aplicados ao motor (T_R^*) e respectivos binários desenvolvidos pelo motor (T_m). De salientar que, para uma inclinação de 6° o veículo não acompanha a velocidade de referência solicitada, atendendo a que o motor não consegue responder ao binário resistente que seria necessário para que o motor atingisse a velocidade solicitada. O binário resistente solicitado ao motor procura compensar o atraso no acompanhamento do sistema, através do aumento contínuo da sua velocidade, até a velocidade do motor ser igual à de referência. Verifica-se ainda que para a situação de estrada com inclinação, o binário resistente nunca inverte o seu sinal o que indica que não existe capacidade de regeneração de energia durante a fase de desaceleração e travagem, embora as forças de resistência ao movimento tomem, nessa fase, valores negativos. De referir ainda o aumento acentuado do valor das forças de resistência à tracção para a situação de estrada inclinada, devido ao valor tomado pela força resultante da deslocação do veículo no plano inclinado. O modelo do accionamento electromecânico será apresentado na Secção 6.3.4.

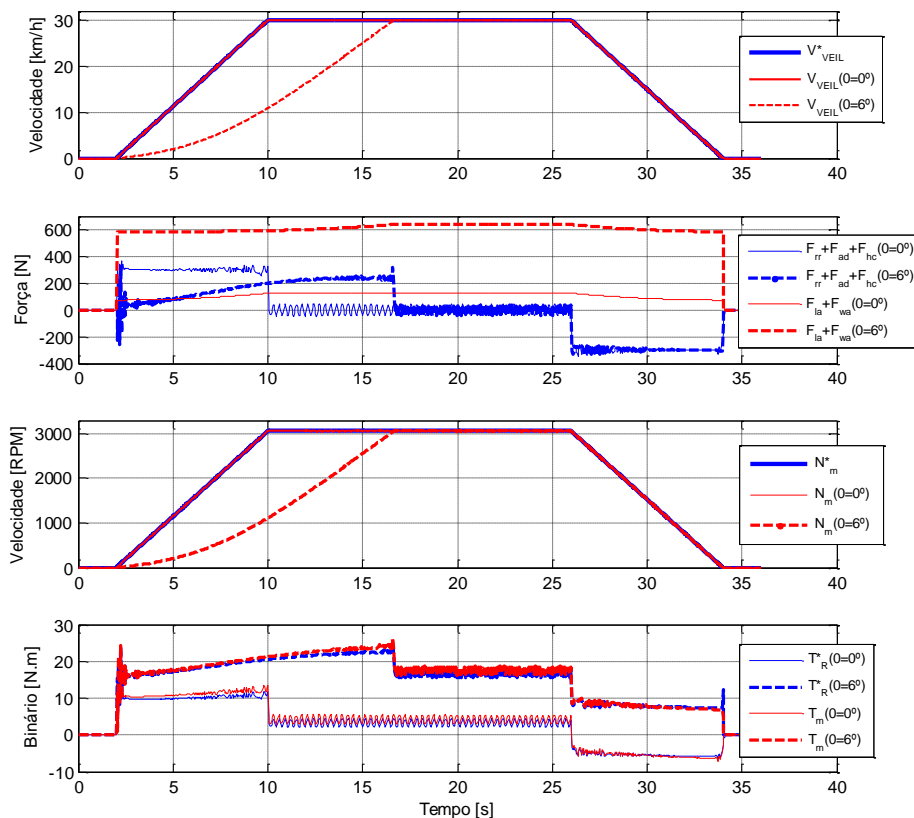


Figura 6.4. Resultados do modelo do sistema mecânico para diferentes inclinações ($\theta = 0^\circ$ e $\theta = 6^\circ$).

6.3.2 MODELIZAÇÃO DE FONTES DE ENERGIA – SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA

Nesta Secção expõem-se unicamente os modelos de fontes de energia seleccionadas para validação das estratégias de gestão desenvolvidas no Capítulo 5. Por conseguinte, só serão apresentadas as abordagens para modelização de baterias Ni-MH e supercondensadores de dupla camada, por terem sido as fontes escolhidas para a aplicação aqui considerada.

Existem diferentes modelos para representação matemática das referidas fontes de energia, baseados em circuitos eléctricos equivalentes. Uns requerem ensaios experimentais mais exigentes do que outros, levando à obtenção mais ou menos precisa do modelo em questão. [6.35]

6.3.2.1 Baterias de Ni-MH

Existem várias abordagens para modelizar um sistema electroquímico. No entanto, o presente trabalho seguirá a modelização através de circuito eléctrico equivalente com parametrização fixa, por ser o mais utilizado no domínio da engenharia electrotécnica. Esta sustenta-se na analogia entre o domínio electroquímico e o eléctrico. Logo, os elementos do circuito eléctrico equivalente permitem, em função do grau de precisão do modelo, descrever com algum rigor o comportamento eléctrico da fonte electroquímica.[6.35] [6.36] [6.37] [6.38]

O modelo escolhido depende da tecnologia e química da bateria e dos objectivos da modelização em si. Esse deverá estar suficientemente próximo do comportamento real da bateria e não ser demasiado complexo, para ser possível a sua integração num modelo global e completo. Como se verificou, a utilização de baterias em veículos eléctricos está sujeita a solicitações de elevada taxa dinâmica no fornecimento de energia, provenientes dos requisitos feitos ao veículo e do sistema de gestão de energia utilizado. Portanto, o modelo a considerar para o objectivo deste trabalho deverá incluir os aspectos dinâmicos das baterias.

Existem basicamente três tipos de modelos de baterias descritos na literatura, nomeadamente: experimental, electroquímico e baseado em circuitos eléctricos. Modelos experimentais e electroquímicos não são adequados para representar dinamicamente baterias com ênfase na estimação do seu estado de carga (SoC). No entanto, modelos baseados nos circuitos eléctricos são bastante úteis para representar as características eléctricas das baterias. O modelo eléctrico mais simples consiste numa fonte de tensão ideal em série com uma resistência interna [6.39]. No entanto, este não tem em conta a evolução do SoC da bateria.

Um outro modelo, designado por impedância de Warburg [6.35] baseia-se na tensão de circuito aberto, em série com a resistência e em paralelo com circuitos RC. A identificação de todos os seus parâmetros baseia-se numa técnica bastante complicada chamada espectroscopia de impedância electroquímica [6.40].

Por outro lado, Shepherd desenvolveu uma equação para descrever o comportamento electroquímico de uma bateria directamente em função da tensão aos seus terminais, tensão de circuito aberto, a resistência interna, corrente de descarga e estado de carga [6.41], e este modelo é aplicado para a descarga, bem como para carga. O modelo de Shepherd é bastante interessante, mas apresenta algumas dificuldades relativamente à resolução de ciclos algébricos em simulação com modelos modulares [6.42]. Modelos de bateria com SoC apenas como uma variável de estado são muito semelhantes aos Shepherd, mas não introduzem a problemática da resolução de ciclos algébricos [6.44].

Um modelo utilizando a evolução do SoC como variável de estado, a fim de reproduzir com precisão as curvas do fabricante para os quatro tipos principais de químicas de baterias (Pb, Li-Ion, Ni-Cd e Ni-MH) é apresentado em [6.42] e foi integrado na biblioteca de fontes da *Toolbox SimPowerSystems*TM do Matlab[®] / Simulink[®]. No protótipo VEIL, a fonte de alimentação principal são dois bancos de baterias Ni-MH com 96 V de tensão nominal. Estas são modelizadas pelo circuito equivalente da bateria que consiste numa fonte de tensão DC controlada (v_{bat}^{OC}) em série com uma resistência interna (R_i), tal como pode ver na Figura 6.5 [6.42].

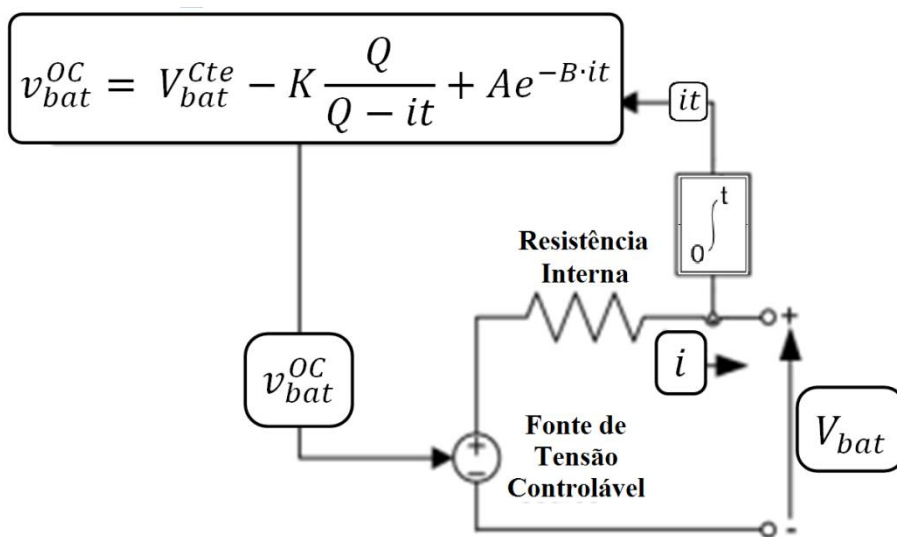


Figura 6.5. Modelo não linear de baterias (adaptado de [6.42]).

A evolução da tensão da bateria depende da corrente instantânea, i , tal como definido pela equa o (6.1):

$$v_{bat}^{OC} = V_{bat}^{Cte} - K \frac{Q}{Q - \int_0^t i \cdot dt} + A e^{-B \cdot \int_0^t i \cdot dt} \quad (6.1)$$

onde v_{bat}^{OC} é a tensão em vazio da bateria (V), V_{bat}^{Cte} é a tensão constante da bateria (V), K é a tensão de polariza o (V), Q é a capacidade da bateria (Ah), A   a amplitude exponencial da tensão (V) e B é a constante exponencial de tempo inverso (Ah)⁻¹. Assim, a tensão da bateria, V_{bat} , pode ser calculada pela equa o (6.2).

$$V_{bat} = v_{bat}^{OC} - R_i \cdot i \quad (6.2)$$

Finalmente, o SoC da bateria é calculado por:

$$SoC_{SC}(\%) = 100 \left(1 - \frac{\int_0^t i \cdot dt}{Q} \right) \quad (6.3)$$

Desta forma, para efeitos de modeliza o dos dois bancos de baterias Ni-MH, utilizados no protótipo VEIL através do bloco “*Battery*” da *Toolbox SimPowerSystems*TM, foi necessário ajustar a parametriza o do modelo genérico   informa o disponibilizada pelo fabricante das baterias usadas no protótipo VEIL [6.43], de forma a poder aproximar os resultados obtidos aos reais.

As baterias utilizadas são da marca SAFT (VH module 10 VHF), e para efeitos de modeliza o e simula o, o modelo aproximado destas baterias, foi obtido cruzando a informa o que se apresenta na Figura 6.6 a) [6.43], com o modelo proposto de bateria genérico da *Toolbox SimPowerSystems*TM, através da introdu o de parâmetros extraídos do *datasheet* das baterias [6.43], dando origem às curvas de descarga características amostradas na Figura 6.6 b).

Na Figura 6.6 a) estão assinalados na curva de descarga nominal (5 A), os pontos que são essenciais para a correcta caracteriza o do modelo de baterias, permitindo o preenchimento dos campos “*Capacity@Nominal Voltage*” e “*Exponential zone*”, da caixa de parametriza o do modelo proposto no Simulink[®]. Os restantes campos são preenchidos com dados provenientes directamente do *datasheet* das baterias, nomeadamente, “*Nominal Voltage (V)*”, “*Fully Charged Voltage (V)*” e “*Internal Resistance (Ohms)*”.

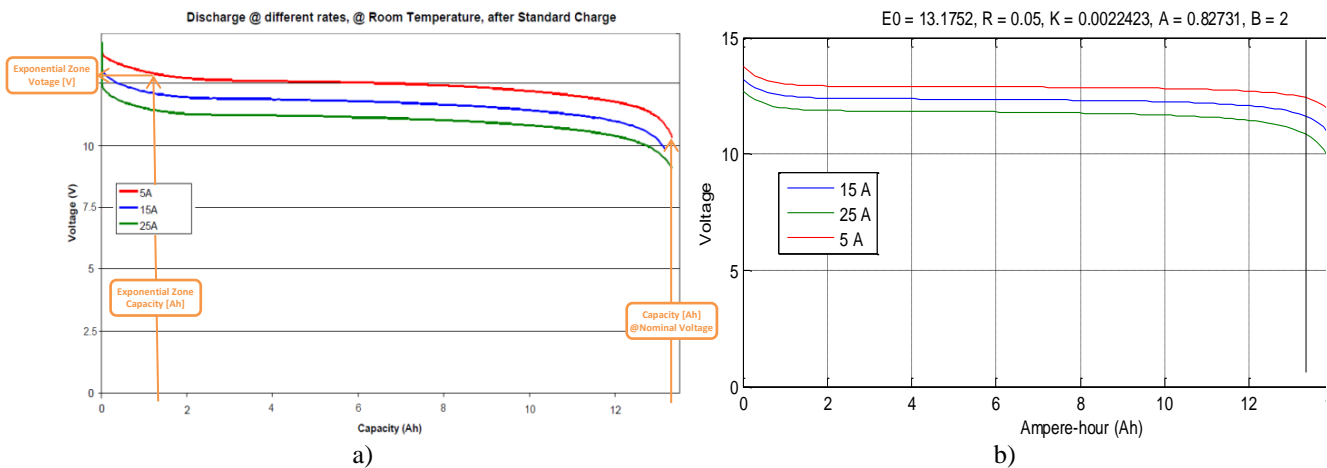


Figura 6.6. Curvas características de descarga de uma bateria 10 VHF da Saft: a) Fornecidas pelo fabricante [6.43]; b) Obtidas através da modelização em Matlab® / Simulink®.

Como se pode verificar através da análise das curvas de uma única bateria (Figura 6.6 b)), as curvas de descarga referentes ao modelo simulado têm um comportamento bastante aproximado ao das sugeridas como referência no *datasheet* (Figura 6.6 a)).

Evoluindo, agora, para a modelização de um banco com 8 unidades em série, reajustaram-se convenientemente os parâmetros “*Nominal Voltage (V)*” para o valor de 96 V (12 V x 8), “*Fully Charged Voltage (V)*” para 110,4 V (13,8 V x 8), “*Internal Restance (Ohms)*” passa a representar o valor equivalente às 8 resistências internas de cada bateria, 0,4 Ω (0,05 Ω x 8), e por fim a “*Exponential zone*”, onde o valor de tensão passa a ser 104 V (13 V x 8). O resultado da modelização de um banco de baterias Ni-MH da Saft, através da abordagem sugerida em [6.42], é apresentado na Figura 6.7.

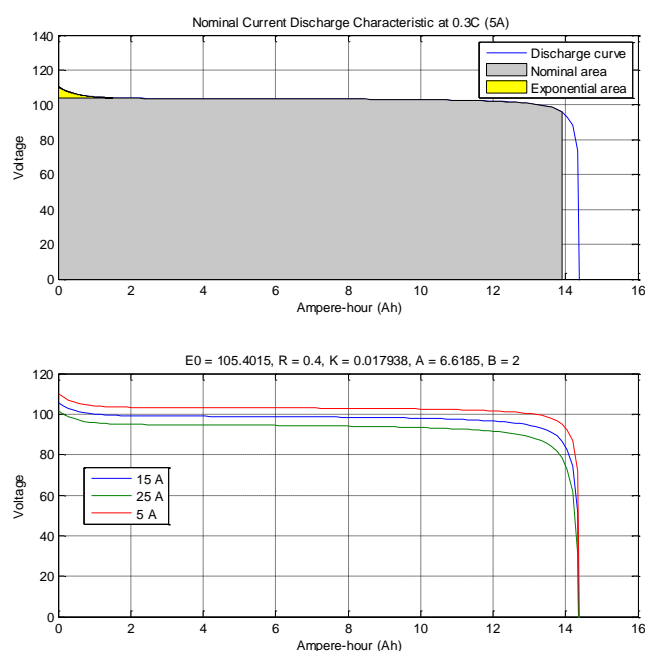


Figura 6.7. Curvas características de descarga do modelo simulado do banco de baterias Ni-MH da Saft.

A  rea apresentada a cinzento no primeiro gráfico da Figura 6.7 representa a zona operacional das referidas baterias para uma descarga a $0,3C$. A modeliza o da utiliza o de vários bancos em paralelo   obtida através de vários blocos de baterias da *Toolbox SimPowerSystems*TM, parametrizados para utiliza o em banco, conforme a descri o anteriormente apresentada.

6.3.2.2 Módulos de Supercondensadores

Tal como para as baterias, só uma modeliza o dos supercondensadores através de circuito eléctrico equivalente com parâmetros fixos,   viável para os objectivos do presente trabalho. [6.46] [6.47] [6.48]

Existem várias propostas de modeliza o para supercondensadores na literatura [6.45] [6.47] [6.48]. O mais simples de todos é o clássico circuito com a capacidade equivalente da célula (*Cap*) em paralelo com a resistência equivalente (*Equivalent Parallel Resistance, EPR*) e em série com a resistência (*Equivalent Serie Resistance, ESR*). A Figura 6.8 apresenta o modelo clássico baseado num circuito simples de tr s parâmetros. A sua determina o fornece uma primeira aproxima o de uma célula de um supercondensador.

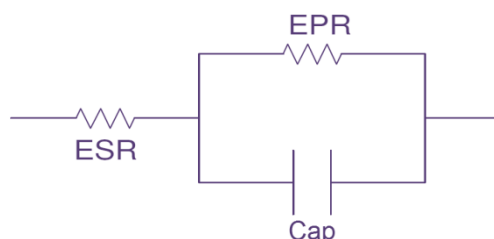


Figura 6.8. Modelo clássico de uma célula (ou módulo) de um supercondensador.

A resistência *EPR* representa a corrente de fugas (auto-descarga) e o efeito de longo prazo do armazenamento de energia. Nas associa es em série de múltiplas células de supercondensadores, o *EPR* influencia a distribui o da tensão na célula através de um divisor de tensão. Usando métodos empíricos, como os sugeridos em [6.49], demonstra-se que o valor de *EPR* está relacionado com decaimento da tensão, através da equa o (6.4).

$$EPR = \frac{-t}{\ln\left(\frac{V_f}{V_i}\right) \cdot Cap} \quad (6.4)$$

em que V_i   a tensão inicial, V_f é a tensão final e *Cap*   a capacidade nominal da célula. Resultados experimentais, onde se registaram as evolu es do decaimento da tensão para

diferentes células de supercondensadores, com valores de capacidade distintos, demonstraram que a inserção da resistência EPR no modelo pode ser desprezada em análises transitórias e utilizações de períodos relativamente pequenos (como na equação (4.10)). No entanto, o valor de EPR é de relativa importância na consideração do balanceamento de diversas células colocadas em série.

A referência [6.50] demonstra, através de estudos empíricos, que o parâmetro ESR não é função da tensão aos terminais da célula, nem do SoC, nem das taxas de carga, o que resulta na possibilidade de se considerar esse parâmetro como independente do tempo ou de qualquer outra variável eléctrica.

Os autores da referência [6.51] propuseram e investigaram uma modelização mais detalhada dos supercondensadores, apresentando um modelo com três ramos RC em paralelo em que um tem uma capacidade que depende da tensão aos terminais da célula. O seu circuito equivalente é apresentado na Figura 6.9. Uma das particularidades deste modelo advém de cada ramo modelizar intervalos de funcionamento distintos. O primeiro ramo RC modeliza os fenómenos intervenientes durante as fases de carga e descarga (0 a 1 min), enquanto que cabe aos restantes os fenómenos associados ao relaxamento durante as fase de repouso (1 a 10 min para o 2.º ramo e > 10 min para o 3.º ramo). Finalmente o fenómeno de auto-descarga é modelizado pela inserção da resistência R_{Leak} colocada em paralelo.

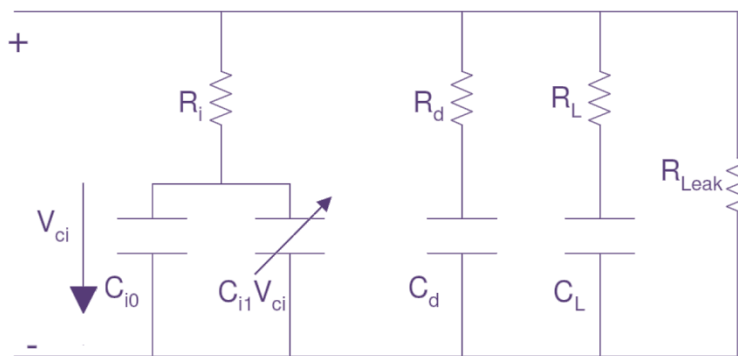


Figura 6.9. Modelo de três ramos de uma célula (ou módulo) de um supercondensador (adaptado de [6.51]).

Da mesma forma como proposto para a modelização de baterias, através da caracterização da impedância Warburg resultante de registos por espectroscopia, os autores das referências [6.48] e [6.52] propuseram um circuito equivalente para supercondensadores.

Em conclusão, decorrem ainda, actualmente, trabalhos de investigação para se obterem modelos mais complexos de supercondensadores que caracterizem outros efeitos, nomeadamente, os de longo prazo, tais como fenómenos de perdas durante a carga e influência da temperatura.

No entanto, como facilmente se percebe, atendendo às necessidades da análise pretendida e das operações requeridas aos supercondensadores, para tempos de utilização relativamente curtos, será suficiente recorrer a modelos equivalentes mais simples, embora estes negligenciem as perdas de longo prazo em regime estacionário.

Neste trabalho optou-se por uma modelização simplificada dos supercondensadores, considerando, no entanto, associação em série das células ou módulos, no sentido de uniformizar os modelos das fontes estudadas, mantendo o mesmo grau de complexidade. Por outro lado, atendendo aos objectivos propostos para este trabalho, um modelo dinâmico baseado no modelo clássico de cada célula (ou módulo), é suficiente para análise das operações exigidas ao banco de supercondensadores, onde as correntes de carga e descarga ocorrem a frequências altas e onde o fen meno de relaxamento e auto-descarga não têm grande influência [6.45]. Assim, foi considerado uma série de N_{SC} células (ou módulos), com capacidade Cap_{SC} , resistência série equivalente ESR (representando a resistência de carga e descarga) e resistência paralela equivalente EPR (representando a auto-descarga), como apresenta a Figura 6.10.

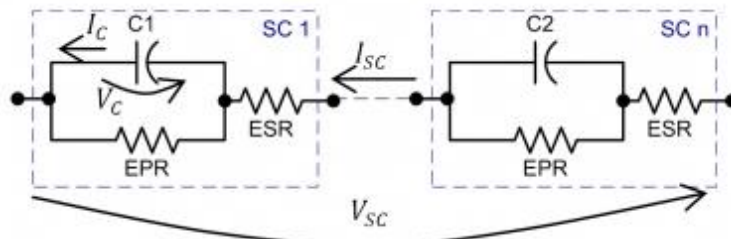


Figura 6.10. Modelo clássico RC de N_{SC} células (ou módulos) de um banco de supercondensador.

A tensão aos terminais do banco de supercondensadores, V_{SC} , pode ser expressa pela equa o (6.5):

$$V_{SC} = X_{SC} (V_C - I_{SC} \cdot ESR) \quad (6.5)$$

A tensão de circuito aberto do banco de supercondensadores, com base na tensão individual de cada célula, V_C , e respectiva tensão de circuito aberto v_C^{OC} é dada pela equa o (6.6).

$$v_{SC}^{OC} = N_{SC} \cdot V_C = X_{SC} \cdot \left(v_C^{OC} - \frac{1}{Cap_{SC}} \int_0^t I_C \cdot dt \right) \quad (6.6)$$

A corrente total do banco de supercondensadores   função da corrente individual de cada célula, I_C , e da corrente de fugas para a resistência EPR , conforme se mostra na equa o (6.7).

$$I_{SC} = \left(I_C - \frac{V_C}{EPR} \right) \quad (6.7)$$

O SoC do banco de supercondensadores é definido como a razão entre a energia nos supercondensadores, relativa à tensão efectiva de cada célula, V_C , e a tensão de carga máxima, $v_{SC}^{OC,max}$, conforme se verifica da equação (6.8).

$$SoC_{SC}(\%) = \frac{X_{SC} \cdot V_C}{v_{SC}^{OC,max}} \cdot 100 \quad (6.8)$$

Finalmente, a equação (6.9) apresenta a tensão de circuito aberto do banco de supercondensadores como função do seu SoC e respectiva queda de tensão máxima em circuito aberto, δ_{SC} .

$$v_{SC}^{OC} = \delta_{SC} \cdot \frac{SoC_{SC}}{100} \quad (6.9)$$

O modelo implementado em Simulink[®] é baseado no modelo clássico de supercondensadores, devidamente adaptado ao número de módulos colocados em série, utilizando para o efeito o bloco de elementos passivos “*RLC branch*” disponíveis na *Toolbox SimPowerSystems*[™]. Na Figura 6.11 a) apresenta-se uma evolução da tensão, corrente e SoC de um módulo BMOD0330 da MAXWELL com 16,2 V de tensão nominal [6.53].

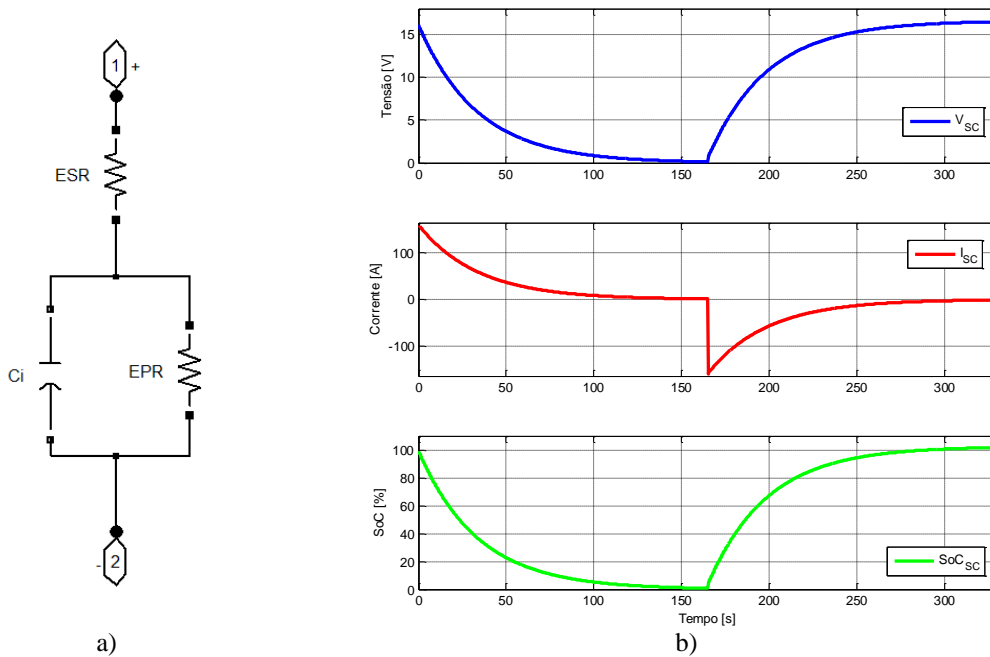


Figura 6.11. a) Esquema da modelização em Simulink[®] de um módulo BMOD0330 da MAXWELL; b) Evolução da tensão, corrente e SoC obtido pelo modelo em Simulink[®] durante uma carga e uma descarga com resistência de 0,1 Ω .

6.3.3 MODELO PARA OS CONVERSORES DC/DC BIDIRECCIONAIS

Da análise efectuada na Sec o 4.4, concluiu-se que a topologia para associa o activa em paralelo   a que oferece maior número de vantagens, no que diz respeito   implementa o de um sistema de gestão eficaz para múltiplas fontes de energia. Dessa análise, considerou-se essencial a capacidade de regula o do valor da tensão no barramento DC comum e o controlo independente dos fluxos energéticos das diversas fontes de energia. Portanto, a arquitectura escolhida é baseada na estrutura de dois conversores DC/DC bidireccionais colocados em paralelo, realizando assim a topologia activa em paralelo apresentada na Figura 6.12.

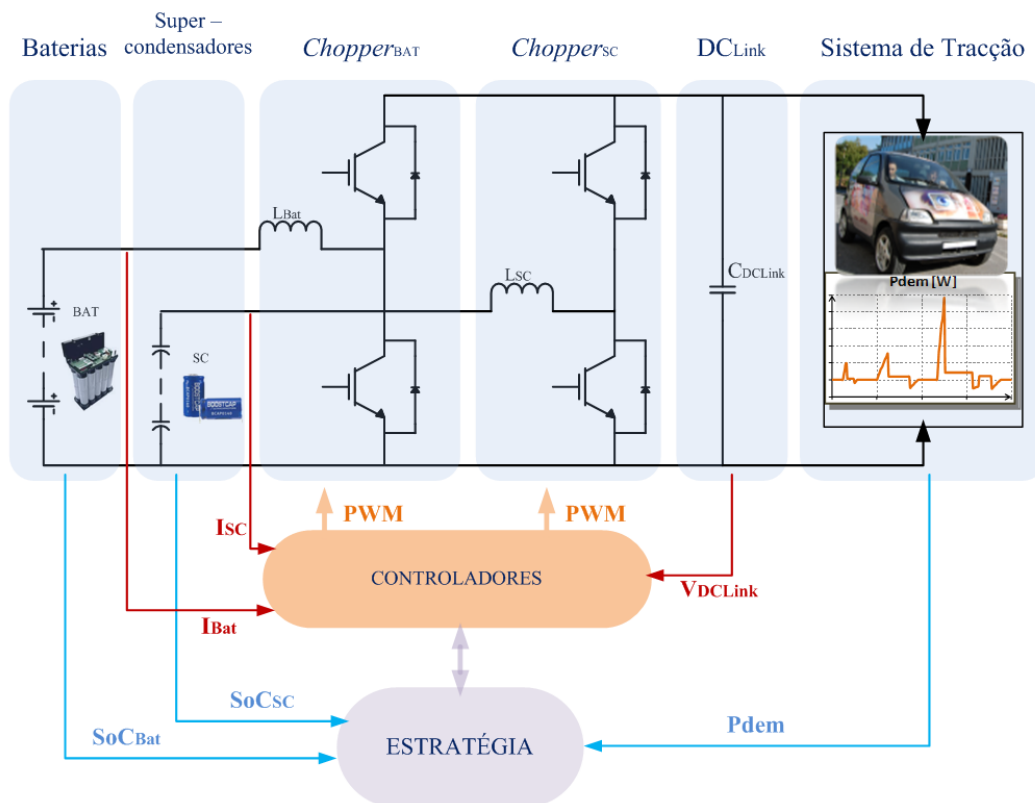


Figura 6.12. Arquitectura de potência baseada na topologia para associa o paralela activa.

Os conversores DC/DC (ou *choppers*) permitem adaptar, em corrente contínua, níveis de tensão diferentes e controlar a corrente fornecida à carga ou armazenada na fonte. A conversão destas grandezas é efectuada através de semicondutores de potência, que são comutados a frequências tipicamente elevadas (milhares de kHz), podendo ser designados como redutores (*buck*) ou elevadores (*boost*) em fun o da sua opera o. No entanto, existem topologias de conversores DC/DC que permitem operar em ambos os modos (reductor e elevador, também

designados por *buck-boost*). Atendendo às especificidades das fontes escolhidas e dos objectivos propostos, foi essa a topologia escolhida para interligar as duas fontes de energia ao barramento DC comum, devido às suas capacidades de trabalhar nos dois primeiros quadrantes (reversibilidade de corrente), como é possível verificar através da Figura 6.13, pertencendo assim à Classe designada por C na classificação dos conversores DC/DC [6.54].

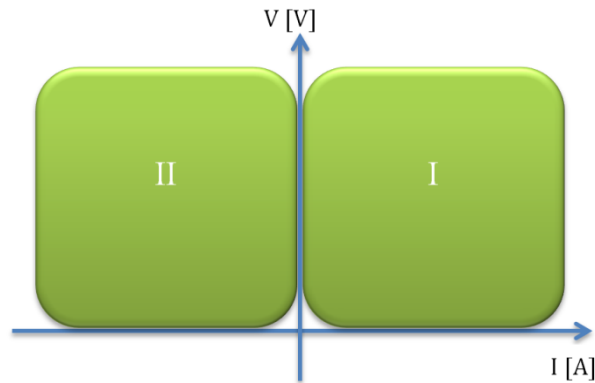


Figura 6.13. Quadrantes de funcionamento do conversor DC/DC de Classe C.

As diferentes fases de funcionamento do conversor DC/DC bidireccional são apresentadas na Tabela 6.1 (reductor) e na Tabela 6.2 (elevador), onde importa salientar que a comutação dos interruptores de potência é o aspecto fundamental do seu princípio de funcionamento. Desta forma é possível controlar a relação de conversão entre entrada e saída, através da aplicação de uma onda quadrada modelada por largura de impulso, tipicamente designada por *Pulse Width Modulation* (PWM), onde se define um determinado tempo em que o interruptor conduz (T_{on}), e o restante tempo ficando ao corte (T_{off}) de cada período (T). A razão de conversão destes circuitos é dada pelo ciclo de trabalho ou *duty-cycle* (d_j) que é definido por diferentes equações de funcionamento, consoante se refere ao modo reductor ou elevador [6.55].

No modo de operação reductor, o *duty-cycle* é dado pela equação (6.10), que pode ser reescrita da forma que se apresenta na equação (6.11), relacionando assim as tensões de entrada e saída.

$$d_j = \frac{T_{on}}{T} \quad (6.10)$$

$$v_j = v_{DC_{Link}} \cdot \frac{T_{on}}{T} = v_{DC_{Link}} \cdot d_j \quad (6.11)$$

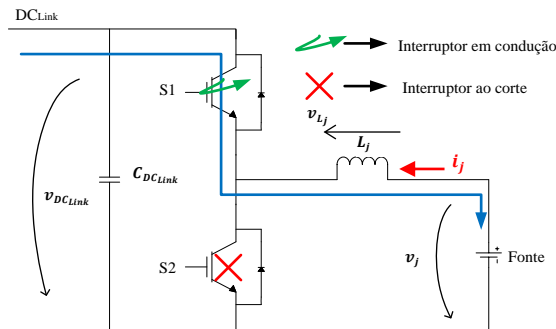
Quando o conversor DC/DC funciona como elevador, o seu *duty-cycle* é dado pela equação (6.12) podendo também ser reescrita de forma a relacionar as tensões de entrada e saída através de (6.13).

$$\frac{1}{1 - d_j} = \frac{v_{DCLink}}{v_j} \Leftrightarrow d_j = -\frac{v_j}{v_{DCLink}} + 1 \quad (6.12)$$

$$v_j = v_{DCLink} \cdot (1 - d_j) \quad (6.13)$$

De forma a obter um melhor entendimento das diferentes fases de operação deste circuito, a Tabela 6.1 resume a circulação da corrente na bobina para o modo de funcionamento como redutor, juntamente com as principais equações matemáticas características.

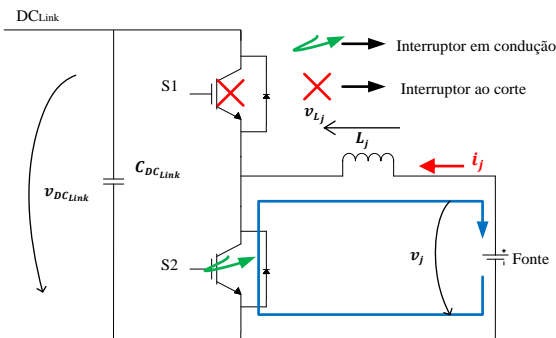
Tabela 6.1. Fases de funcionamento e respectivas equações características do conversor DC/DC durante a operação como redutor.



No modo redutor a bobina L_j carrega quando o interruptor S1 está ligado, durante T_{on} , estando o S2 desligado e com a corrente a seguir o caminho representado a azul ($i_j < 0$), resultando nas equações (6.14) e (6.15):

$$v_j = v_{DCLink} + L_j \cdot \frac{di_j}{dt} \quad (6.14)$$

$$i_j = \frac{1}{L_j} \cdot \int_0^{T_{on}} (v_j - v_{DCLink}) dt \quad (6.15)$$



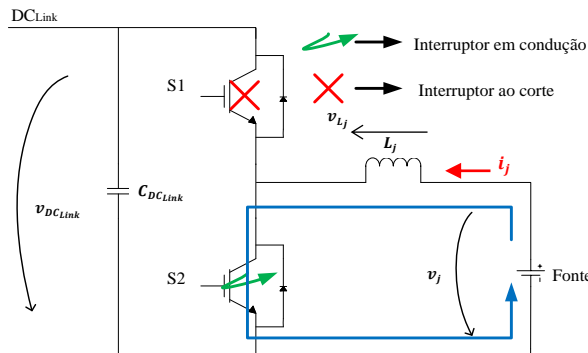
Neste modo, estando o S1 desligado, a bobina L_j vai descarregar através do díodo do interruptor S2 e a corrente segue o caminho representado a azul ($i_j < 0$), dando origem às equações (6.16) e (6.17):

$$v_j = L_j \cdot \frac{di_j}{dt} \quad (6.16)$$

$$i_j = \frac{1}{L_j} \cdot \int_{T_{on}}^{T_{off}} v_j \cdot dt \quad (6.17)$$

Da mesma forma, a Tabela 6.2 apresenta as diferentes fases de operação para o modo de funcionamento como elevador, juntamente com as principais equações matemáticas características.

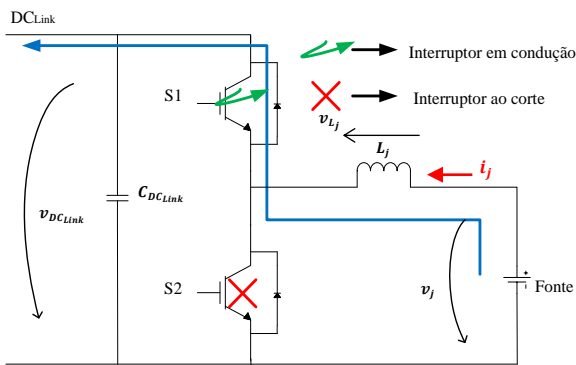
Tabela 6.2. Fases de funcionamento e respectivas equações características do conversor DC/DC durante a operação como elevador.



Neste modo, o interruptor S2 está ligado durante T_{on} , estando o S1 desligado. Assim a corrente segue o caminho apresentado a azul ($i_j > 0$), carregando L_j . Se desprezarmos as quedas de tensão no IGBT vêm as equações (6.18) e (6.19):

$$v_j = L_j \cdot \frac{di_j}{dt} \quad (6.18)$$

$$i_j = \frac{1}{L_j} \cdot \int_0^{T_{on}} v_j dt \quad (6.19)$$



Durante T_{off} , o S2 está desligado e a corrente segue o caminho apresentado a azul ($i_j > 0$) através do díodo do IGBT S1, sendo transmitida a energia de L_j ao DC_{Link} , resultando as equações (6.20) e (6.21):

$$v_j = v_{DC_{Link}} + L_j \cdot \frac{di_j}{dt} \quad (6.20)$$

$$i_j = \frac{1}{L_j} \cdot \int_{T_{on}}^{T_{off}} (v_j - v_{DC_{Link}}) dt \quad (6.21)$$

Nestes conversores os elementos passivos têm funções determinantes no funcionamento do circuito, como é o caso da indutância que numa fase armazena energia, para posteriormente, na fase seguinte, a libertar, para o barramento DC comum, ou para a fonte, função do modo de operação do conversor. O valor da indutância permite controlar a oscilação (*ripple*) da corrente fornecida pela fonte e minimiza os efeitos da elevada frequência de comutação [6.55].

No caso de um veículo eléctrico, a bobina deve ser dimensionada para o valor máximo de corrente solicitado   fonte, que o respectivo conversor interliga ao barramento DC comum. Por exemplo, no caso das baterias de Ni-MH, o valor máximo de corrente é obtido na sua descarga, porque nas fases de carga, em regime nominal, s  é permitido injectar cerca de 20 % desse valor. O dimensionamento das bobinas a utilizar nos conversores DC/DC bidireccionais é apresentado em pormenor no Anexo 2, tendo-se para o efeito escolhido um *ripple* não superior a 4% da corrente nominal, resultando num valor de indutância de cerca de 1,35 mH.

Por outro lado, o condensador do barramento DC comum, C_{DCLink} , tem como principal função suportar energicamente a potência exigida ao barramento DC e garantir a estabilidade do seu valor de tensão. Estes objectivos foram observados no dimensionamento da capacidade de C_{DCLink} têm também apresentado de forma pormenorizada no Anexo 2. A base desse dimensionamento assenta no valor de tensão a suportar, no tempo máximo que o S1 se encontra ao corte no modo elevador e na dinâmica da resposta do controlador de tensão do conversor DC/DC.

Do ponto de vista da modelização em Simulink[ ] dos conversores DC/DC bidireccionais, utilizou-se o bloco genérico da *Toolbox SimPowerSystems*TM denominado por “*Universal Bridge*”. Este foi configurado de forma a utilizar apenas um braço de IGBT para cada conversor DC/DC. O modelo contempla o circuito *snubber RC* ligado em paralelo com cada IGBT e a sua resistência R_{on} .

No sentido de completar a modelização do conversor utilizou-se ainda o bloco “*RLC Branch*”, por forma a modelizar os elementos passivos necessários ao circuito, condensador e bobina. A Figura 6.14 apresenta o modelo implementado de um conversor DC/DC bidireccional utilizando os blocos da *Toolbox SimPowerSystems*TM do Simulink[ ].

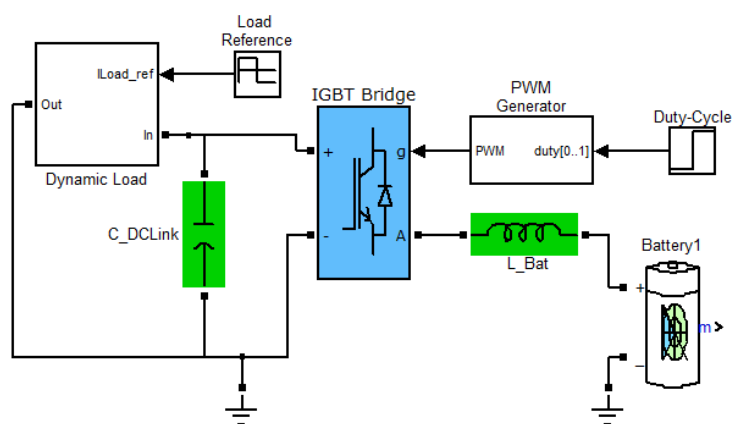


Figura 6.14. Esquema com os blocos do Simulink[ ] para modelização de um conversor DC/DC bidireccional.

Apresentam-se ainda na Figura 6.15 os resultados de uma simulação efectuada com uma carga dinâmica reversível (0, +10 e -10 A), com um *duty-cycle* constante. Esta retrata o funcionamento do conversor DC/DC como elevador, em que a tensão no barramento DC é superior à das baterias. Iniciou-se a simulação com carga nula durante 5 s. Aos 2 s induziu-se uma transição no *duty-cycle* de 40% para 60%, correspondendo a uma transição de tensão de cerca 160 V para 250 V, tendo-se registado grandes oscilações na tensão do barramento DC (V_{DCLink}) antes de estabilizar no valor solicitado. Também a tensão nas baterias e respectiva corrente apresentam nessa transição grandes oscilações. A tensão V_{DCLink} apresenta ligeiras variações aquando da alteração da carga no barramento DC. Verifica-se a bidireccionalidade da topologia pela inversão da corrente nas baterias (5 – 10 s e 10 – 15 s), contudo as transições na corrente de carga provocam oscilações na corrente e na tensão das baterias antes de se obter a sua estabilidade. O zoom efectuado à corrente permite verificar que o *ripple* da mesma se encontra dentro dos parâmetros estabelecidos aquando do dimensionamento do valor da indutância da bobina.

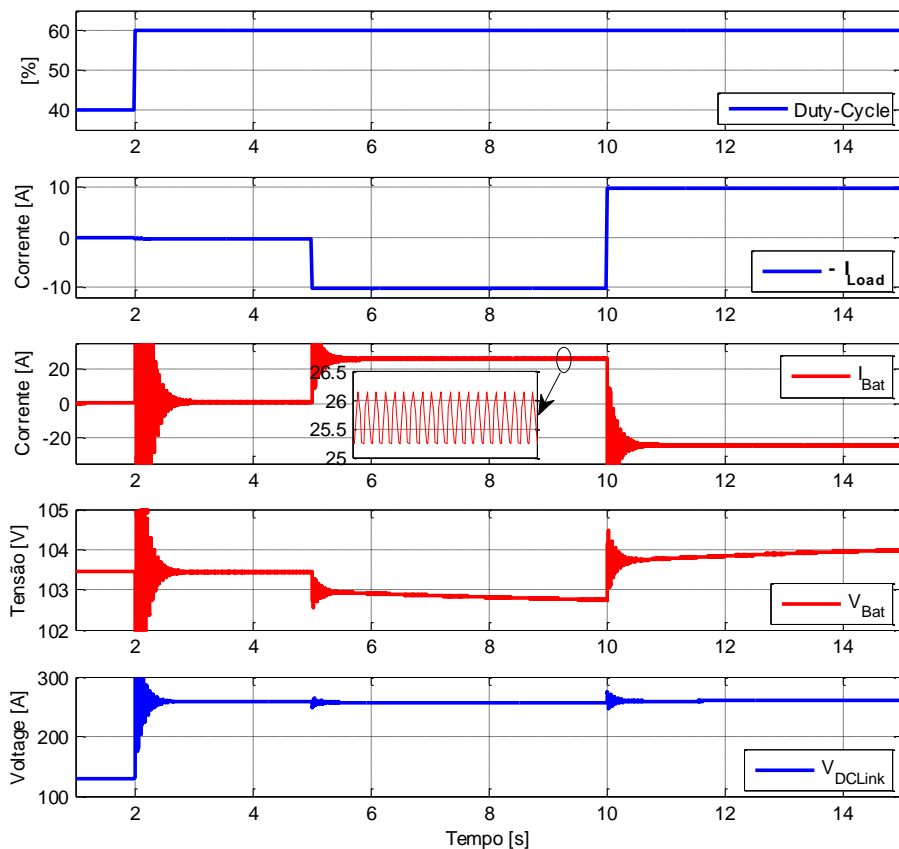


Figura 6.15. Resultados para a simulação do conversor DC/DC modelizado, alimentando uma carga dinâmica reversível, com *duty-cycle* constante.

Como se constata nesta simulação, a variação dinâmica da carga origina perturbações no sistema que levam ao aparecimento de oscilações que podem resultar na instabilidade do mesmo. Também se verifica que, embora com impacto ligeiro nos resultados desta simulação, o controlo da tensão do barramento DC através de *duty-cycle* fixo não permite manter constante, ou dentro de limites de variação máxima, a tensão do barramento DC. Sendo o veículo eléctrico uma carga extremamente dinâmica, e tendo presente o objectivo essencial deste trabalho, sobressai a necessidade de associar a esta topologia uma malha de controlo que permita manipular os *duty-cycles*, por forma a simultaneamente conseguir a estabilização dinâmica da tensão do barramento DC e acompanhar a corrente (ou potência) que cada fonte fornece (ou armazena).

Por outro lado, devido à variação dinâmica da corrente fornecida pelas fontes numa aplicação como é a de um veículo eléctrico, considerou-se a modelização da saturação das bobinas dos conversores, visto ser um factor importante na avaliação do desempenho do sistema global, conforme se apresenta na próxima Secção.

6.3.3.1 Efeito da Saturação na Bobina do Conversor

Na perspectiva de considerar o efeito da saturação da bobina com a variação da corrente de carga do conversor DC/DC, procurou-se implementar um modelo adequado à bobina, a fim de simular convenientemente o comportamento dos conversores DC/DC bidireccionais utilizados no sistema híbrido de alimentação para veículos eléctricos. A variação do valor da indutância, L_j , com a saturação, assim como as perdas na bobina, podem ser estimadas (ou calculadas) recorrendo a modelos baseados no método dos elementos finitos, ou, se disponível, através de programas específicos de fabricantes do núcleo escolhido, o qual, dentro das suas especificações, poderá dar melhores resultados, uma vez que é otimizado a partir de dados experimentais relativamente aos seus produtos [6.56]. Portanto, para esta modelização, a fim de obter a evolução do valor da indutância em função da corrente do conversor, utilizou-se a segunda opção. Com base nos dados do fabricante do núcleo e do dimensionamento da bobina, apresentados no Anexo 3, foi implementado o modelo com blocos do Simulink[®] apresentado na Figura 6.16.

O modelo recorre a uma *look-up table* que relaciona diferentes valores de indutância da bobina com a corrente de carga do conversor, $L_j = f(i_j)$ com $j \in \{bat, SC\}$, através da modelização apresentada na Figura 6.16 a). A *look-up table* aproxima o valor de saída através de uma função a uma dimensão, utilizando o método de pesquisa especificado no bloco do Simulink[®],

executando interpolações lineares e extrapolações baseadas no sinal de entrada. No esquema da Figura 6.16 a), situado imediatamente antes da *look-up table*, introduziu-se um bloco “Abs” para, independentemente da corrente fluir da fonte para a carga ou da carga para a fonte, o valor tomado como referência para calcular dinamicamente o valor da indutância seja o valor absoluto da corrente. Assim, a cada intervalo de tempo de simulação, utiliza-se a corrente medida no sistema, “*idc_m*”, e determina-se o valor associado de indutância variável, através dos valores de referência colocados na *look-up table*.

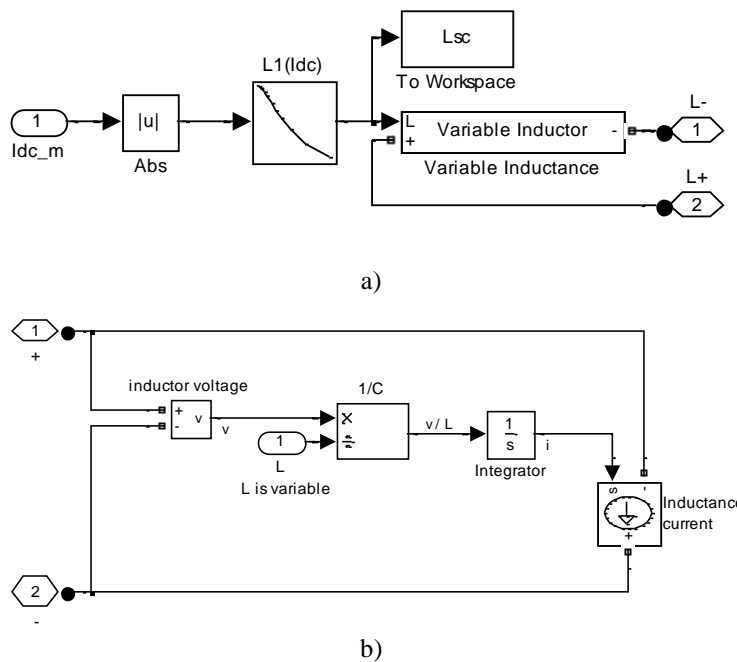


Figura 6.16. Modelo proposto para implementação do efeito da saturação na bobina dos conversores DC/DC em Simulink®: a) Esquema para modelização do valor da indutância em função da corrente; b) Blocos para cálculo da corrente da bobina.

Na Figura 6.16 b), é apresentada a modelização em Simulink® do cálculo da corrente na bobina no próximo passo de integração, recorrendo à equação (6.22), no domínio de Laplace.

$$i_L = \frac{1}{L_j(i_{dc})} \cdot \frac{v_L}{s} \quad (6.22)$$

Substituindo agora no modelo do conversor DC/DC a bobina ideal com valor constante de indutância pelo modelo acima descrito, considerando o efeito da saturação, apresentam-se na Figura 6.17, resultados de simulação para variações dinâmicas da corrente do conversor DC/DC, considerando três bobinas diferentes. A primeira é ideal com o valor de 1,35 mH para qualquer valor de corrente, a segunda é uma bobina de dois núcleos toroidais sobrepostos e a terceira é uma bobina de duplo “E” espelhado, conforme o dimensionamento no Anexo 2 (1,35 mH@75 A) e o projecto apresentado no Anexo 3. Na Figura 6.17 a), mostra-se a variação

dinâmica das três bobinas consideradas em função da corrente solicitada pela carga (Figura 6.17 c)). Verificam-se algumas diferenças relativas à influência da bobina em causa, especialmente nas tensões (Figura 6.17 b)) e alguns picos de corrente (Figura 6.17 c)), devido à diminuição do valor da indutância, tal como pode ser visto na Figura 6.17 a), resultante da saturação do núcleo magnético de cada bobina.

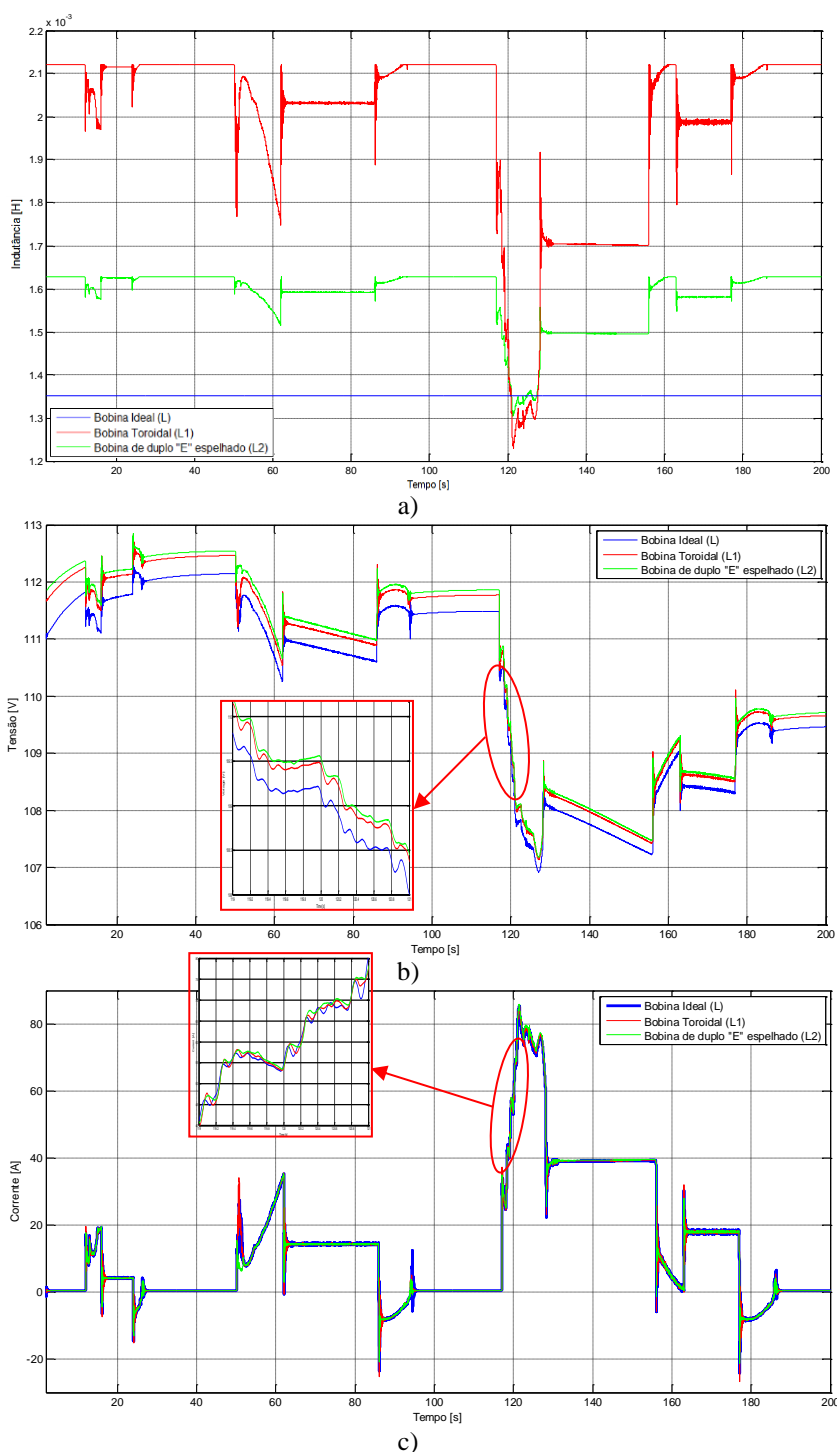


Figura 6.17. Variação do valor da indutância da bobina (a) e respectiva variação da tensão nas baterias (b) em função da variação da corrente de carga do conversor DC/DC (c) (adaptado de [6.56]).

Outro aspecto fundamental na modelização e implementação dos conversores DC/DC é o projecto dos seus controladores e respectiva interacção, para implementação das estratégias de gestão desenvolvidas no Capítulo 5.

6.3.3.2 Estratégia de Controlo dos Conversores

A estrutura definida na Figura 6.18 para realizar o controlo da topologia, foi escolhida para, por um lado, garantir a estabilidade da tensão do barramento DC comum e por outro implementar a gestão otimizada dos fluxos de energia entre o sistema híbrido de alimentação e o sistema de tracção. Na Figura 6.18 e na exposição seguinte, as variáveis cujo sobrescrito é ‘*’, correspondem a valores de referência que se pretendem impor ao sistema a controlar e, para fazer uma clara distinção entre as correntes do lado das fontes de energia e do lado da saída dos conversores (i_{DCLink}), introduz-se uma plica (i'_{bat} e i'_{sc}) quando referidas ao lado do DC_{Link} .

A arquitectura de controlo é composta por uma cascata de controladores, tensão e corrente, para estabilizar/regular a tensão do barramento DC comum, $v_{DC_{Link}}$, através da acção sobre a corrente das baterias, e um controlador de corrente que permite regular a corrente dos supercondensadores em função de uma referência gerada pelos algoritmos de gestão. O objectivo de manter a tensão do barramento DC constante para qualquer variação de carga, representa um requisito típico para sistemas de gestão de energia em veículos eléctricos, tendo em conta a natureza das cargas ligadas à saída do conversor, por exemplo, VEVs e respectivos motores eléctricos [6.58] [6.59].

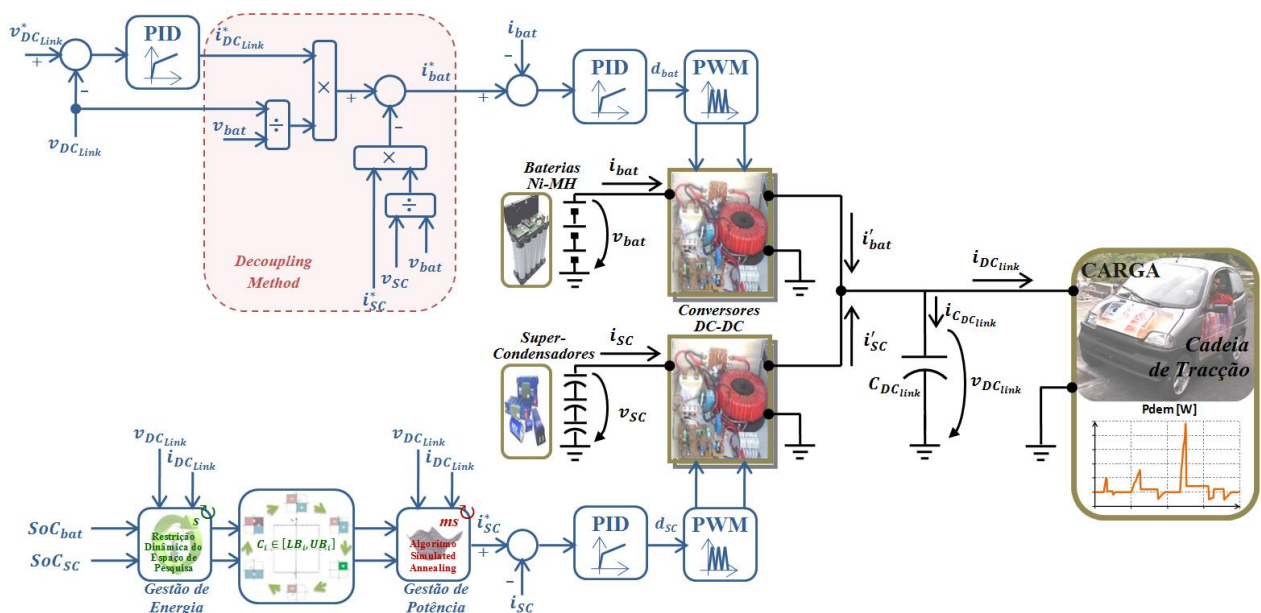


Figura 6.18. Estrutura de controlo definida para operacionalizar a regulação da tensão no barramento DC comum e garantir a implementação dos algoritmos de gestão.

Relativamente ao segundo objectivo, a acção sobre o fornecimento de potência dos supercondensadores é um factor estratégico para otimizar a distribuição da potência entre as duas fontes de energia, reduzindo as perdas totais. Basicamente, os *duty-cycles* ($d_j, j \in \{bat, SC\}$) dos conversores são manipulados através de controladores Proporcional + Integral (PI) rápidos, impondo as correntes fornecidas pelas fontes, em que no caso das baterias, esta é exigida pelo controlador de tensão [6.60].

Os controladores de natureza PI constituem uma tecnologia de controlo não adaptativa, que é actualmente bastante utilizada no controlo de processos industriais, e que tenta corrigir o erro entre a variável medida do processo e a sua referência. Esta correcção   obtida através da aplicação de um sinal de saída, correctivo, para ajustar a resposta do sistema de acordo com o pretendido [6.61] [6.62] [6.63]. Tal como o próprio nome indica, os controladores PI envolvem dois parâmetros independentes, de onde resulta a sua função de transferência apresentada no Anexo 4.

Para o projecto dos controladores dos conversores DC/DC bidireccionais foram efectuadas algumas considerações de modo a facilitar a análise do circuito, por exemplo, considerar a existência de condensadores com capacidade suficientemente elevada do lado do barramento DC, de modo a poder-se considerar que a tensão   constante nos dois lados do conversor durante um ciclo de controlo, bem como desprezar as perdas por comutação. De forma a estabelecer as leis de controlo necessárias neste caso, determina-se um conjunto de equa es diferenciais descritivas das necessidades energéticas deste conversor, que foram estabelecidas de acordo com as leis de Kirchhoff. Tipicamente, as variáveis de estado dos conversores relacionam-se com a energia armazenada nas bobinas e condensadores, podendo ser evidenciadas, como mostra a Figura 6.18, em que para o caso das baterias a tensão é definida por v_{bat} e a corrente na bobina por i_{bat} e no caso dos supercondensadores, por v_{SC} e por i_{SC} .

Observando a Figura 6.18, os conversores podem-se caracterizar através da análise das suas duas fases de funcionamento. A primeira ocorre quando o interruptor S1 está em condução (“on”) e S2 ao corte (“off”). Nesse caso, a fonte está ligada ao DC_{Link} e fazendo uso das leis de Kirchhoff, verifica-se que $i'_j = i_j$ com $j \in \{bat, SC\}$, advindo as equa es (6.23) e (6.24).

$$i_{DC_{Link}} = i'_j - i_{C_{DC_{Link}}} \Leftrightarrow C_{DC_{Link}} \cdot \frac{dv_{DC_{Link}}(t)}{dt} = i_j - i_{DC_{Link}}, \text{ com } j \in \{bat, SC\} \quad (6.23)$$

$$v_{L_j} + v_j - v_{DC_{Link}} = 0 \Leftrightarrow L_j \cdot \frac{di_j(t)}{dt} = -v_j + v_{DC_{Link}}, \text{ com } j \in \{bat, SC\} \quad (6.24)$$

A segunda fase de funcionamento ocorre quando o interruptor S1 está ao corte (“off”) e S2 está no estado de condução (“on”), onde as correntes $i'_j = 0$ e $i_j \neq 0$, resultando as equações (6.25) e (6.26).

$$i_{DC_{Link}} = i'_j + i_{C_{DC_{Link}}} \Leftrightarrow C_{DC_{Link}} \cdot \frac{dv_{DC_{Link}}(t)}{dt} = i_{DC_{Link}} \text{ com } j \in \{bat, SC\} \quad (6.25)$$

$$v_{L_j} + v_j = 0 \Leftrightarrow L_j \cdot \frac{di_j(t)}{dt} = -v_j \text{ com } j \in \{bat, SC\} \quad (6.26)$$

Tendo as equações que descrevem o funcionamento dos conversores DC/DC, podemos abordar a estratégia de controlo, onde, como referido anteriormente, no caso das baterias, serão utilizadas duas malhas de controlo, uma para a corrente e outra para a tensão.

O controlador de corrente tem de ser sintonizado de forma a controlar a corrente que passa pela respectiva bobina L_j . É importante salientar que existem algumas considerações essenciais na obtenção de um controlador linear com vista à regulação desta corrente, tendo a sua dinâmica de ser mais rápida do que a do controlador da tensão $v_{DC_{Link}}$ [6.64]. Logo, o condensador do DC_{Link} deve ser dimensionado de acordo com as exigências energéticas para frequências elevadas, permitindo assumir que a tensão $v_{DC_{Link}}$ se mantém constante durante o ciclo de regulação da corrente i_j . Assim, para se obter o controlador desejado, aplica-se a transformada de Laplace à equação (6.24), resultando a equação (6.27).

$$i_j = -\frac{v_j}{L_j \cdot s} + (1 - d_j(s)) \cdot \frac{v_{DC_{Link}}}{L_j \cdot s} \text{ com } j \in \{bat, SC\} \quad (6.27)$$

Para se obter a função de transferência em malha fechada, é necessário definir a planta do sistema ($P(s)$), e como tal, tendo já definido a variável a controlar (i_j), obtemos a equação (6.28).

$$P(S) = \frac{v_{DC_{Link}}}{L_j \cdot S} \quad (6.28)$$

Face aos dados obtidos é possível dimensionar o controlador PI, tendo este a seguinte função de transferência (6.29).

$$C(S) = K_P + \frac{K_I}{S} \quad (6.29)$$

Assim, o diagrama de blocos deste método de controlo apresenta-se na Figura 6.19, a partir do qual podemos obter a função de transferência em malha fechada, $G_{cl}(S)$, conforme se encontra na equação (6.30).

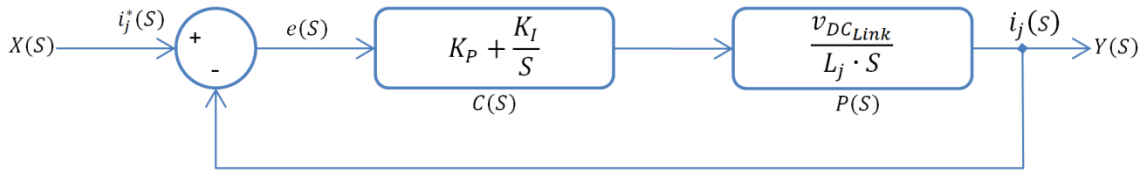


Figura 6.19. Diagrama de blocos representativo da análise em malha fechada do controlo da corrente.

$$G_{cl}(S) = \frac{C(S) \times P(S)}{1 + C(S) \times P(S)} = \frac{\frac{v_{DCLink}}{L_j \cdot S} \times (K_P + \frac{K_I}{S})}{1 + \frac{v_{DCLink}}{L_j \cdot S} \times (K_P + \frac{K_I}{S})} \quad (6.30)$$

A equação (6.30) pode ser reescrita na equação (6.31), tal como sugerido em [6.64], onde τ é a constante de tempo, ξ é o coeficiente de amortecimento e ω_n é a frequência natural do sistema.

$$G_{cl}(S) = \frac{1 + \tau S}{1 + 2\xi \frac{S}{\omega_n} + (\frac{S}{\omega_n})^2} \quad (6.31)$$

Para efectuar a sintonização do controlador, pode-se recorrer ao método analítico uma vez que se conhece o modelo do processo a controlar. Assim, fazendo uso da função de transferência genérica de um sistema de 2.à ordem, dada pela equação (6.32), obt m-se as equações dos ganhos do controlador.

$$G_{cl}(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (6.32)$$

Definindo a dinâmica de 2.à ordem desejada, vem a equação (6.33):

$$\xi, \omega_n \rightarrow S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2 = 0, \quad (6.33)$$

onde, introduzindo um 3.º polo não dominante (P), se obtém a equação característica (6.34):

$$(S + P) \times (S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2) = 0, \quad (6.34)$$

vindo agora a equação característica do sistema em malha fechada, onde $a_0 = \omega_n^2$, $a_1 = 2\xi\omega_n$, $P = b_0 K_D$, $2\xi\omega_n P = b_0 K_P$ e $\omega_n^2 P = b_0 K_I$, conforme se apresenta na equação (6.35):

$$S^3 + (a_1 + b_0 K_D)S^2 + (a_0 + b_0 K_P)S + b_0 K_I = 0. \quad (6.35)$$

Obtêm-se assim as equações de ξ (equação (6.36)) e ω_n (equação (6.37)), em função dos ganhos K_P e K_I , podendo constatar-se por analogia com [6.64] que $b_0 = v_{DC_{Link}}$ e $P = L_j$.

$$K_I = \frac{P\omega_n^2}{b_0} \Leftrightarrow \omega_n = \sqrt{\frac{b_0}{P} K_I} \quad (6.36)$$

$$K_P = \frac{2P\xi\omega_n}{b_0} \Leftrightarrow \xi = \frac{K_P \sqrt{\frac{b_0}{P}}}{2\sqrt{K_I}} \quad (6.37)$$

Com estas equações é possível calcular as constantes do controlador PI da corrente, que à semelhança do apresentado em [6.64], têm de ter um tempo de resposta em malha fechada entre 5 a 10 vezes o período de comutação (T), tendo sido escolhido $\xi = 1$, de forma a que o sistema tenha uma resposta o mais criticamente amortecida possível.

Dado que o controlador projectado tem uma componente integrativa, é importante implementar uma estratégia de *anti-windup* de forma a restringir a possibilidade de saturação do integrador. Uma das possíveis fontes de degradação da performance de um controlador acontece quando a sua saída satura devido ao fenómeno de *windup* do integrador [6.65]: quando se aplicam alterações no sinal de referência, a variável a controlar pode tomar fisicamente valores extremos, levando a uma perda de controlo sobre a mesma, pois o erro diminui muito lentamente e o termo integral torna-se cada vez maior, o que leva a maiores *overshoots* e maiores tempos de estabelecimento (*settling times*). Para fazer face a esta problemática, implementou-se uma estratégia *anti-windup* designada por *back-calculation*, que consiste na redução ou aumento do integral (quando a saída do controlador é, respectivamente, maior que o limite superior ou menor

que o limite inferior), através da realimentação da diferença entre o controlo de sinal saturado e não saturado a uma taxa designada de *trackling time* [6.63].

Assim, este mecanismo (presente na Figura 6.20 b)) mantém o sistema de malha fechada num domínio linear, evitando comportamentos não desejados por parte do sinal de controlo modulado, sendo a sua constante de *trackling time* obtida através do quociente entre K_I e K_P [6.63] [6.65].

Por outro lado, para compensar o zero em malha fechada, de modo a prevenir possíveis *overshoots* na corrente, dimensionou-se um filtro passa-baixo através da equação (6.38). [6.60]

$$\tau = \frac{K_P}{K_I} \quad (6.38)$$

A utilização de uma malha externa à da corrente, que efectua o controlo da tensão, permite assegurar a rejeição de perturbações no $v_{DC_{Link}}$. Este encadeamento de controladores mantém-se funcional desde que a malha da tensão tenha uma resposta, sensivelmente, dez vezes mais lenta que a malha da corrente, tal como é referido em [6.60] [6.64]. Assim, projectou-se um outro controlador PI, para realizar o controlo da tensão seguindo uma estratégia semelhante à anterior, gerando este uma referência em corrente para o controlador anteriormente projectado.

Na implementação do controlador da tensão teve-se em linha de conta o efeito da utilização de dois conversores DC/DC em paralelo na corrente do DC_{Link} . Para facilitar o seu projecto considerou-se que a corrente $i_{DC_{Link}}$ é uma variável manipulável por este controlador. No entanto, na prática, só é possível ter uma acção directa sobre as correntes das baterias e dos supercondensadores (i_{bat}, i_{sc}). No sentido de ultrapassar essa questão, pode-se utilizar o equilíbrio de potência entre a entrada e a saída dos conversores DC/DC (assumindo um conversor sem perdas) para encontrar uma relação entre as correntes de entrada e de saída, conforme se apresenta na equação (6.39).

$$i_{sc} = \frac{v_{DC_{Link}}}{v_{sc}} i'_{sc} \text{ e } i_{bat} = \frac{v_{DC_{Link}}}{v_{bat}} i'_{bat} \quad (6.39)$$

Este método é também conhecido como *decoupling method* [6.64]. Com base nesta abordagem, e tendo em consideração a lei de Kirchhoff para a corrente no nó de saída, obtém-se a equação (6.40):

$$i_{DCLink} = i'_{sc} + i'_{bat} \quad (6.40)$$

definindo-se assim a corrente de referência para as baterias:

$$i_{bat}^* = \frac{v_{DCLink}}{v_{bat}} \left(i_{DCLink} - \frac{i_{sc}}{v_{DCLink}/v_{sc}} \right) \quad (6.41)$$

A equação (6.41) estabelece o mecanismo de cooperação básica entre as duas fontes de energia utilizada no sistema híbrido de alimentação. Por exemplo, quando a corrente dos supercondensadores é zero ($i_{sc} = 0$), a equação (6.41) define que a bateria será a única fonte de energia a fornecer a corrente solicitada pela carga i_{DCLink} . Por outro lado, quando $i_{sc} \neq 0$ e i_{DCLink} têm o mesmo sinal, os supercondensadores irão ajudar as baterias no fornecimento ou armazenamento de correntes com elevados picos. A relação anterior é também essencial para garantir um controlo isolado entre os supercondensadores e a tensão de saída, permitindo a implementação de estratégias de gestão de energia como as analisadas no Capítulo 5.

Com base no projecto dos controladores acima descrito, implementaram-se as malhas de controlo para os conversores DC/DC com os blocos do Simulink[®]. A Figura 6.20 a) apresenta a malha global de controlo do conversor das baterias, controlador da corrente i_{bat} (à esquerda) cuja referência é obtida através do controlador da tensão v_{DCLink} (à direita), passando pelo filtro passa-baixo (equação (6.38)). A Figura 6.20 b) particulariza o controlador da tensão, com a implementação da estratégia de *anti-windup*. A implementação do *decoupling method* é apresentada na Figura 6.20 c) correspondendo à implementação da equação (6.41), realimentando variáveis dos supercondensadores. No caso dos supercondensadores, implementou-se um controlador PI para controlar a corrente dos mesmos, tendo-se procedido da mesma forma do que para as baterias, utilizando blocos similares na parte mais à esquerda da Figura 6.20 a), incluindo o filtro passa-baixo.

Na Figura 6.21 apresentam-se os resultados que permitem validar o comportamento do sistema em resposta às malhas de controlo projectadas nesta secção. Os principais parâmetros do sistema e especificação do controlo utilizado na realização das simulações estão resumidos na Tabela 6.3. De acordo com o anteriormente referido, os controladores de corrente foram seleccionados com uma largura de banda relativamente alta (1000 Hz), enquanto o controlador da tensão v_{DCLink} foi definido com uma dinâmica mais lenta (100 Hz). Considerou-se para o efeito um barramento DC/DC comum de 600 V, dois bancos de baterias Ni-MH em paralelo com tensão

nominal de 96 V e cinco módulos de supercondensadores em série com tensão nominal de 81 V [6.43] [6.53].

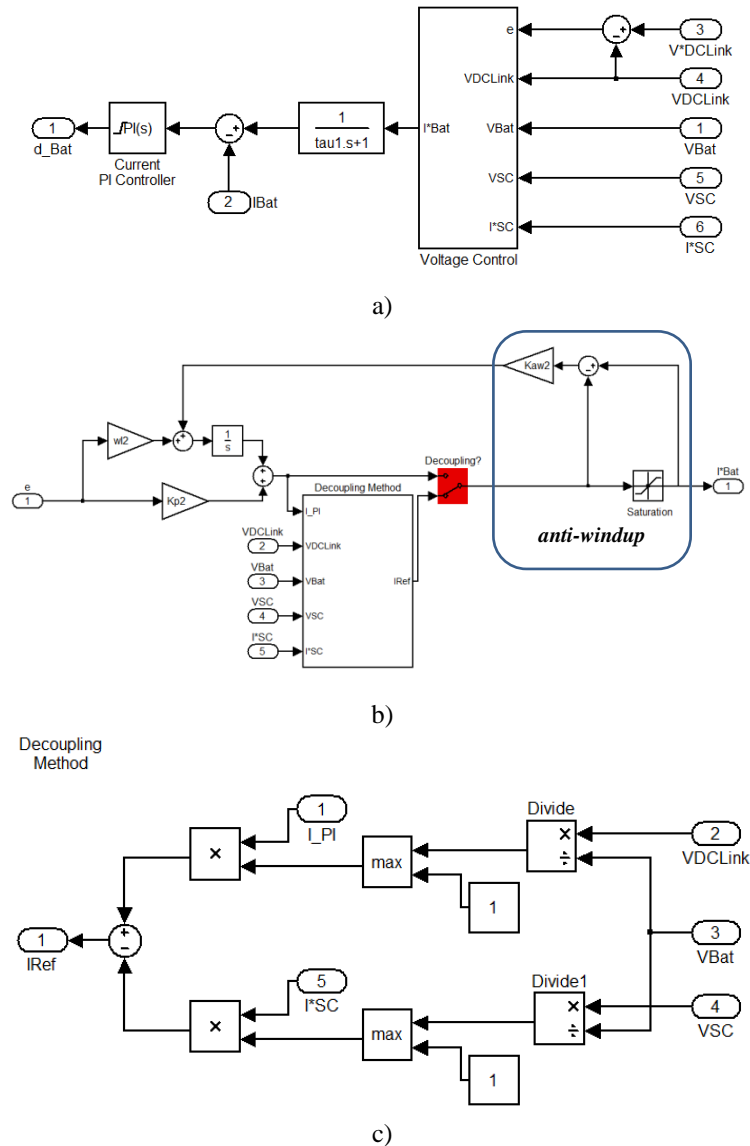


Figura 6.20. Diagrama de blocos do Simulink® com implementação das malhas de controlo dos conversores DC/DC: a) malha global (cascata de PIs e filtro passa-baixo); b) controlador de tensão com *anti-windup*; c) *decoupling method*.

Tabela 6.3. Parâmetros nominais do sistema e especificações dos controladores.

Símbolo	Descrição	Valor
L_{bat}	Indutância do conversor DC/DC das baterias	1,35 mH
L_{SC}	Indutância do conversor DC/DC dos supercondensadores	1,35 mH
C_{DCLink}	Capacidade do condensador do barramento DC	10 mF
f	Frequência de comutação do PWM	20 kHz
ξ	Coefficiente de amortecimento	1
$\omega_{n_{SC}}$	Frequência natural do sistema para o controlador de corrente dos supercondensadores	1 kHz
$\omega_{n_{bat}}$	Frequência natural do sistema para o controlador de corrente das baterias	1 kHz
$\omega_{n_{v_{DCLink}}}$	Frequência natural do sistema para o controlador de tensão	100 Hz

Os resultados de simulação na Figura 6.21 podem ser divididos em três partes: arranque do sistema, supercondensadores a fornecer corrente e variação da carga (positiva e negativa).

O arranque do sistema acontece no período compreendido entre os 0 e 0,7 s. Durante esta fase, o sistema eleva, pela primeira vez, a tensão do barramento DC para a referência de 600 V, ou seja o valor nominal de $v_{DC_{Link}}$. Nesta fase, a referência da corrente dos supercondensadores é nula, pelo que apenas a corrente da bateria é utilizada para elevar a tensão do barramento. A resposta depende do valor máximo da corrente das baterias (maior corrente corresponde a um estabelecimento mais célere da tensão nominal). Analisando a tensão $v_{DC_{Link}}$ e i_{bat} , pode-se observar que ambas as variáveis apresentam respostas suficientemente rápidas, para a dinâmica pretendida para o sistema de alimentação, e estão de acordo com o esperado, ou seja, sem *overshoots* e um acompanhamento com erros muito pequenos.

O fornecimento de corrente ao barramento DC por parte dos supercondensadores ocorre no período entre 0,8 e 3 s. Após a estabilização da tensão do barramento DC, o sinal de referência da corrente dos supercondensadores sofre um impulso para 40 A. O controlador da corrente dos supercondensadores reage, impondo essa corrente para a saída do conversor DC/DC, levando o controlador de corrente das baterias a reagir, e devido à ausência de carga, no período 0,8 – 1 s, as baterias são forçadas a absorver a energia fornecida pelos supercondensadores. Nessa fase verifica-se ainda que i_{Bat} toma valores negativos para responder ao aumento de potência no barramento DC, sendo essa transição efectuada com uma ligeira interferência na regulação da tensão $v_{DC_{Link}}$.

Relativamente à variação da carga, introduziu-se uma variação positiva (+ 10 A@1 s) e uma variação negativa (- 10 A@3 s) em $i_{DC_{Link}}$, a fim de avaliar a resposta do controlador da tensão do barramento DC a perturbações na corrente da carga. Essas perturbações introduzem um erro de regulação na tensão $v_{DC_{Link}}$, mas o controlador responde eficazmente de forma a atenuá-los, modificando a corrente das baterias, por forma a compensar a grande variação de potência no barramento DC. No entanto, atendendo à dinâmica escolhida para a variável $v_{DC_{Link}}$, existe um ligeiro atraso de cerca de 0,2 s no restabelecimento da tensão no seu valor nominal. O erro de tensão máximo introduzido na tensão $v_{DC_{Link}}$ durante essas fases é inferior a 0,33% (2 V), conforme se verifica no zoom da curva da tensão. Quando a carga injecta corrente no barramento DC comum, sendo a referência dos supercondensadores negativa, o seu controlador impõe uma corrente que permite recarregar os mesmos, no entanto, existe ainda a necessidade de armazenar

alguma potência nas baterias para estabilizar a tensão v_{DCLink} no seu valor de referência, como se verifica na Figura 6.21 ($t > 3$ s).

Finalmente, os resultados apresentados, permitem observar que as referências (i'_{bat} , i'_{sc}) e correntes medidas (i_{bat} , i_{sc}) são quase indistinguíveis, demonstrando uma regula o dos sinais de corrente muito satisfatória.

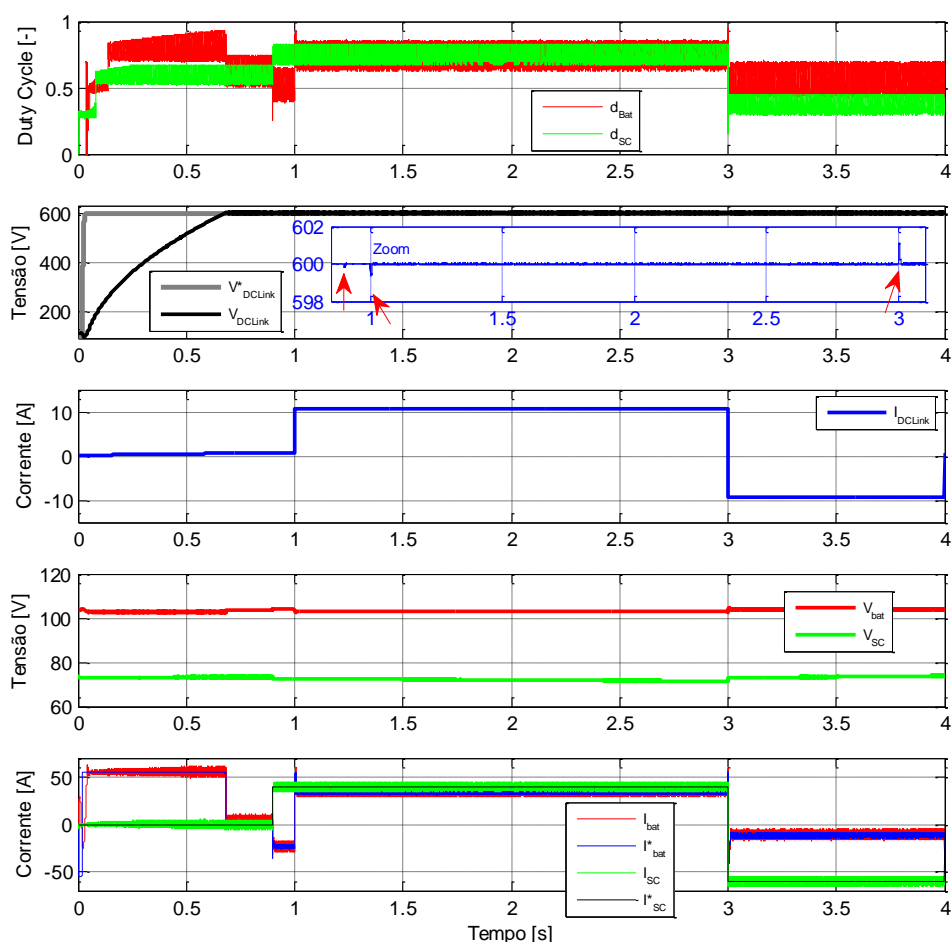


Figura 6.21. Resultados de simula o com arranque do sistema, varia o de corrente nos supercondensadores e na carga.

6.3.4 MODELOS PARA MOTORES ELÉCTRICOS E CONTROLADORES

Considerando a topologia inicialmente proposta para o protótipo VEIL em termos de sistema de trac o, onde se considerou um único motor acoplado a uma caixa redutora com diferencial para as rodas dianteiras, equacionou-se, durante o desenvolvimento deste trabalho, recorrer a duas tecnologias de força motriz. Portanto, para além do tradicional motor de indu o, já implementado no protótipo, também se modelizou um motor síncrono de ímanes permanentes, bem como os respectivos variadores electrónicos de velocidade (VEVs) [6.34]. De salientar que,

na maioria dos fabricantes de motores eléctricos, estas duas soluções de força motriz podem ser alimentados pelo mesmo VEV, desde que devidamente comissionados e reajustada a sua programação. Na Figura 6.22 apresenta-se o diagrama de blocos de alto-nível utilizado na modelização dos accionamentos estudados nas próximas secções. [6.34]

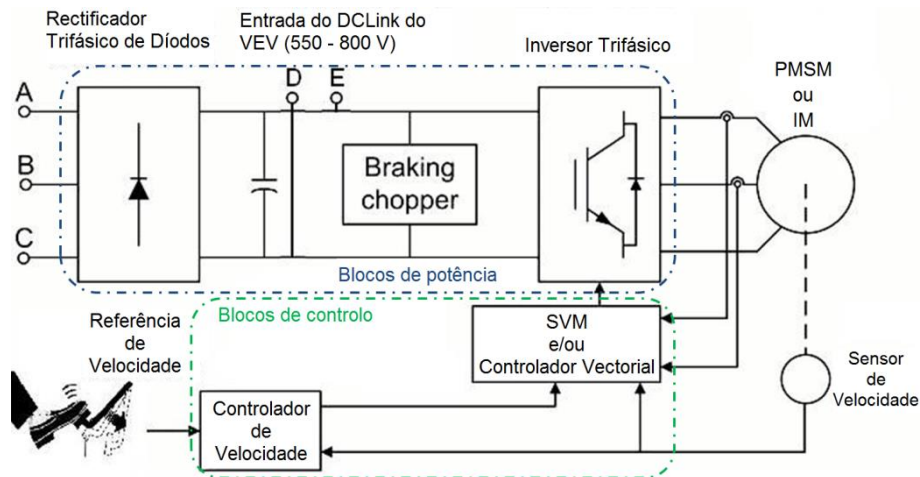


Figura 6.22. Esquema de alto-nível para accionamentos com PMSM ou IM com respectivos controladores, *vector control drive* e *space vector PWM VSI drive*, respectivamente.

6.3.4.1 Motor Síncrono de Ímanes Permanentes

O modelo proposto para realizar simulações com accionamentos com PMSM, incluindo o seu controlador *vector control drive*, baseia-se no esquema de alto-nível mostrado na Figura 6.22. Este modelo, foi adaptado do bloco “*PM Synchronous Motor Drive*” da *Toolbox SimPowerSystems™* [6.33]. O modelo foi construído a partir de seis blocos principais, Figura 6.23, o controlador de velocidade, o *chopper* de frenagem (para dissipação de energia aquando do funcionamento do motor como gerador), o controlador vectorial, o motor PMSM, o inversor trifásico, e o rectificador trifásico de díodos (usado apenas quando as baterias são carregadas pela rede eléctrica), conforme apresenta a Figura 6.23. [6.33]

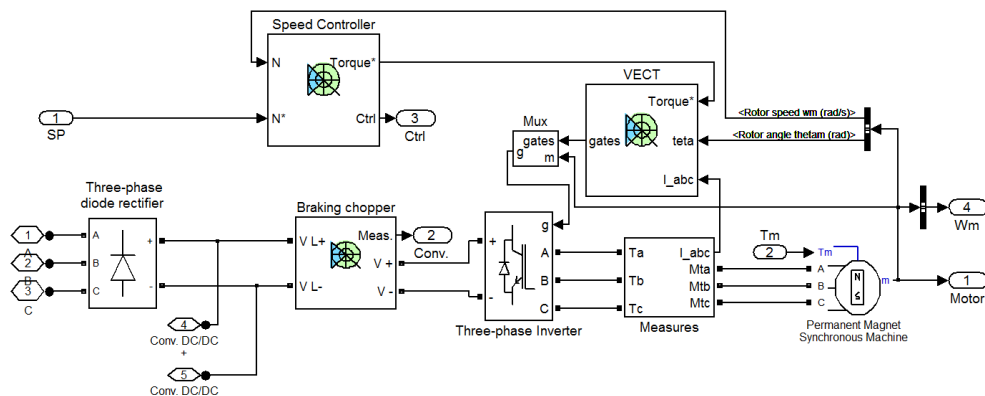


Figura 6.23. Modelo adaptado do “*PM Synchronous Motor Drive*” da *Toolbox SimPowerSystems™* [6.33].

O controlo de velocidade baseia-se num controlador PI que fornece um sinal de referência em binário, aplicado respectivamente ao bloco do controlador vectorial. O controlador cont m três blocos: o bloco $dq-abc$ que executa a conversão do componente dq da corrente no referencial rotórico em variáveis de fase abc , o regulador de corrente que é um controlador de corrente designado por *bang-bang* com largura de banda de histerese ajustável e o bloco de conversão angular que é usado para calcular o ângulo eléctrico equivalente da posi o do rotor a partir do seu ângulo mecânico.

O inversor trifásico é implementado pelo bloco “*Three-phase inverter*” recorrendo ao seu modelo simplificado de ponte trifásica de seis IGBT. O modelo inclui *snubbers* RC em paralelo com cada dispositivo de comuta o para modelizar as protec es contra os transitórios de tensão. O inversor trifásico utiliza dispositivos de comuta o forçada baseados nos sinais gerados pelo controlador vectorial para ajuste dinâmico das variáveis a controlar a partir dos respectivos sinais de referência.

O modelo utilizado para o PMSM tenta modelizar a dinâmica de uma máquina trifásica síncrona de ímanes permanentes com força contra electromotriz sinusoidal. O modelo da máquina pode funcionar em qualquer modo de opera o, gerador ou motor. Este depende do sinal do binário mecânico (positivo para o modo motor e negativo para o modo gerador). As partes eléctricas e mecânicas da máquina são representadas por um modelo de segunda ordem em espaço de estados. O modelo assume que o fluxo criado pelos ímanes permanentes no estator é sinusoidal, o que implica que as forças electromotrices têm o sejam.

O modelo do motor síncrono de ímanes permanentes é implementado através das equa es (6.42) a (6.46) [6.66]:

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}v_d - \frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}p\omega_r i_q \quad (6.42)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}v_q - \frac{R}{L_q}i_q + \frac{L_d}{L_q}p\omega_r i_d - \lambda p \frac{\omega_d}{L_q} \quad (6.43)$$

$$T_e = 1.5p[\lambda i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (6.44)$$

onde L_q , L_d são as indutâncias dos eixos q e d ; R   a resistência dos enrolamentos estatoricos; i_q , i_d são as correntes dos eixos q e d ; v_q , v_d são as tensões nos eixos q e d ; ω_r   a velocidade angular do rotor; λ é a amplitude do fluxo rotórico induzido pelos ímanes permanentes do rotor

nas fases do estator; p é o número de pares de pólos e T_e é o binário electromagnético da máquina. Estas equações são expressas no referencial rotórico (dq frame), e todas as grandezas nesse referencial são referidas ao estator. Finalmente, o comportamento dinâmico do sistema mecânico é calculado usando as equações (6.45) e (6.46):

$$\frac{d}{dt}\omega_r = \frac{1}{J}(T_e - F\omega_r - T_{ME}) \quad (6.45)$$

$$\frac{d}{dt}\varphi = \omega_r \quad (6.46)$$

onde J representa o momento de inércia combinado do rotor da máquina e da carga; F modeliza a fricção viscosa combinada do rotor; φ é a posição angular do rotor; T_{ME} é o binário mecânico desenvolvido pela máquina.

O bloco que modeliza o *chopper* de frenagem e que contém o condensador do barramento DC do inversor, é utilizado para absorver a energia produzida por uma desaceleração do motor ou quando se impõem binários negativos e a tensão do barramento DC ultrapassa um determinado limite (e.g. 800 V). No caso particular do veículo eléctrico, esta situação ocorre quando as baterias e/ou supercondensadores não conseguem absorver toda a energia regenerativa. O rectificador de diódo trifásico, pode ser utilizado para modelizar uma possível carga das baterias através da rede AC trifásica, consistindo numa ponte trifásica de seis díodos.

Na Figura 6.23 apresenta-se o modelo adaptado do accionamento electromecânico baseado no motor síncrono de ímanes permanentes e controlador vectorial em Simulink®.

6.3.4.2 Motor de Indução

Este tipo de accionamento baseado num controlador de modulação vectorial para inversores por fonte de tensão (*Space Vector PWM VSI*) é o actualmente implementado no protótipo VEIL. A abordagem proposta para o modelizar é similar à anteriormente apresentada e assenta também no diagrama de alto-nível da Figura 6.22. Portanto, também existem seis blocos principais, onde três destes são idênticos aos do modelo de accionamento anterior, nomeadamente, o inversor de três fases, o rectificador de diódo trifásico e o *chopper* de frenagem. As principais diferenças residem na modelização da máquina eléctrica, respectivo controlador de velocidade e na implementação da modulação vectorial. Este modelo (Figura 6.24), foi adaptado do bloco “*Space Vector PWM VSI Induction Motor Drive*” da *Toolbox SimPowerSystems™* [6.33].

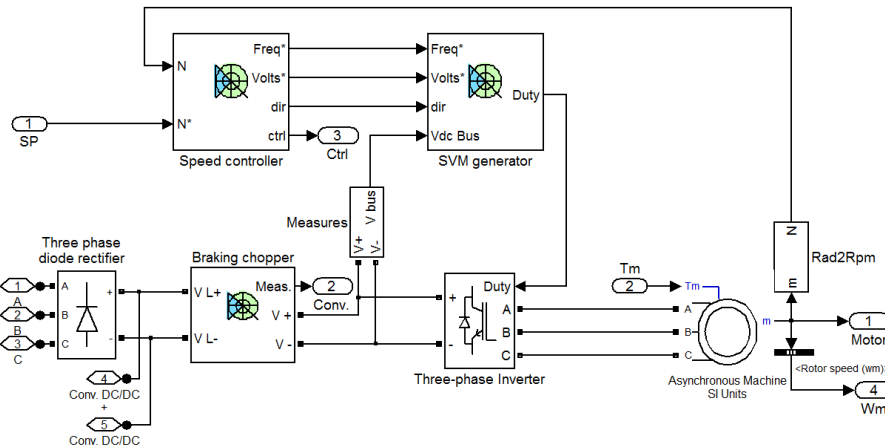


Figura 6.24. Modelo adaptado do “Space Vector PWM VSI Induction Motor Drive” da Toolbox *SimPowerSystems*TM [6.33].

Também aqui, o controlador de velocidade baseia-se num controlador PI que regula o deslizamento do motor de indução e produz um sinal de referência que controla a frequência da tensão de alimentação do motor, onde é realizada a compensação do deslizamento do MI. O sinal de referência em frequência também é utilizado para gerar a referência em tensão, que alimenta o inversor, a fim de manter a razão U/f do motor constante.

A implementação da modulação vectorial (“SVM Generator”) baseia-se em sete blocos. Um gerador de sinais trifásico é usado para produzir três ondas sinusoidais com uma frequência e amplitude variáveis e desfasadas de 120° , que são função de sinais de referência gerados pelo controlador de velocidade. Estas ondas são necessárias para calcular os vectores de tensão a aplicar ao motor de indução.

A transformação $\alpha\beta$ converte as variáveis do sistema trifásico abc para o sistema bifásico $\alpha\beta$. O selector vectorial $\alpha\beta$ (*vectorial sector*) é utilizado para localizar o espaço do plano $\alpha\beta$ em que o vector da tensão está posicionado. O plano $\alpha\beta$ é dividido em seis sectores diferentes, espaçados de 60° . O gerador de rampa produz uma rampa unitária a partir da frequência de comutação PWM. Esta rampa é usada como base de tempo para a sequência de comutação dos IGBT. O calculador de tempo de comutação (*switching time calculator*) determina o momento em que o vector de tensão deve ser aplicado ao motor. O selector vectorial $\alpha\beta$ dá como entrada a este bloco o sector onde se encontra posicionado o vector de tensão. Uma rede de portas lógicas recebe a sequência de temporização do tempo de comutação do respectivo calculador e a informação do gerador de rampa. Este bloco compara a rampa e os sinais de temporização das *gates* para activar os interruptores de potência no momento adequado [6.33].

O modelo utilizado para o MI (*Asynchronous Machine SI Units*) pretende modelizar a dinâmica de uma máquina assíncrona trifásica, podendo operar tanto como motor ou como gerador. O modo de funcionamento é determinado pelo sinal do binário mecânico produzido pela máquina. Se T_{ME} for positivo, a máquina funciona como motor e se o T_{ME} for negativo, como gerador. Os componentes eléctricos da máquina foram modelizados como um sistema em espaço de estados de quarta ordem e as partes mecânicas como um sistema de segunda ordem. Todas as variáveis eléctricas são referidas ao estator e todos as grandezas estatóricas e rotóricas estão no referencial estacionário. As grandezas e os subscritos utilizados na apresentação do modelo são definidos como se apresenta na Tabela 6.4.

Tabela 6.4. Grandezas e os subscritos utilizados no modelo de motor de indução.

Grandeza:	Subscrito:
r – resistência (Ω);	s – grandeza referida ao estator;
x – reactância (Ω);	r – grandeza referida ao rotor;
l – indutância de fugas (H);	d – grandeza referida ao eixo d ;
v – tensão (V);	q – grandeza referida ao eixo q ;
i – corrente(A);	m – indutância de magnetização.
Ψ – fluxo ligado (Wb).	

O modelo matemático do motor de indução é expresso pelas equações (6.47) a (6.50) [6.31].

$$\Psi_{ds} = \omega \int \left\{ v_d + \frac{r_s}{x_s} (\Psi_{md} - \Psi_{ds}) \right\} dt \quad (6.47)$$

$$\Psi_{qs} = \omega \int \left\{ v_q + \frac{r_s}{x_s} (\Psi_{mq} - \Psi_{qs}) \right\} dt$$

$$\Psi'_{dr} = \omega \int \left\{ -\frac{\omega_r}{\omega} \Psi'_{qr} + \frac{r'_r}{x'_r} (\Psi_{mq} - \Psi'_{dr}) \right\} dt \quad (6.48)$$

$$\Psi'_{qr} = \omega \int \left\{ -\frac{\omega_r}{\omega} \Psi'_{dr} + \frac{r'_r}{x'_r} (\Psi_{mq} - \Psi'_{qr}) \right\} dt$$

$$i_{ds} = \frac{1}{x_s} (\Psi_{ds} - \Psi_{md}); i_{qs} = \frac{1}{x_s} (\Psi_{qs} - \Psi_{mq}) \quad (6.49)$$

$$i'_{dr} = \frac{1}{x'_r} (\Psi'_{dr} - \Psi_{md}); i'_{qr} = \frac{1}{x'_r} (\Psi'_{qr} - \Psi_{mq})$$

$$\Psi_{md} = \frac{1}{x_M} \left(\frac{\Psi_{ds}}{x_s} + \frac{\Psi'_{dr}}{x'_r} \right); \Psi_{mq} = \frac{1}{x_M} \left(\frac{\Psi_{qs}}{x_s} + \frac{\Psi'_{qr}}{x'_r} \right) \quad (6.50)$$

$$\text{com } \frac{1}{x_M} = \frac{1}{x_m} + \frac{1}{x_s} + \frac{1}{x'_r}$$

onde ω é a frequência angular eléctrica (rad/s) e ω_r   a velocidade angular do rotor (rad/s).

A parte mecânica do sistema   modelizada pelas equa es (6.51) e (6.52):

$$T_{ME} = \frac{3}{2} \frac{p}{2\omega} (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \quad (6.51)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_{ME} - T_R \quad (6.52)$$

A estratégia de controlo do MI assenta sobre a teoria de controlo vectorial, a fim de impor a evolu o das correntes do estator, sendo o controlo do binário feito através da orienta o do campo magnético.

A velocidade desejada, dada pela posi o do pedal do acelerador, é comparada com a velocidade do rotor (realimentada através de um *encoder*) e origina o cálculo do binário do motor necessário para alcançar as diferentes referências em velocidade.

A Figura 6.24 apresenta o modelo adaptado do accionamento electromecânico baseado no motor de indu o e controlador de modula o vectorial para inversores por fonte de tensão implementado em Simulink[®].

6.3.4.3 Resultados de Simula o

A Figura 6.25 mostra alguns resultados para os dois accionamentos electromecânicos acima modelizados. Para o efeito, utilizou-se o ciclo de condu o ECE 15 no sentido de verificar a resposta dos dois sistemas de força motriz [6.34]. As características eléctricas dos accionamentos baseados em PMSM e IM são apresentadas na Tabela 6.5.

A partir da Figura 6.25, conclui-se que os dois sistemas de trac o conseguem acompanhar a velocidade de referência imposta pelo ciclo de condu o ECE 15. No entanto, na acelera o mais exigente, desde o repouso até aos 50 km/h, o accionamento com motor de indu o responde mais lentamente e não acompanha a velocidade de referência. Nessa situa o o accionamento necessita de 15 s para chegar à velocidade de 50 km/h, sendo que a referência pretendia 8 s. As curvas de binário mostram que, para aplica es menos exigentes, a sua evolu o é praticamente idêntica, no entanto, é sempre mais rápida para o accionamento com PMSM. Este tem uma maior capacidade de acelera o (resposta mais rápida) e de sobrecarga, fazendo com que sejam absorvidas correntes maiores, mas durante tempos mais curtos. Destes resultados sobressai a melhor resposta dinâmica do motor síncrono de ímanes permanentes. Contudo, as correntes solicitadas (não

representadas na Figura 6.25) são também muito maiores, o que leva à necessidade de se utilizar sistemas de alimentação com grande capacidade de resposta em potência (HSP), como são o supercondensadores.

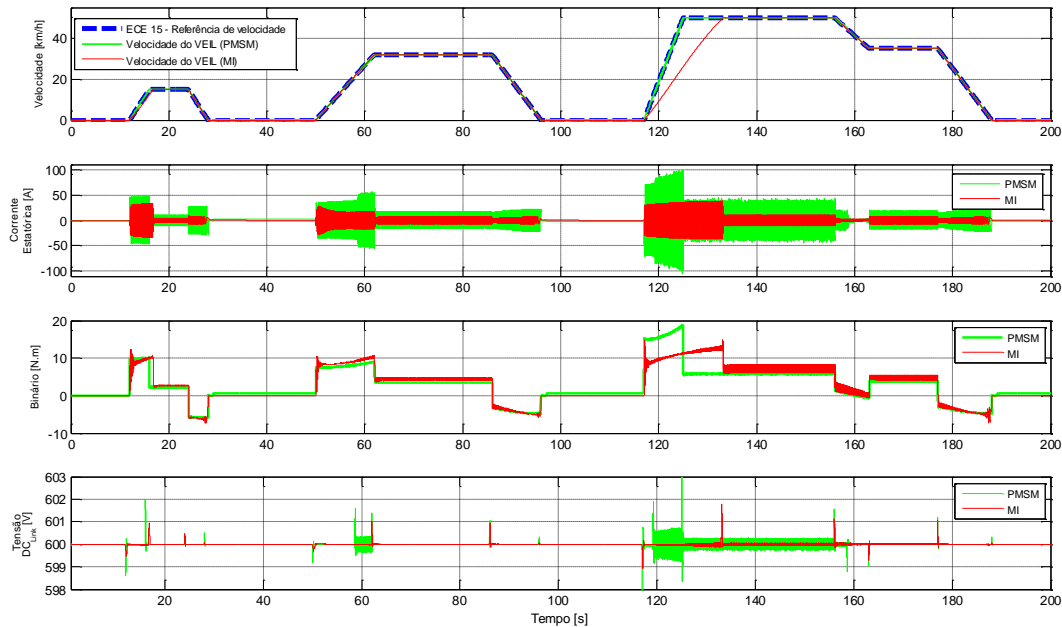


Figura 6.25. Resultados de simulação para accionamentos com PMSM e MI em resposta ao ciclo de condução ECE 15 [6.34].

Tabela 6.5. Características eléctricas dos accionamentos PMSM e MI e respectivos controladores.

Máquina Eléctrica		Controlador	
PMSM	IM	Converter and DC Bus	Controller
$T_m = 7.71 - 10.2 \text{ N.m}$	$P = 5.4 \text{ HP}$ (4 kW)	DC Bus	Speed Ramp
$U = 560 \text{ V}$	$U = 400 \text{ V}$	Capacitance 3400 μF	Acceleration + 1500 rpm/s
$N = 5000 \text{ rpm}$	$f = 50 \text{ Hz}$	Braking Chopper	Deceleration - 1500 rpm/s
$R = 1.25 \Omega$	$r_s = 1.405 \Omega$	Resistance 8 Ω	
$L_d = 0.000835 \text{ H}$	$r'_r = 1.395 \Omega$		PI Regulator
$l_q = 0.000835 \text{ H}$	$l_s = 0.005839 \text{ H}$	Braking Chopper Frequency 4 kHz	Proportional 30
Inertia 0.00062 kg.m^2	$l'_r = 0.005839 \text{ H}$		Integral 50
Friction 0.0003035 N.m.s	$l_m = 0.1722 \text{ H}$	Activation Voltage 800 V	Torque Controller $\pm 35 \text{ N.m}$
Pole pairs 2	Inertia 0.0131 kg.m^2		
Flux induced by permanent magnets	Friction 0.002985 N.m.s	Shutdown Voltage 750 V	IM Drive ratio
0.07145 Wb	Pole pairs 2		Volts/Hertz 3.2

6.4 IMPLEMENTAÇÃO DA ARQUITECTURA DE GESTÃO OPTIMIZADA

A implementação da arquitectura de gestão tem por base a modelização de toda a cadeia de tracção, previamente efectuada com vista a uma mais rápida aproximação da implementação experimental que se pretende realizar. Toda e qualquer dinâmica de gestão tem de assentar sobre a estratégia de controlo dos conversores DC/DC, sendo estes os únicos elementos que permitem fazer a gestão dos fluxos de potência no sistema híbrido de alimentação. Como referido, a estratégia de controlo da topologia escolhida para o sistema de alimentação, rege-se pela estabilização do barramento DC comum (DC_{Link}), recaindo esse objectivo sobre a fonte principal, ou seja, no presente caso, as baterias. Assim, as estratégias de gestão deverão usufruir desse facto e preocupar-se unicamente com a geração de sinal de referência para controlar os fluxos de potência na segunda fonte, ou seja, nos supercondensadores. Desse modo, tendo a estratégia de gestão a responsabilidade de definir uma referência para os supercondensadores e sendo o seu conversor DC/DC controlado exclusivamente por uma referência de corrente, esta resultará da potência requerida aos mesmos. A estratégia de gestão é, assim, responsável pela definição da referência em corrente para os supercondensadores, ficando assim as baterias dedicadas à estabilização da tensão no barramento DC. Desta forma, estas actuarão indirectamente na carga, respondendo com aumento da corrente fornecida ao barramento DC, para evitar que a sua tensão caia, em resposta a solicitações de carga, na proporção complementar à da referência dos supercondensadores.

O sistema reagirá da mesma forma nas fases de regeneração de energia. Portanto, a camada de controlo exposta na Secção 6.3.3.2, corresponde à definição do que se designou no Capítulo 5 como nível operacional. Nas próximas subsecções apresentam-se as metodologias utilizadas para implementação das diversas estratégias de gestão estudadas no Capítulo 5, começando pelas baseadas em regras e terminando com as de gestão otimizada.

6.4.1 ESTRATÉGIAS DE GESTÃO BASEADA EM REGRAS

Como visto anteriormente, as estratégias de gestão baseada em regras resultam de abordagens diferentes. A primeira, relativa à desagregação do sinal da potência, que exige um conhecimento prévio da potência solicitada ao sistema de alimentação, sendo realizada através de uma técnica de filtragem, conforme se discutiu na Secção 5.2.1. Com base no sinal da potência, previamente

conhecido, aplica-se um filtro passa-alto, definido pela equação (5.1), obtendo-se a referência em potência solicitada ao supercondensadores e assim determina-se, através da realimentação da tensão aos terminais dos supercondensadores, a corrente de referência do controlador do respectivo conversor DC/DC. A Figura 6.26 apresenta a implementação desta técnica de gestão de energia. Utilizaram-se ficheiros de dados com o valor de referência P_{dem}^* previamente obtidos e guardados, sendo estes carregados para o Simulink® através de um bloco designado por “From Workspace”. O parâmetro do filtro passa-alto τ_{HF} é seleccionado (maior ou menor valor) em função do tipo de sinal de potência P_{dem}^* .

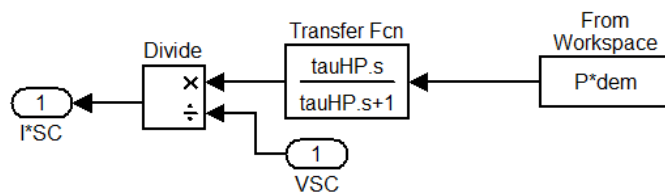


Figura 6.26. Modelização em Simulink® da estratégia de gestão baseada na desagregação da frequência do sinal de potência P_{dem}^*

A segunda estratégia é baseada no mapa de eficiência do sistema de alimentação, sustentada pela equação (5.6) e resulta do estudo prévio da eficiência do sistema de alimentação com as respectivas fontes utilizadas [6.45], e apresentada na Secção 5.2.2, tendo originado a divisão do fornecimento de energia relativamente à curva de eficiência do sistema de alimentação (equação (5.4)). Também nesta foram implementadas em Simulink® as diferentes fases de fornecimento de energia, em função da derivada do sinal da potência P_{dem} . A implementação desta segunda estratégia de gestão baseada em regras é apresentada na Figura 6.27.

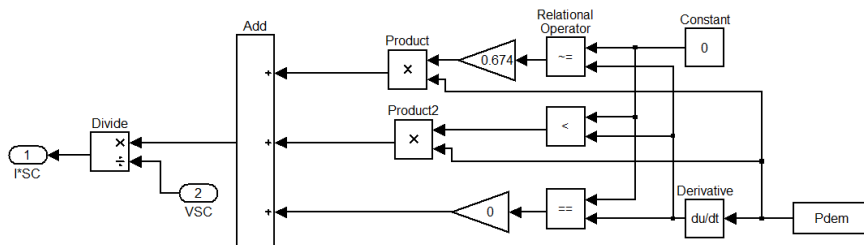


Figura 6.27. Modelização em Simulink® da estratégia de gestão baseada no mapa de eficiência das fontes de energia.

6.4.2 ESTRATÉGIAS DE GESTÃO OPTIMIZADA

As duas estratégias de gestão optimizada, como discutido e apresentado em pormenor na Secção 5.3, assentam na mesma arquitectura de gestão hierárquica com dois níveis de decisão (orientações estratégicas e decisões táticas) e um nível de execução (controlo). Portanto, o último nível corresponde ao controlo dos conversores DC/DC do sistema de alimentação com múltiplas fontes de energia e foi introduzido e discutido na Secção 6.3.3.2. Resta portanto apresentar a transferência da implementação algorítmica das estratégias de gestão desenvolvidas em Matlab[®] para o domínio do Simulink[®], por forma a interagir dinamicamente com os restantes modelos discutidos previamente.

Assim, recorreu-se ao bloco “*Embedded MATLAB Function*” do Simulink[®] para implementar os dois níveis de decisão que juntamente implementam a estratégia de gestão de energia e potência. Portanto, e uma vez que, para as duas estratégias desenvolvidas neste trabalho, é utilizado o mesmo módulo de gestão de energia, designado como sendo o módulo que realiza a restrição dinâmica do espaço de pesquisa, apenas se dividiu o módulo de gestão de potência, por forma a implementar os dois algoritmos meta-heurísticos estudados.

Para cada estratégia utilizaram-se em cascata dois blocos “*Embedded MATLAB Function*”, em que o primeiro envia a informação do espaço da procura disponível para o segundo produzir uma solução recorrendo aos algoritmos acima identificados. No entanto, esta abordagem levanta duas questões: uma primeira prende-se com a cadência diferenciada da tomada de decisão dos dois níveis em causa, modelizados cada um pelo seu bloco, e uma segunda devido ao tipo de bloco que se está a utilizar no Simulink[®], que não mantém o último valor até produzir uma nova decisão e alterar o valor anterior. Esta última questão origina descontinuidades no sinal de saída que se pretende contínuo.

Numa primeira fase, houve a necessidade de identificar as variáveis de entrada e de saída para cada bloco “*Embedded MATLAB Function*” do Simulink[®] utilizado e compatibilizar o código Matlab[®] anteriormente desenvolvido no Capítulo 5, tanto do ponto visto algorítmico como do ponto vista de sintaxe. Assim o bloco que modeliza a restrição dinâmica do espaço de pesquisa recebe os sinais de potência solicitada ao barramento DC comum (P_{dem}) – calculada dinamicamente através da corrente e tensão medidas no barramento – e os SoC das duas fontes de energia. Por outro lado, este envia ao bloco que modeliza o nível de gestão da potência, os sinais que definem a restrição do espaço da pesquisa (LB_i e UB_i). Por conseguinte, o módulo de gestão de potência recebe os limites superiores e inferiores do espaço de pesquisa e devolve a referência

em corrente para o controlador do conversor DC/DC dos supercondensadores, i_{SC}^* . Como visto na Secção 5.6.3, este bloco implementa os algoritmos das meta-heurísticas *SA* e *PSO* baseados nos pseudo-códigos das Tabelas 5.1 e 5.2.

À saída de cada bloco “*Embedded MATLAB Function*” e por cada variável de saída foi inserido um bloco designado por “*Sample and Hold*”, no sentido de manter o seu último valor durante o período em que os módulos de gestão (energia e potência) tomam uma nova decisão. Cada um destes blocos “*Sample and Hold*” é programado para a respectiva taxa de actualização do sinal.

A questão da cadência diferenciada, de cada nível de decisão, foi resolvida através da realimentação da variável tempo (*cl*) e a inserção de um ciclo *if* para execução da rotina em causa, em função do resto da divisão inteira da variável tempo, recorrendo à função “*rem*” do Matlab[®], conforme se apresenta na Tabela 6.6 para o caso do módulo de gestão de potência. De referir que o modelo global implementado em Simulink[®] tem um passo de integração fixo de 20 μ s, pelo que sem a implementação deste método os blocos “*Embedded MATLAB Function*” tentariam de produzir soluções para cada passo de integração do modelo global. Isto tornaria insustentável a realização das simulações, porque o código implementado para modelizar o módulo de gestão de potência tem um tempo de computação maior do que o passo de integração do modelo global.

Tabela 6.6. Código para implementação da cadência diferenciada.

```
function[Ibat,ISC]=SA(cl, LB_bat, UB_bat, LB_SC, UB_SC)
...
a = rem(cl,0.001);
if a==0
{
...
}
end
```

A Figura 6.28 mostra a implementação em Simulink[®] das estratégias de gestão optimizada baseadas na restrição dinâmica do espaço de pesquisa e em meta-heurísticas, resultante da abordagem acima apresentada.

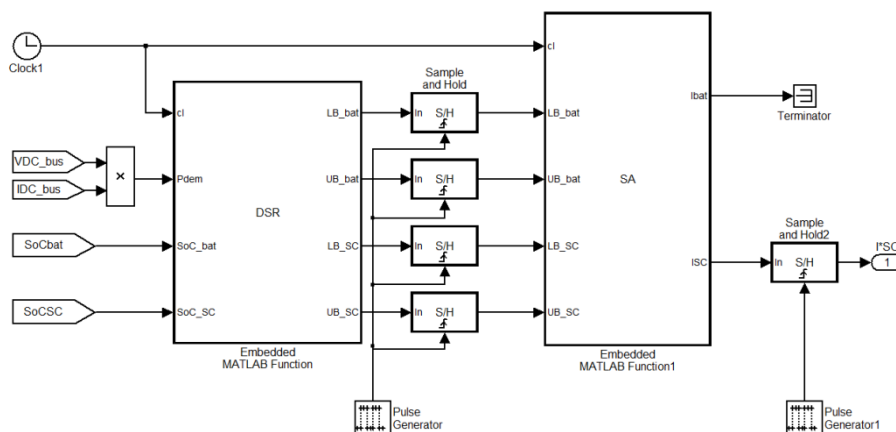


Figura 6.28. Modelização em Simulink[®] das estratégias de gestão otimizada baseadas na restrição dinâmica do espaço de pesquisa e em meta-heurísticas

6.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO

A apresentação dos resultados de simulação e validação dos modelos acima descritos desenvolve-se em duas fases distintas: uma primeira fase visa a validação do modelo obtido para o actual estado do protótipo VEIL em comparação com os resultados experimentais apresentados na Secção 2.4.4.2 (Figura 2.22) e uma segunda pretende analisar e confirmar as diversas estratégias de gestão estudadas e desenvolvidas durante este trabalho.

6.5.1 SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO DO MODELO PARA A VERSÃO ACTUAL DO PROTÓTIPO VEIL

A actual versão do protótipo VEIL, apresentado no Capítulo 2, tem um sistema de alimentação apenas baseado em dois bancos de baterias Ni-MH, cujas principais características são enumeradas na Tabela 5.3. A Figura 6.2 mostra o modelo implementado em Matlab/Simulink[®] para esta versão do protótipo. No sentido de validar este modelo, comparando os resultados da simulação com os resultados obtidos através de testes realizados em estrada no *campus* do ISEC, apresentados na Figura 2.22 e discutidos na Secção 2.4.4.2, efectuou-se a simulação de cinco voltas do percurso representado a branco na Figura 6.29, com uma velocidade constante de 20 km/h e uma distância percorrida de 2,5 km, conforme se pode ver na Figura 6.30. [6.1]



Figura 6.29. Circuito de teste no *campus* do ISEC-IPC.

Nesse sentido, adicionou-se ao modelo a componente de inclinação da estrada do circuito apresentado, composto por três fases: uma subida ligeira, uma subida mais exigente e uma descida, tal como se verifica na Figura 6.30. O efeito da orografia do circuito foi modelizado e implementado no modelo de simulação, convertendo a altitude em função da distância para a altitude em função do tempo, tendo em conta a velocidade do veículo e da distância percorrida, em qualquer instante, e a distância percorrida desde o ponto de partida.

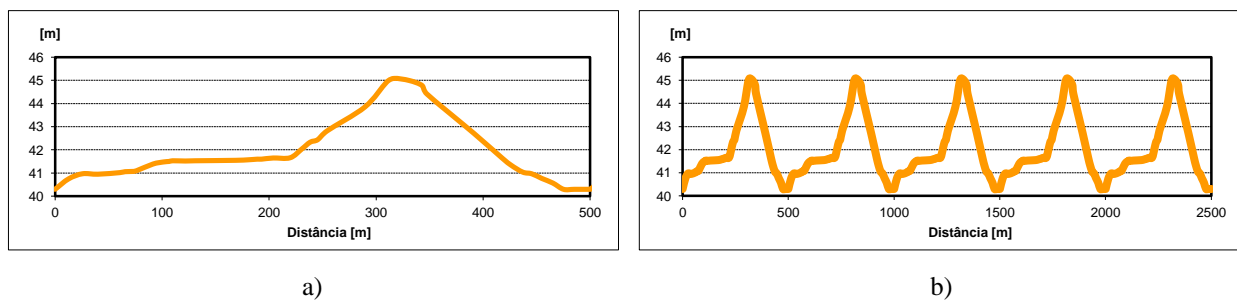


Figura 6.30. Orografia do circuito de teste do *campus* do ISEC-IPC: a) uma volta e b) cinco voltas.

Foi utilizado o modelo dinâmico do VEIL apresentado anteriormente e a modelização feita para o circuito de teste do *campus* do ISEC - IPC (cinco voltas), parametrizado com um passo de integração fixo de $20 \mu\text{s}$, o controlador de velocidade do motor de indução com um tempo de amostragem de $100 \mu\text{s}$ e uma amostragem de $20 \mu\text{s}$ para a modulação vectorial, a fim de se simular a acção de qualquer dispositivo real de controlo do tipo microcontrolador. Para reduzir o número de pontos armazenados na memória utilizou-se um factor de redução de 200 no tempo de amostragem dos sinais guardados.

Os modelos implementados consideraram as características reais do projecto VEIL (Tabela 2.6). As características eléctricas do accionamento electromecânico com motor de indução foram

indicadas na Tabela 6.3. Os parâmetros para modelizar os bancos de baterias foram apresentados na Figura 6.7 em função da respectiva documentação técnica [6.43] [6.53] e considerou-se um SoC inicial de 95%.

Os resultados de simulação, para as cinco voltas ao circuito de teste, são apresentados na Figura 6.31. O perfil do circuito obtido por simulação apresenta uma boa aproximação no domínio do tempo ao do percurso real (Figura 6.30 b)), o que revela que o modelo de simulação conseguiu acompanhar perfeitamente a referência em velocidade dada ao modelo dinâmico do veículo. Na Figura 6.31 a), verifica-se que o veículo segue perfeitamente a referência da velocidade de 20 km/h, com pequenas flutuações na velocidade, especialmente aquando da subida mais abrupta. As curvas indicadas na Figura 6.31 b) seguem com bastante precisão a envolvente das curvas da Figura 2.22 adquiridas durante a realização de testes em estrada, permitindo-lhe verificar se os valores máximos e as fases dos seus eventos são exactamente os mesmos que os obtidos experimentalmente com a deslocação do veículo em estrada. A corrente das baterias e a potência solicitada, na fase de descida apresentam valores negativos, o que identifica uma possível regeneração de energia, que nos testes de estrada não foi considerada. A curva do valor eficaz da corrente do MI mostra um valor positivo (zona preenchida a verde), porque, no caso deste parâmetro, guardou-se o seu valor absoluto.

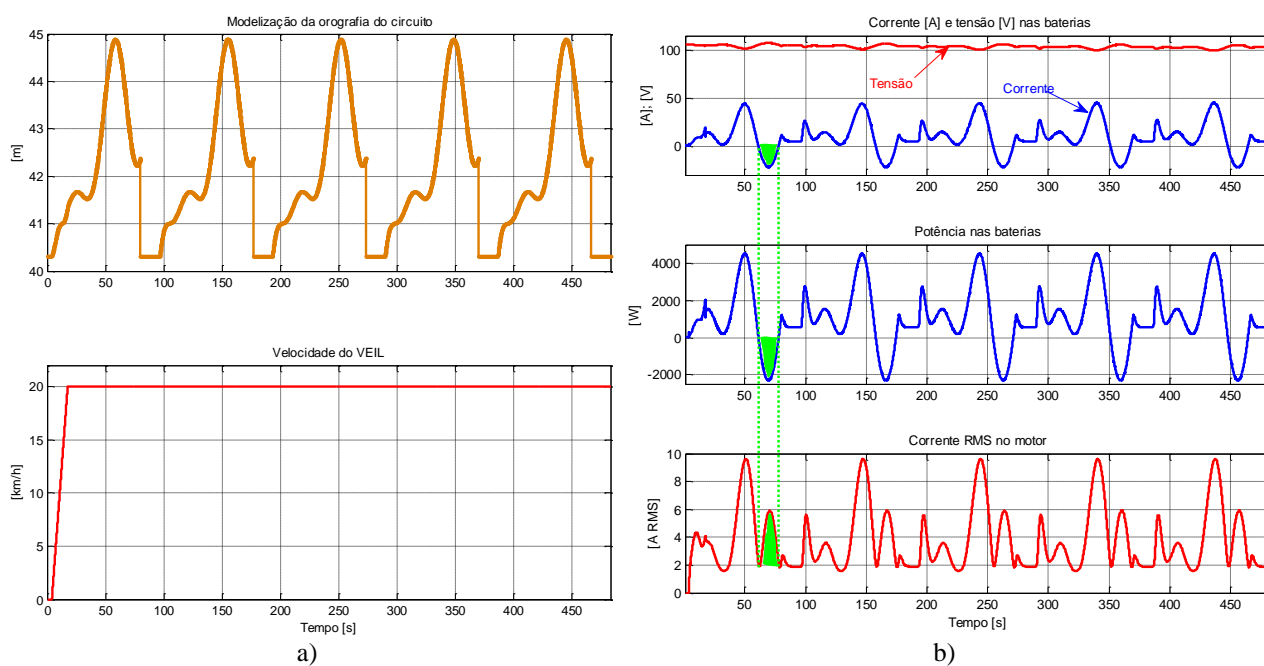


Figura 6.31. Simulação para cinco voltas ao circuito de teste do *campus* do ISEC-IPC: a) orografia e velocidade do veículo e b) tensão e corrente das baterias, potência solicitada e valor absoluto eficaz da corrente do MI.

As discrepâncias observadas entre os dados experimentais e os resultados de simulação, em particular algumas das flutuações, são devidas ao facto do controlo implementado no conversor DC/DC (real e simulado) não ser exactamente idêntico. Outras variações associam-se ao facto de não ser possível garantir, em todas as voltas, exactamente o mesmo percurso do veículo. No entanto, de um ponto de vista energético, o modelo implementado apresenta uma precisão bastante boa, o que permite concluir que poderá ser usado como plataforma de simulação para o estudo de novas estratégias de gestão de energia e diferentes arquitecturas de alimentação.

6.5.2 HIBRIDIZAÇÃO ACTIVA–GESTÃO DE ENERGIA

Após ter-se exposto, em pormenor, a modelação de cada componente utilizado na cadeia de tracção de um veículo eléctrico, com uma alimentação baseada em múltiplas fontes de energia e seguidamente ter validado o modelo para actual versão do protótipo VEIL através da comparação com resultados experimentais [6.1], interessa validar o comportamento de todo o sistema relativamente às diferentes estratégias de gestão estudadas e desenvolvidas no Capítulo 5 e analisar a sua interacção com o controlo desenvolvido para actuar no conversores DC/DC. Assim, para validar as propostas de sistemas de gestão de energia (baseadas em regras e optimizadas) e os controladores acima descritos, considerou-se o modelo global do protótipo VEIL alimentado com duas fontes (baterias e supercondensadores), conforme se apresenta na Figura 6.32. Considerou-se para efeitos de alimentação um sistema híbrido baseado em dois bancos de baterias de Ni-MH em paralelo cujas características se encontram apresentadas na Tabela 5.4. Em associação às baterias utilizaram-se dois bancos de supercondensadores com cinco módulos em séries conforme definido, também na Tabela 5.4, em função das suas características. As características genéricas da parte mecânica do veículo foram expressas na Tabela 2.6 e parâmetros relativos ao sistema de tracção (motor e controlador) encontram-se na Tabela 6.5. Os elementos passivos utilizados na modelização dos conversores DC/DC, dimensionados no Anexo 2, têm valores nominais de 1,35 mH para a indutância das bobinas e 10 mF para o condensador do barramento DC comum. Relativamente às especificações do controlo dos conversores (Tabela 6.3), de acordo com [6.60], os controladores de corrente foram seleccionados com uma largura de banda relativamente alta (1 kHz), enquanto, que, o controlador de tensão foi definido com uma dinâmica mais lenta (100 Hz). De referir ainda que foi implementada uma limitação em corrente no controlador das baterias, por forma a não fornecerem mais de 50 A.

Por outro lado, sendo o principal objectivo deste trabalho a gestão de energia de múltiplas fontes para veículos eléctricos, os resultados de simulação incidem fundamentalmente nas

grandezas associadas ao sistema híbrido de alimentação, apresentando-se apenas a evolução das variáveis associadas a ambos os lados dos conversores DC/DC implementados.

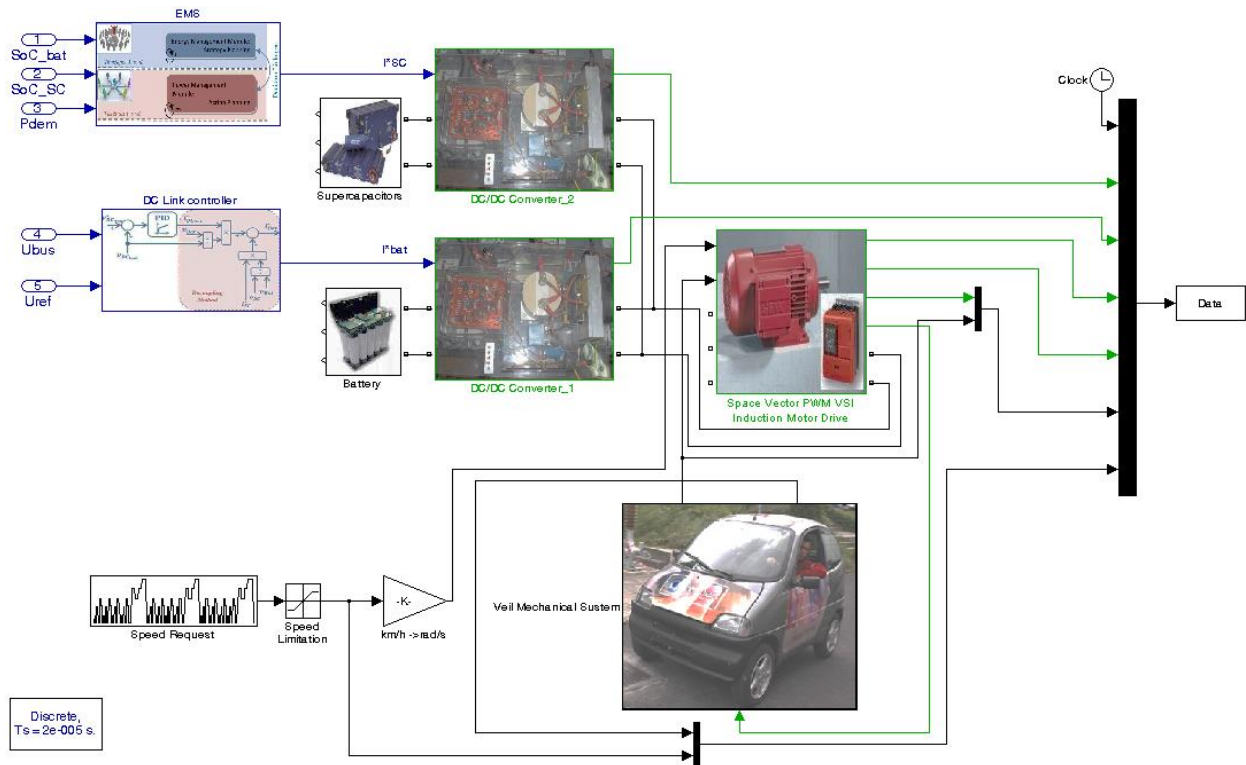


Figura 6.32. Esquemático de implementação do modelo global em Matlab[®]/Simulink[®].

Para uma melhor comparação das diversas estratégias de gestão, recorreu-se aos ciclos de condução apresentados na Figura 4.3, tendo-se utilizado a concatenação seguida de três ciclos US06 Highway (3 x 370 s = 1 110 s), ou seis ECE 15 (6 x 195 s = 1 170 s) ou dois ciclos NYCC (2 x 598 s = 1 196 s) para os aproximar em termos de distância e de tempo ao ciclo de maior dimensão (ARTEMIS).

Considerou-se que as duas fontes de energia embarcadas no veículo se encontravam completamente carregadas, com um SoC de 100%, embora não tivesse sido possível concretizar o percurso completo para todas as estratégias de gestão de energia, sem recarregar os supercondensadores durante a realização dos cenários, conforme se verifica nos pontos seguintes.

As simulações foram realizadas com um passo de integração fixo de 20 μ s e um método de integração baseado na rotina numérica ode3 (Bogacki-Shampine) [6.30].

6.5.2.1 Estratégias de Gestão baseada em Regras

Sendo este tipo de estratégias de gestão essencialmente baseado no conhecimento antecipado do ciclo de condução, verificou-se estar bastante dependente da abordagem escolhida para a implementação da gestão de energia, na medida em que se a métrica for orientada para um ciclo de condução, muito dificilmente conseguirá produzir resultados satisfatórios para os diferentes cenários em comparação, que recorrem à concatenação de ciclos.

No Capítulo 5, para exemplificar a utilização de métodos de gestão baseados em regras, foram apresentadas duas abordagens distintas, uma com e outra sem conhecimento prévio do ciclo de condução. A primeira abordagem é designada por método da desagregação da frequência e a segunda por método baseado no mapa de eficiência do sistema de alimentação.

6.5.2.1.1 Desagregação da Frequência

O método da desagregação da frequência pretende dividir o fornecimento da potência em função das principais características de cada fonte utilizada. Retomam-se agora, os exemplos dados na Secção 5.2.1, onde se apresentaram propostas de fornecimento partilhado para cada um dos ciclos de condução em análise, através da aplicação de um filtro passa-alto (equação (5.1)), com diferentes sintonizações. As estratégias de gestão apresentadas na Figura 5.4 foram implementadas no modelo de simulação, onde a partir da referência para a potência solicitada ao sistema de alimentação (P_{dem}^*), Figura 4.3, se gera uma referência em corrente para os supercondensadores (i_{SC}^*), Figura 6.26, como uma das entradas do nível operacional, descrito através da Figura 6.20. Para uma melhor leitura, apenas parte dos resultados obtidos (secções específicas de 200 s) para os quatro ciclos de condução, são apresentados na Figura 6.33.

No que concerne ao desempenho do nível operacional, não estando perante uma estratégia de gestão dinâmica e adaptativa, verifica-se que os transitórios das oscilações na tensão do DC_{Link} , que ocorrem para solicitações mais severas de potência, têm uma duração na ordem dos 12 s, o que para sistemas comerciais de tracção levantariam algumas questões de estabilidade que poderiam, no extremo, levar a uma perda de operação.

As baterias têm energia suficiente para garantir a realização dos quatro cenários propostos, verificando-se, contudo um consumo mais acentuado para o cenário do ciclo US06 *Highway*, em que no fim do 2.º ciclo o seu SoC situa-se aproximadamente nos 85% (Figura 6.33 a)). Por outro lado, estando o controlador da corrente das baterias configurado para que estas nunca forneçam

uma corrente superior a 50 A, para garantir uma resposta efectiva do veículo às solicitações de aceleração e velocidade requeridas pelos diferentes ciclos, é fundamental um auxílio adequado dos supercondensadores nas fases de maiores acelerações.

Assim, considerando que uma utilização eficiente dos supercondensadores ocorre no intervalo $SoC_{SC} \in [50, 100] \%$, conforme referido em [6.67], verifica-se pelos dados apresentados na Figura 6.33, que apenas o ciclo US06 *Highway* se mantém dentro desse intervalo.

Nas secções apresentadas na Figura 6.33 a), a evolução do SoC_{SC} para o US06 *Highway* tem um valor mínimo de 70%, terminando com um valor no final do 2.º ciclo ($t = 740$ s) de aproximadamente 76%. Estes resultados indicam que o veículo consegue terminar todo o cenário baseado nesse ciclo, fazendo uso dos supercondensadores dentro de uma gama de SoC eficientemente aceitável, terminando com um SoC_{SC} de 66%. Contudo a utilização de supercondensadores neste tipo de ciclo é de reduzida eficácia, atendendo ao pequeno número de acelerações, desacelerações e travagens presentes no mesmo.

No caso do ciclo ECE 15, verifica-se que durante a realização do 4.º ciclo, o SoC_{SC} toma valores ligeiramente abaixo dos 50% ($t = 710$ s), terminando este ciclo com um valor final de 58%, para $t = 785$ s. Estes resultados indicam que os supercondensadores deixarão rapidamente de ser uma ajuda eficiente ao sistema de alimentação, visto que ao continuar com um novo ciclo ECE 15, as próximas acelerações esgotarão a energia ainda armazenada nos mesmos e as baterias, por limitação do seu controlador de corrente, não poderão substituí-los no fornecimento da corrente necessária para cumprir as solicitações do referido ciclo.

Nos dois restantes ciclos, ARTEMIS e NYCC, a situação agrava-se, com o SoC_{SC} a apresentar valores mínimos da ordem dos 20%, para $t = 752$ s e $t = 830$ s, respectivamente (Figura 6.33 b) e d)). De referir que no decorrer destes ciclos, já em períodos anteriores, a evolução do SoC_{SC} apresentou valores desta ordem de grandeza, o que levou à interrupção das simulações. No entanto, para ser possível a comparação com as restantes simulações (outras estratégias de gestão), as Figuras 6.33 b) e d), nos períodos representados, foram conseguidas, através do recurso a recargas, forçadas, dos supercondensadores durante a realização destes cenários (ARTEMIS para $t = 500$ s e NYCC para $t = 400$ s e $t = 645$ s). Note-se que estas recargas a partir das baterias não estão previstas nesta estratégia.

Dos resultados obtidos globalmente, sobressai a impossibilidade de concretizar (com as acelerações pretendidas) todos os cenários propostos para cada ciclo de condução com esta estratégia de gestão dentro da gama de SoC para melhor eficiência dos supercondensadores, em

que somente o cenário baseado no ciclo US06 *Highway* (Figura 6.33 a)) é concretizado com sucesso. Essa situação deve-se ao facto do ciclo US06 *Highway* ser extra-urbano, com poucas solicitações de resposta transitória de potência, onde os supercondensadores praticamente só auxiliam o fornecimento de energia durante a aceleração até à velocidade cruzeiro e desaceleração na fase de paragem. Os resultados destas acções originam uma diminuição do SoC dos supercondensadores dentro da gama de variação considerada aceitável para uma boa eficiência desta fonte de energia.

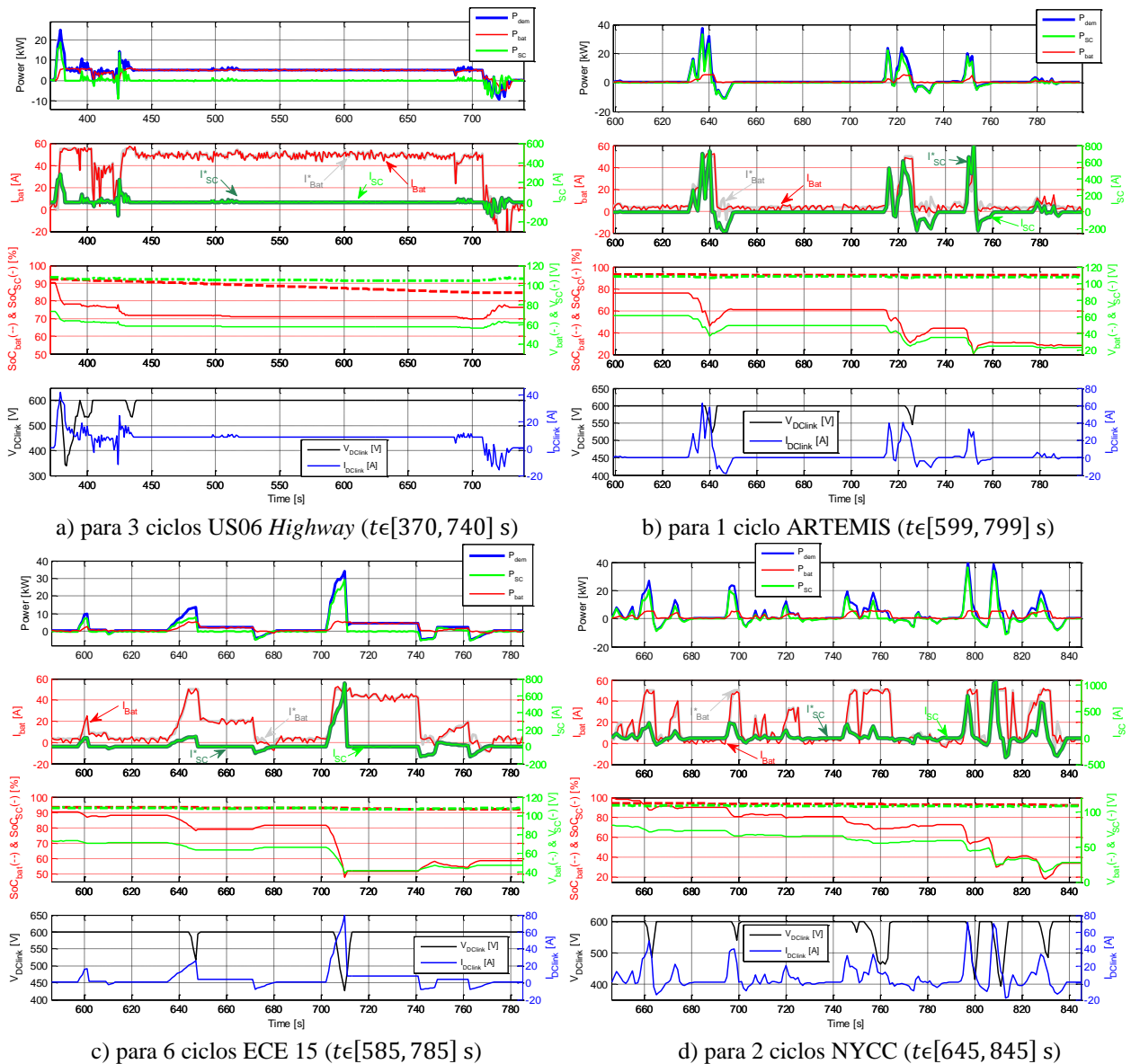


Figura 6.33. Estratégia de gestão baseada na desagregação da frequência: evolução das potências, correntes, SoCs e tensões, para secções específicas dos ciclos de condução a) US06 *Highway*, b) ARTEMIS, c) ECE 15 e d) NYCC.

Assim sem degradação das condições de operação, o protótipo VEIL, com as fontes consideradas na Tabela 5.3, consegue realizar os 3 ciclos de condução concatenados do US06 *Highway* (Figura 6.33 a)) e cerca de 4,5 ciclos de condução ECE 15 (Figura 6.33 c)). Relativamente aos outros dois ciclos, ARTEMIS e NYCC, verifica-se que não   possível com esta estratégia de gestão perfazer os percursos sem recargas intermédias dos supercondensadores.

6.5.2.1.2 Mapa de Eficiência do Sistema de Alimenta o

Esta estratégia resulta da implementa o da equa o (5.7), que embora necessite de um mapa de eficiência do sistema de armazenamento de energia, não precisa de um prévio conhecimento da potência solicitada pelo sistema de tracção, conforme se apresentou na Figura 6.27. Portanto, a implementa o desta estratégia de gestão utiliza como sinal de referência a potência solicitada ao sistema de alimenta o (P_{dem}) directamente medida no DC_{Link} e a partir dessa, gera uma referência em corrente para os supercondensadores (i_{SC}^*), através da modeliza o em Simulink[®] da equa o (5.7). Essa referência   seguidamente utilizada como uma das entradas do nível operacional de gestão. Parte dos resultados obtidos (secções específicas de 200 s) para os quatro ciclos de condução são apresentados na Figura 6.34.

Para esta estratégia de gestão, globalmente, pode-se retirar as mesmas conclusões do que na estratégia anterior, sendo que, apenas o cenário baseado no ciclo de condução US06 *Highway*   realizado na totalidade (Figura 6.34 a)) e cerca de 4,5 ciclos de condução ECE15 (Figura 6.34 c)).

Para os outros dois ciclos de condução, ARTEMIS e NYCC, também aqui foram consideradas recargas hipotéticas (ARTEMIS para $t = 500$ s e NYCC para $t = 400$ s e $t = 645$ s) dos supercondensadores durante a realiza o destas viagens, no sentido de se obterem dados que fossem comparáveis com as restantes estratégias de gestão. Portanto, nenhum dos cenários associados a estes dois ciclos foi realizado integralmente com a implementa o desta estratégia de gestão.

De realçar que, para o ciclo ARTEMIS (Figura 6.34 b)), no instante $t = 752$ s o SoC_{SC} atinge um valor mínimo de 40% (20% acima da estratégia da desagrega o da frequência). No entanto, para a secção do ciclo NYCC apresentada na Figura 6.34 d), registaram-se no período compreendido entre os 810 s e os 850 s, descargas totais dos supercondensadores, que levaram à perda de operacionalidade do veículo, apresentando valores de corrente extremamente elevados

(~1 000 A). O facto dos supercondensadores não puderem ajudar as baterias na alimentação do sistema de tracção, levou à queda de tensão no DC_{Link} .

Relativamente à estabilidade da tensão do DC_{Link} , para além do ciclo NYCC, registaram-se também para esta estratégia períodos de oscilações da ordem dos 10 s. Embora se tenha reduzido no tempo alguns destes transitórios com esta técnica, estes poderão ainda provocar problemas de estabilidade ao sistema de tracção baseados em inversores de tensão e culminar em perdas de operação.

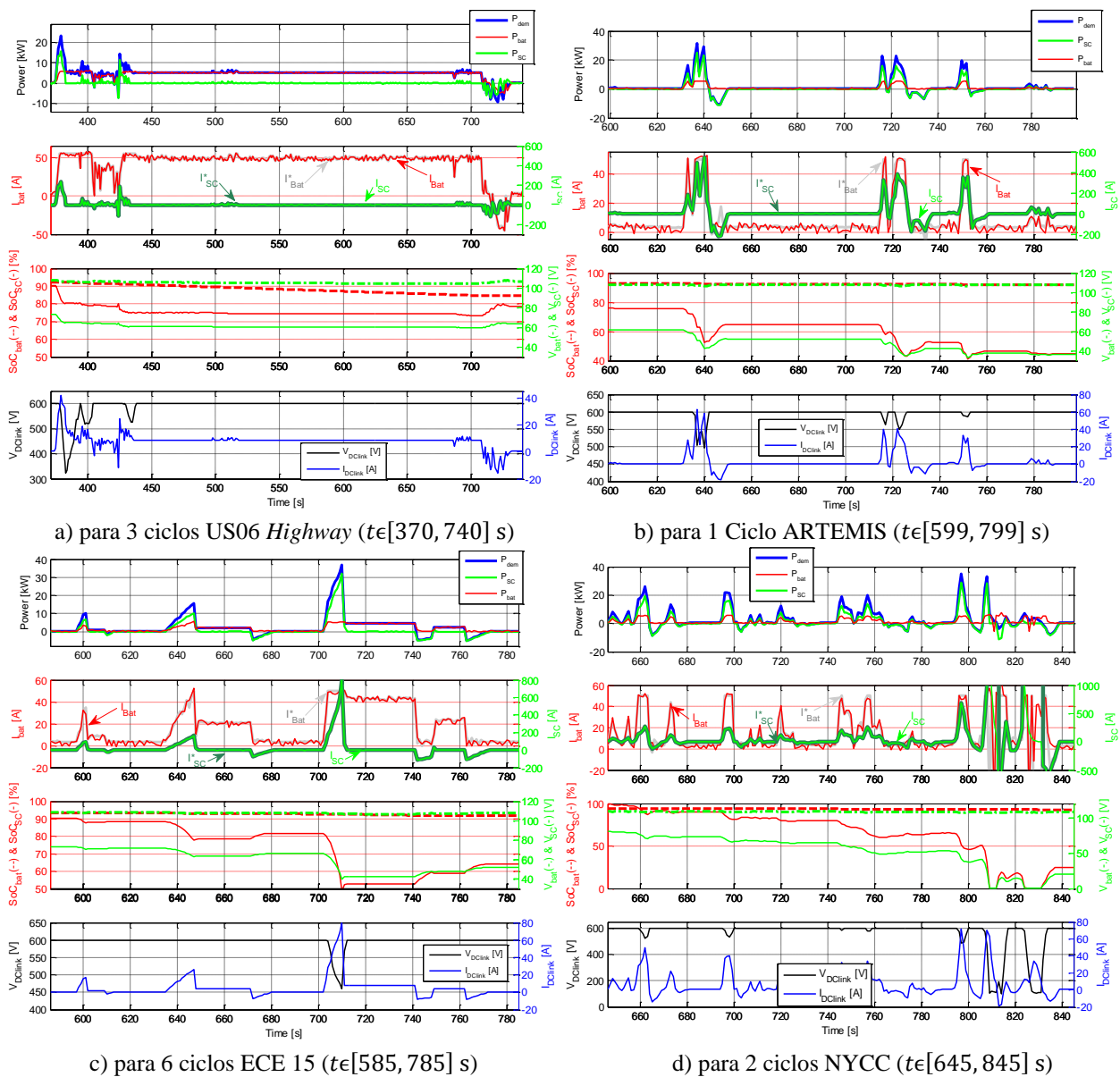


Figura 6.34. Estratégia de gestão baseada no Mapa de Eficiência do Sistema de Alimentação: evolução das potências, correntes, SoCs e tensões, para secções específicas dos ciclos de condução a) US06 Highway, b) ARTEMIS, c) ECE 15 e d) NYCC.

Estas flutuações do barramento DC devem-se essencialmente ao facto da referência de corrente dos supercondensadores ser insuficiente para apoiar as baterias no fornecimento de energia durante alguns períodos de aceleração mais severas e, simultaneamente, as baterias garantirem a potência necessária para estabilizar a tensão do barramento DC. Recorda-se que o estudo efectuado ao sistema de alimentação proposto em [6.45] não considerava as perdas nos conversores DC/DC, o que de certa forma vai ao encontro dos resultados obtidos e apresentados na Figura 6.34.

Dos resultados obtidos, verifica-se que as estratégias de gestão baseadas em regras (Figura 6.33 e Figura 6.34), não se encontram perfeitamente adaptadas aos propósitos dos cenários modelizados neste ponto. Esta conclusão revela a necessidade de se utilizarem estratégias de gestão com capacidade adaptativa, que orientem a dinâmica de gestão para um melhor controlo do valor do SoC dos supercondensadores. Essas deverão prepará-los para novas acelerações induzindo-lhes maiores recargas durante as fases de desaceleração, travagem e deslocação a velocidade cruzeiro e ainda maximizar o aproveitamento da energia regenerativa, facultando-lhes um nível de SoC adequado. Na persecução deste objectivo, desenvolveram-se no Capítulo 5 estratégias de gestão optimizada que interessa agora confrontar com as anteriores baseadas em regras.

6.5.2.2 Estratégias de Gestão Optimizada

De acordo com o verificado no Capítulo 5, as estratégias de gestão optimizadas assentam numa mesma arquitectura, com dois níveis de decisão, um responsável pela restrição dinâmica do espaço de pesquisa, e outro, pela tomada de decisão, propriamente dita. Portanto, as duas estratégias desenvolvidas têm em comum o módulo de gestão de energia, divergindo apenas no módulo de gestão da potência, no qual se utilizaram, em alternativa, duas meta-heurísticas, nomeadamente, a técnica *SA* e a *PSO*. Para as fontes consideradas para o projecto VEIL, cujas características foram apresentadas na Tabela 5.3, os valores escolhidos para os limites funcionais na implementação do módulo de gestão de energia são:

$$\{\tau_{SoC_{bat}}^{max} = 0,95; \tau_{SoC_{bat}}^{min} = 0,35; \tau_{SoC_{SC}}^{max} = 0,95; \tau_{SoC_{SC}}^{min} = 0,80\}.$$

6.5.2.2.1 Estratégia baseada em *Simulated Annealing*

Em todas as simulações feitas com a estratégia de gestão baseada no algoritmo *SA*, este foi parametrizado com os seguintes valores: temperatura inicial $T_0 = 15$; coeficiente de redução de

temperatura $\alpha = 0,6$; número de ciclos a uma temperatura constante $N_{Cycles} = 30$, conforme a análise de sensibilidade paramétrica apresentada na Secção 5.7.2.

Os resultados obtidos através da simulação do modelo desenvolvido em Matlab[®]/Simulink[®], são apresentados na Figura 6.35. Estes permitem analisar o comportamento do sistema global de gestão em resposta aos quatro ciclos de condução da Figura 4.3, tendo presente que US06 Highway, como o nome indica, pretende retratar a circulação extra-urbana e os restantes são especificamente mais urbanos. A Figura 6.35 apresenta a divisão da potência, as correntes, os SoCs e as tensões registadas em cada ciclo de condução em análise.

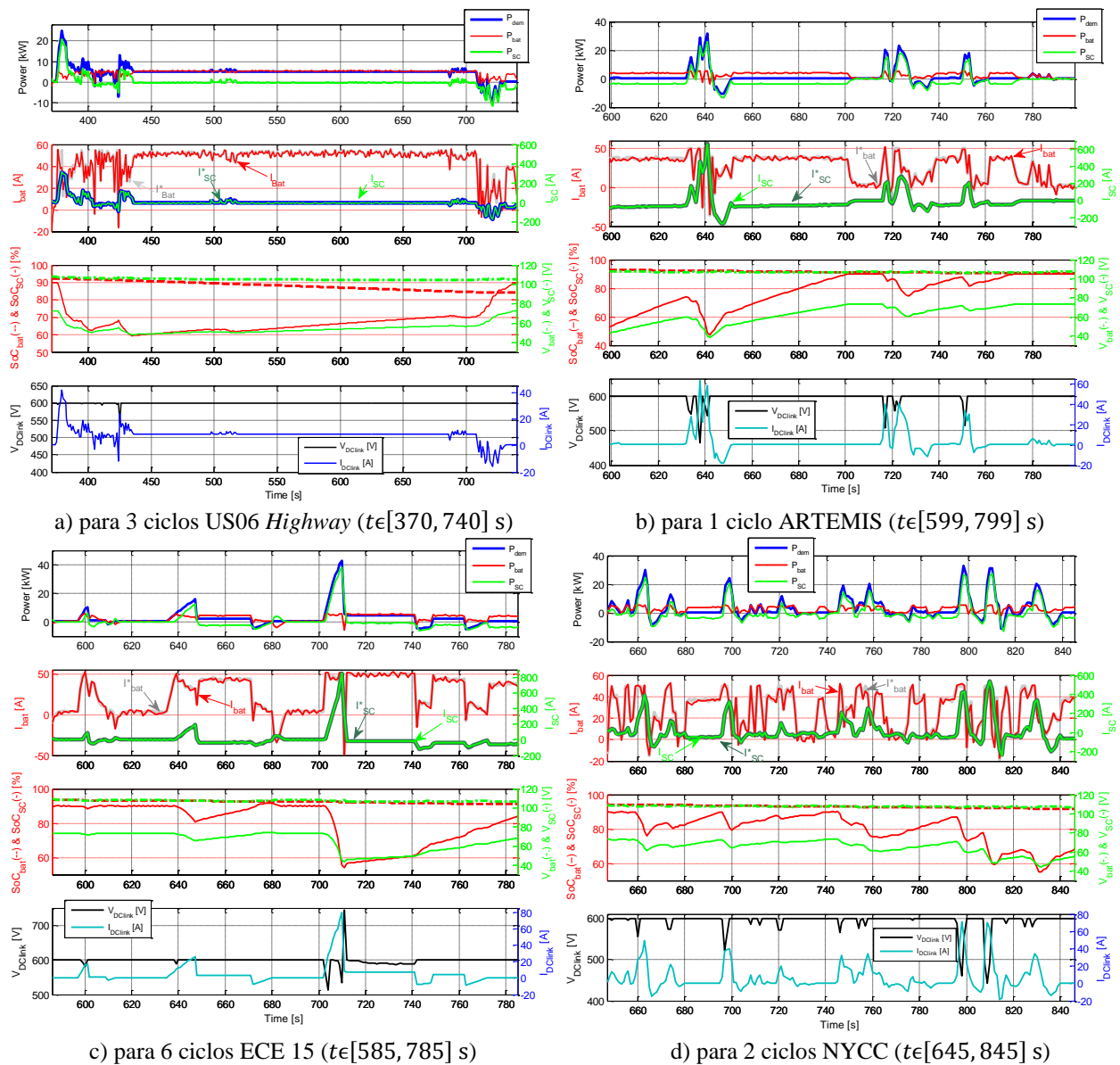


Figura 6.35. Estratégia de gestão otimizada baseada em SA: evolução das potências, correntes, SoCs e tensões, para secções específicas dos ciclos de condução a) US06 Highway, b) ARTEMIS, c) ECE 15 e d) NYCC.

Para todos os ciclos de condução estudados,   possível efectuar todos os percursos considerados, mantendo um nível alto de carga na fonte de energia principal (US06 *Highway*: $SoC_{bat} = 78,76\%$; ARTEMIS: $SoC_{bat} = 76,78\%$; ECE15: $SoC_{bat} = 80,17\%$; NYCC: $SoC_{bat} = 82,84\%$), respondendo a todos os picos de potência necessários para dar cumprimento às acelerações requeridas por cada ciclo (US06 *Highway*: $P_{dem}^{max} = 29.21$ kW; ECE15: $P_{dem}^{max} = 47.28$ kW; ARTEMIS: $P_{dem}^{max} = 33.97$ kW; NYCC: $P_{dem}^{max} = 41.5$ kW), com uma capacidade instalada de baterias de apenas 5,8 kW.

O sistema de gestão global baseado na gestão de longo e curto prazo é capaz de tirar o máximo partido da hibridização seleccionada de modo a reduzir a energia solicitada às baterias e utilizar os supercondensadores no fornecimento dos picos de potência e resposta de altas frequências da potência solicitada ao sistema de alimentação, e também para armazenar a energia da regenera o. Para antecipar a possível solicitação de pico de potência, o SoC dos supercondensadores é mantido num nível adequado, definido pelo módulo de gestão de longo prazo. Portanto, a gestão de curto prazo transfere energia para os supercondensadores quando o veículo está parado, em movimentos que exigem baixa potência, desacelerações ou travagens, como se pode ver na Figura 6.35 b) (650-705 s) e na Figura 6.35 c) (650-670 s).

A evolução de SoC_{bat} apresenta uma diminuição lenta e controlada, a fim de aumentar a autonomia do veículo eléctrico. Os gráficos de SoC_{SC} demonstram a mais valia da gestão de longo prazo implementada na arquitectura de gestão proposta, como se pode ver na Figura 6.35. Depois de uma descarga profunda dos supercondensadores, este nível de gestão move o espaço de busca para uma região em que as soluções possíveis para a função objectivo (equa o 5.13), originam uma recarga dos supercondensadores.

Essas ocorrências são particularmente notadas nos ciclos com cariz mais urbano (ARTEMIS, ECE 15 e NYCC), onde a evolução do SoC_{SC} se situa sempre dentro do intervalo que permite uma utilização mais eficiente. De salientar que no ciclo ECE 15 (Figura 6.35 c)) o menor valor de SoC_{SC} se situa nos 55%, terminando esse ciclo com um valor praticamente igual ao que tinha no início ($t = 785$ s, $SoC_{SC} = 85\%$), o que permite enfrentar todas as novas solicitações de potência deste cenário. No caso do ciclo ARTEMIS (Figura 6.35 b)), verifica-se que embora a secção do ciclo apresentada, seja iniciada com um SoC_{SC} baixo (53%), termina a mesma com um valor de 91%, contrariamente às estratégias anteriores que iniciavam esta secção com valores de SoC_{SC} de cerca de 78% e terminavam com valores próximos dos 30%. Por último, para o caso do ciclo NYCC (Figura 6.35 d)), os valores de SoC_{SC} apresentam também uma evolução dentro da gama eficiente de funcionamento dos supercondensadores, com valores situados entre os 90% e 58%.

Em suma, verifica-se que esta estratégia de gestão procura manter o nível de energia dos supercondensadores dentro de uma gama operacional que possa realmente auxiliar as baterias no fornecimento de energia nas fases de solicitações mais severas. Esta acção é concretizada através da transferência de energia das baterias para os supercondensadores nos períodos de menor solicitação energética do veículo, conforme se verifica nos instantes compreendidos no intervalo [650, 700] s do ciclo ARTEMIS (Figura 6.35 b)), no intervalo [650, 675] s do ciclo ECE 15 (Figura 6.35 c)) e no intervalo [675, 695] s do ciclo NYCC (Figura 6.35 d)).

A Figura 6.35, em geral, e particularmente a Figura 6.35 a), demonstra ainda que nas fases em que o veículo se move a uma velocidade contante (velocidade cruzeiro), as baterias fornecem a potência média, enquanto que os supercondensadores respondem às ligeiras oscilações da potência solicitada (e.g. Figura 6.35 a), [500, 55] s). Durante os transitórios com alta aceleração, desaceleração e travagem, o sistema de gestão global de energia induz uma maior utilização dos supercondensadores.

Das simulações que têm sido efectuadas, pode-se observar que a corrente máxima das baterias nunca excede o máximo especificado pelo módulo de gestão de energia (50 A). A evolução da corrente de alimentação permite a obtenção de bons resultados para a divisão do fornecimento de potência, levando a um funcionamento adequado do sistema de tracção. Os gráficos das correntes mostram que ambas as variáveis têm uma resposta rápida e um erro mínimo relativamente à sua referência.

Apenas em algumas ocasiões, principalmente em transitórios de maior amplitude, a evolução da potência fornecida pelas baterias teve um comportamento inferior ao desejável, porque a sua principal função é manter constante a tensão do DC_{Link} . Portanto, a corrente das baterias teve de responder de acordo com a referência gerada pelo módulo de gestão de potência para os supercondensadores e em concordância com a sua função principal. Para a evolução da tensão do DC_{Link} , algumas oscilações podem ser registadas principalmente quando o veículo requer maiores potências. No entanto, deve-se referir que para esta estratégia de gestão, as variações da tensão do DC_{Link} , estão dentro da gama de tolerância do VEV, não introduzindo outros tipos de disfunção indesejáveis.

6.5.2.2.2 Estratégia baseada em *Particle Swarm Optimization*

Em todas as simulações realizadas com a estratégia de gestão baseada no algoritmo *PSO*, este foi parametrizado com um Número de Elementos do enxame $N_{swarm} = 300$, um Peso Inercial

$w = 0,8$ e o Número máximo de iterações $N_{Cycles} = 1500$, fundamentada na análise de sensibilidade paramétrica apresentada na Secção 5.7.2.

Também para esta estratégia foi possível concretizar a totalidade dos percursos considerados para todos os cenários modelizados, mantendo um nível elevado de carga final na fonte de energia principal, ou seja, as baterias (US06 *Highway*: $SoC_{bat} = 75,36\%$; ARTEMIS: $SoC_{bat} = 72,62\%$; ECE15: $SoC_{bat} = 78,22\%$; NYCC: $SoC_{bat} = 80,04\%$). O sistema global de gestão respondeu eficazmente a todos os picos de potência solicitados durante todas as acelerações requeridas pelos ciclos de condução, mantendo-se uma potência específica das baterias muito baixa.

Os resultados obtidos para análise desta estratégia de gestão encontram-se parcialmente apresentados na Figura 6.36, nas quais se observa o comportamento do sistema global de gestão em resposta aos quatro ciclos de condução da Figura 4.3.

Relativamente à evolução da tensão no barramento DC comum, verificam-se algumas oscilações tal como na anterior estratégia baseada em SA, no entanto, de menor amplitude e duração do que nas baseadas em regras.

Comparando-se o desempenho das duas estratégias de gestão optimizadas, afigura-se que ambas executam uma divisão acertada da potência a fornecer pelas duas fontes, mediante as suas características, embora com comportamentos ligeiramente diferentes, que essencialmente se traduzem numa utilização diferenciada dos supercondensadores.

A evolução do SoC_{SC} demonstra que a abordagem baseada em *PSO* mantém valores mínimos abaixo dos praticados pela estratégia baseada em SA, no entanto quase sempre na gama onde se verifica a maior eficiência dos supercondensadores, apresentando só em instantes pontuais valores próximos dos 40% (ARTEMIS: $t = 642$ s e NYCC: $t = 833$ s). Contudo a estratégia procura rapidamente recarregar os supercondensadores, recolocando o seu SoC_{SC} na zona operacional estipulada pelo módulo de gestão de energia, através da restrição dinâmica do espaço de pesquisa de soluções.

Estes resultados demonstram que a implementação de uma arquitectura de gestão baseada em três níveis é uma tarefa complicada, sobretudo na interligação do nível operacional com os níveis estratégico e tático. Contudo a abordagem aqui sugerida apresenta bons resultados, com maiores utilizações dos supercondensadores, mantendo o desconhecimento total das necessidades futuras em termos de potência do veículo, como pressuposto principal deste trabalho.

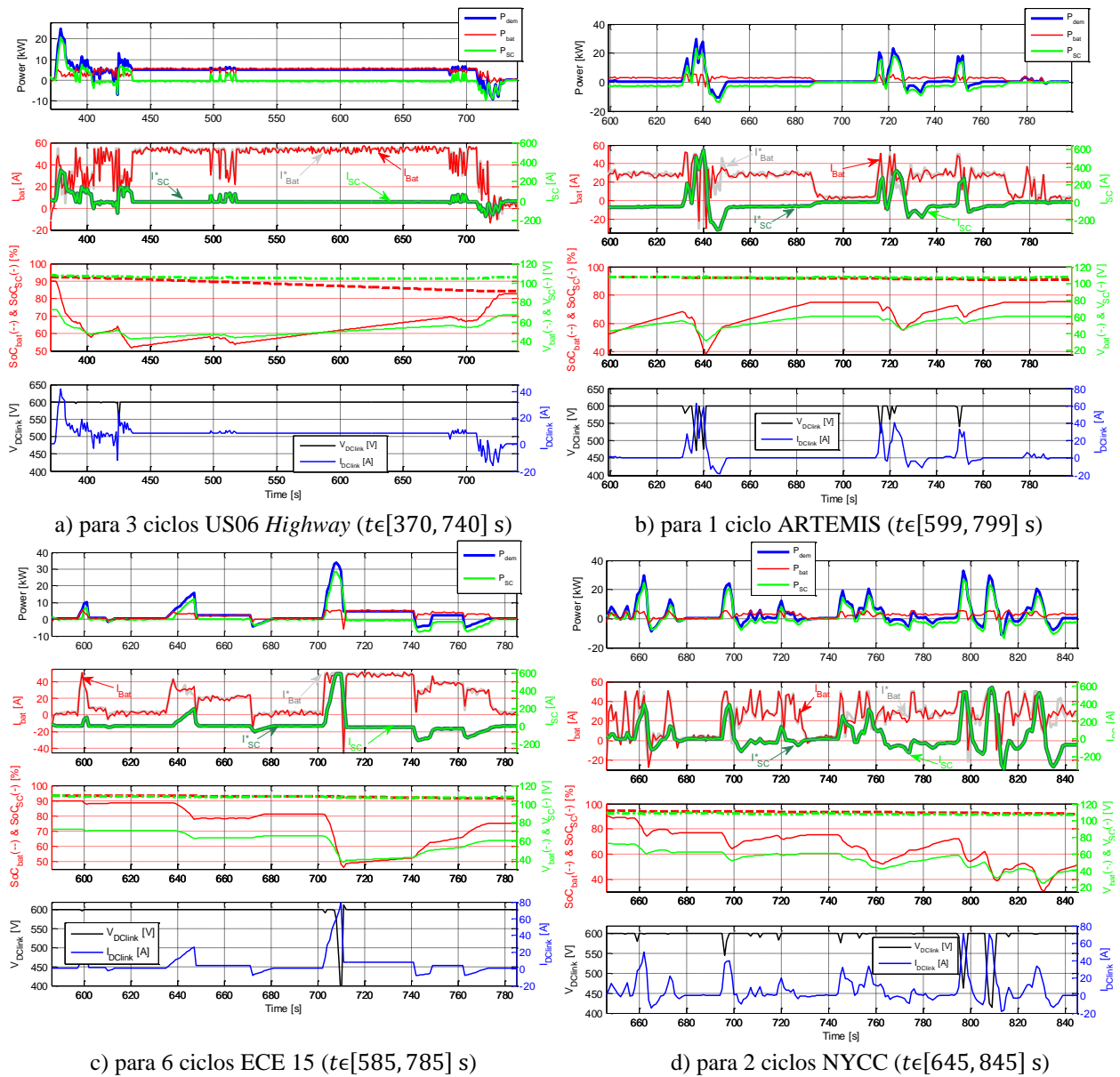


Figura 6.36. Estratégia de gestão otimizada baseada em *PSO*: evolução das potências, correntes, SoCs e tensões, para secções específicas dos ciclos de condução a) US06 Highway, b) ARTEMIS, c) ECE 15 e d) NYCC.

Finalmente, durante todas estas simulações, os resultados demonstram um bom desempenho do sistema global de gestão baseado nestas estratégias de gestão otimizada, considerando a inclusão do nível operacional através das suas malhas de controlo (tensão e corrente). Estes resultados indiciam resultados promissores aquando da sua implementação em veículos, sem conhecimento prévio das necessidades energéticas do percurso.

6.6 CONCLUSÃO

Sendo a modelização e simulações realizadas através de programas computacionais fundamentais no decurso de qualquer projecto com interacção de múltiplos sistemas físicos, no sentido de reduzir o tempo de desenvolvimento e respectivos custos, propõe-se uma modelização global do protótipo VEIL, rápida e efectiva. Iniciou-se este capítulo com uma revisão aos métodos e programas computacionais utilizados na modelização e simulação de veículos eléctricos, principalmente focados no seu estudo energético. Com base nas diversas abordagens sugeridas na literatura, e na perspectiva de manter alguma flexibilidade nos modelos a utilizar e topologias dos subsistemas, a escolha recaiu na modelização convencional, implementação e simulação em ambiente Matlab®/Simulink®, com recurso à *Toolbox SimPowerSystems*TM.

Este capítulo descreve a modelização de forma pormenorizada dos diversos subsistemas existentes no veículo eléctrico, começando com a descrição dos modelos utilizados para os sistemas mecânicos, para dois tipos de fontes de energia disponíveis comercialmente, para os respectivos conversores DC/DC, com inclusão do efeito da saturação das suas bobinas, bem como das suas malhas de controlo. Apresentou-se ainda a modelização de diferentes sistemas de tracção e finalmente a transcrição das estratégias de gestão estudadas e desenvolvidas no Capítulo 5. Os controladores desenvolvidos para a topologia com associação activa em paralelo, assentam numa cascata de PIs (tensão + corrente), para a malha de controlo da tensão do barramento DC, realizada pela fonte principal, e um PI de corrente para a malha de controlo da fonte secundária. Estes controladores entroncam directamente na arquitectura de gestão hierárquica, implementando o nível que executa as decisões tomadas nos módulos a montante e definidos como responsáveis pela estratégia de gestão (nível estratégico e nível tático).

O modelo global do veículo eléctrico com múltiplas fontes de energia permitiu efectuar um estudo de diferentes topologias para o sistema de tracção, onde se comparou o desempenho do motor de indução trifásico convencional com um motor síncrono de ímanes permanentes.

No sentido de validar o modelo global e por conseguinte analisar o desempenho das diferentes estratégias de gestão, compararam-se os resultados de simulação obtidos com a modelização apresentada neste capítulo com os resultados experimentais extraídos durante a realização de testes em estrada no *campus* do ISEC - IPC. Desse estudo, sobressaiu que a simulação de um sistema real dinâmico, com diversos subsistemas físicos, como um veículo eléctrico, tendo em conta a evolução da inclinação da estrada, não é uma tarefa simples, devido à própria natureza

aleatória do percurso seguido pelo condutor do veículo durante a realização dos testes em estrada. Ainda assim, os resultados são bastante satisfatórios e mostraram ser possível, com base no modelo desenvolvido em Matlab[®]/Simulink[®], o estudo energético do veículo, com um grau suficientemente preciso para análise e validação de diferentes estratégias de gestão. Com base nos resultados obtidos, perspectiva-se ser possível um estudo aprofundado de diferentes estratégias de gestão de energia, a utilização de outros tipos de fontes de energia, ou a utilização de mais unidades das fontes de energia já utilizadas e outros percursos ou viagens, antes de se efectuarem alterações no protótipo em análise.

Por outro lado, a modelização proposta permite testar diferentes configurações para a arquitectura do sistema de alimentação, com vista ao estudo de diferentes estratégias de gestão de energia. Contudo, sendo o tema principal deste trabalho a optimização da gestão de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos, a modelização apresentada neste capítulo, serviu essencialmente para validar e aproximar a implementação futura num sistema experimental das estratégias de gestão optimizadas desenvolvidas e apresentadas no Capítulo 5. Desta forma, foram realizadas simulações com diferentes cenários de mobilidade, tendo por base quatro ciclos de condução normalizados (*US06 Highway*, *ARTEMIS*, *ECE 15* e *NYCC*). As diversas simulações tiveram ainda como base de comparação as quatro estratégias de gestão estudadas e desenvolvidas no Capítulo 5, nomeadamente, duas baseadas em regras (desagregação da frequência do sinal da potência solicitada e mapa de eficiência do sistema de alimentação) e duas baseadas numa arquitectura de gestão hierárquica e optimizada (*SA* e *PSO*).

Os diversos resultados das simulações demonstraram um desempenho muito satisfatório para o nível de execução, ou seja para os controladores dos conversores DC/DC, nomeadamente na regulação da tensão do barramento DC comum e na manipulação dos diferentes fluxos de energia entre as duas fontes de energia consideradas e o sistema de tracção.

Da análise aos diversos cenários propostos, verificou-se que aqueles que exigem maior rigor na coordenação das duas fontes de energia, não são correctamente concretizados com as estratégias de gestão baseadas em regras, sem o recurso a um desnecessário sobredimensionamento das fontes de alimentação. Deve-se realçar que o cenário com um ciclo de condução extra-urbano é o único cujas estratégias baseadas em regras permitem alcançar correctamente o *terminus* da viagem com as fontes escolhidas.

No entanto, as estratégias baseadas numa arquitectura de gestão hierárquica com uma abordagem meta-heurística do problema de gestão de energia permitem a realização correcta de

todos os cenários, sem o prévio conhecimento das potências solicitadas ao sistema de alimentação. As estratégias propostas permitem que as melhores características de cada fonte utilizada sejam aproveitadas, a fim de se reduzir o consumo global de energia inicialmente armazenado nas baterias, utilizando os supercondensadores no fornecimento dos picos de potência, e simultaneamente armazenar toda a energia regenerativa proveniente das desacelerações e travagens. De salientar que a capacidade demonstrada por estas estratégias, com um modelo de gestão de energia e outro de gestão de potência, permite antecipar as necessidades energéticas do veículo, colocando o SoC dos supercondensadores num nível adequado às solicitações energéticas das próximas fases. O resultado global do uso das estratégias de gestão optimizadas é o aumento da autonomia do veículo com as mesmas fontes do que as utilizadas nas estratégias baseadas em regras, sendo a fonte de energia principal relativamente pequena quando comparada com a potência máxima solicitada em cada ciclo de condução estudado.

Assim, os resultados da simulação para os ciclos estudados demonstram que um sistema global de gestão de energia, baseado numa arquitectura hierárquica com recurso a meta-heurísticas, é uma solução muito promissora para veículos eléctricos com múltiplas fontes de energia, permitindo uma gestão em tempo real, sem o prévio conhecimento das necessidades de potência solicitada.

Contudo, embora os resultados de simulação sejam bastante promissores, a validação experimental do sistema híbrido de alimentação, com uma topologia paralela activa, respectivos controladores e, fundamentalmente, a implementação em tempo real das estratégias definidas com o recurso a meta-heurísticas, com dois níveis de decisão, um estratégico e outro tático, permanecem um desafio. Nesse sentido o próximo capítulo dedica-se à realização de um *set-up* experimental, onde seja possível a implementação das estratégias de gestão optimizadas, tendo em vista a sua validação em tempo real.

BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 6

- [6.1] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Simulation Model and Road Tests Comparative Results of a Small Urban Electric Vehicle”, 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON’09), Porto, Portugal, November 3-5, 2009.
- [6.2] Letrouvé, T.; Bouscayrol, A.; Lhomme, W.; Dollinger, N.; Calvairac, F. M.: “Different Models of a Traction Drive for an Electric Vehicle Simulation”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’10), pp.1-6, 1-3 September 2010.
- [6.3] Butler, K. L.; Ehsani, M.; Kamath, P.: “A Matlab-Based Modeling and Simulation Package for Electric and Hybrid Electric Vehicle Design”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 48, no. 6, pp.1770-1778, November 1999.
- [6.4] Bates, B.: “On the Road with a Ford HEV”, IEEE Spectrum Magazine, pp. 22-25, July 1995.
- [6.5] Hayashida, M.; Narusawa, K.; Odaka, M.; Noda, A.: “Study on Series Hybrid Electric Commuter-Car Concept”, SAE J. SP-1243, Paper 970197, February 1997.
- [6.6] Nikopoulos, A.; Hong, H.; Krepec, T.: “Energy Consumption Study for a Hybrid Electric Vehicle”, SAE J. SP-1243, Paper 970198, Feb. 1997.
- [6.7] Hermance, D.; Sasaki, S.: “Hybrid Electric Vehicles Take the Streets”, IEEE Spectrum Magazine, pp. 48-52, November 1998.
- [6.8] Takehisa, Y.; Shoichi, S.; Tetsuya, A.: “Toyota Hybrid System: its Concept and Technologies”, Proceedings of FISITA World Automotive Conference, Paris, France, September 1998.
- [6.9] Abthoff, A.; Kramer, J. S.: “The Mercedes-Benz C-Class Series Hybrid”, Proceedings of Electric Vehicle Symposium, Orlando, FL, December 1997.
- [6.10] Oswald, L. J.; Skellenger, G. D.: “The GM/DOE Hybrid Vehicle Propulsion Systems Program: A Status Report”, Proceedings of Electric Vehicle Symposium, Orlando, FL, December 1997.

- [6.11] Cole, G.: “Simple Electric Vehicle Simulation (SIMPLEV) v3.1”, DOE Idaho National Eng. Lab. [Online]. Disponível em: <https://inlportal.inl.gov/portal/server.pt/community/home> (Acedido em 17.02.2009).
- [6.12] Marr, W. W.; Walsh, W. J.: “Life-Cycle Cost Evaluations of Electric/Hybrid Vehicles”, Energy Conversion Management, vol. 33, no. 9, pp. 849-853, 1992.
- [6.13] Bumby, J.R.; Clarke, P.H.; Forster, I.: “Computer Modeling of The Automotive Energy Requirements for Internal Combustion Engine and Battery Electric-Powered Vehicles”, IEE Proceedings, vol. 132, no. 5, pp. 265-279, 1985.
- [6.14] Wipke, K. B.; Cuddy, M. R.: “Using an Advanced Vehicle Simulator (ADVISOR) to Guide Hybrid Vehicle Propulsion System Development”. [Online]. Disponível em: <http://www.hev.doe.gov> (Acedido em 17.02.2009).
- [6.15] Noons, R.; Swann, J.; Green, A.: “The Use of Simulation Software to Assess Advanced Powertrains and New Technology Vehicles”, Proceedings of Electric Vehicle Symposium, Brussels, Belgium, October 1998.
- [6.16] Auert, B.; Cheny, C.; Raison, B.; Berthon, A.: “Software Tool for the Simulation of the Electromechanical Behavior of a Hybrid Vehicle”, Proceedings of FISITA World Automotive Conference, Paris, France, September 1998.
- [6.17] Kricke, C.; Hagel, S.: “A Hybrid Electric Vehicle Simulation Model for Component Design and Energy Management Optimization”, Proceedings of FISITA World Automotive Conference, Paris, France, September 1998.
- [6.18] Buntin, D. L.; Howze, J. W.: “A Switching Logic Controller for a Hybrid Electric/ICE Vehicle”, Proceedings of American Control Conference, Seattle, WA, pp. 1169-1175, June 1995.
- [6.19] Butler, K. L.; Stevens, K. M.; Ehsani, M.: “A Versatile Computer Simulation Tool for Design and Analysis of Electric and Hybrid Drive Trains”, Proceedings of SAE Electric and Hybrid Vehicle Design Studies, Detroit, MI, pp. 19-25, February 1997.
- [6.20] Wipke, K. B.; Cuddy, M. R.; Burch, S. D.: “ADVISOR 2.1: A User-Friendly Advanced Powertrain Simulation Using a Combined Backward/Forward Approach”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 48, nº.6, pp.1751-1761, Nov 1999.

- [6.21] Bedir, A.; Alouani, A. T.: “A Simple Power Based Control Strategy for Hybrid Electric Vehicles”, 5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’09), pp.803-807, 7-10 September 2009
- [6.22] Bäuml, T.: “Modelling, Simulation and Validation of An Electrical Zero Emission Off-Road Motorcycle”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’10), pp.1-5, 1-3 September 2010
- [6.23] Bäuml, T.; Simic, D.: “Simulation and Comparison of Different Energy Management Strategies of a Series Hybrid Electric Vehicle”, 4th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’08), pp.1-5, 3-5 September 2008.
- [6.24] Gao, D. W.; Mi, C.; Emadi, A.: “Modeling and Simulation of Electric and Hybrid Vehicles”, Proceedings of the IEEE, vol. 95, n.º.4, pp. 729-745, 2007.
- [6.25] Chan, C. C.; Bouscayrol, A.; Chen, K.: “Electric, Hybrid and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling”, IEEE Transaction on Vehicular Technology, vol. 59, 2, pp. 589-598, 2010.
- [6.26] Chan, C. C.: “The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles”, Proceedings of the IEEE, vol. 95, n.º. 4, pp. 704-718, 2007.
- [6.27] Williamson, S.; Lukic, M.; Emadi, A.: “Comprehensive Drive Train Efficiency Analysis of Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles Based on Motor-Controller Efficiency Modeling”, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 21, n.º. 3, pp. 730-740, 2006.
- [6.28] Feroldi, D.; Serra, M.; Riera, J.: “Energy Management Strategies Based on Efficiency Map for Fuel Cell Hybrid Vehicles”, Journal of Power Sources, vol. 190, pp. 387-401, Elsevier, 2009.
- [6.29] Bouscayrol, A.; Davat, B; de Fornel, B.; François, B.; Hautier, J. P.; Meibody-Tabar, F.; Pietrzak-David, M.: “Multimachine Multiconverter System: Application For Electromechanical Drives”, European Physics Journal - Applied Physics, vol. 10, no. 2, pp. 131-147, May 2000.
- [6.30] Mathworks, “Matlab/Simulink”, Version 2009b, The Mathworks Inc., Natick, MA.
- [6.31] Chee-Mun, O.; (1998). *A Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab®/Simulink*, New Jersey: USA, Prentice-Hall, Inc.
- [6.32] Dabney, J.; Harman, T.: (1998). *Mastering Simulink® 2*, Prentice-Hall cop.

- [6.33] The Mathworks, “SimPowerSystems™ 4, User’s Guide Version 4.6”, Hydro-Québec TransÉnergie Technologies, March 2008.
- [6.34] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.: “Comparative Study of Different Electric Machines in the Powertrain of a Small Electric Vehicle”, 18th International Conference on Electrical Machines (ICEM’08), Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008.
- [6.35] Kuhn, E.; Forgez, C.; Lagonotte, P.; Friedrich, G.: “Modelling Ni-MH Battery Using Cauer and Foster Structures”, Journal of Power Sources, vol. 158, n°. 2, Pages 1490-1497, 25 August 2006.
- [6.36] El Kadri, K.; Berthon, A.: “Simulation of a Dual Hybrid Generator for Heavy Vehicle Application”, 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON’06), pp. 2642-2647, 6-10 November 2006.
- [6.37] Chan, H. L., “A New Battery Model for Use With Battery Energy Storage Systems and Electric Vehicles Power Systems”, IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 1, pp.470-475, 2000.
- [6.38] Boulon, L.; Hissel, D.; Pera, M. C.: “Multi-Physics Modelling and Energy Management of a Battery Supercondensator Electric Vehicle Taking Into Account the Operating Temperature Conditions”, Electrimacs’08, Québec, Canada, 6-2008.
- [6.39] Matthias, D.; Andrew, C.; Sinclair, G.; McDonald, J. R.: “Dynamic Model of a Lead Acid Battery for Use in a Domestic Fuel Cell System”, Journal of Power Sources, vol. 161, n°. 2, pp 1400-1411, October 27, 2006.
- [6.40] Mauracher, P.; Karden, E.: “Dynamic Modelling of Lead/Acid Batteries Using Impedance Spectroscopy For Parameter Identification”, Journal of Power Sources, Volume 67, Number 1-2, pp 69-84, July/August, 1997.
- [6.41] Shepherd, C. M.: “Design of Primary and Secondary Cells - Part 2. An Equation Describing Battery Discharge”, Journal of Electrochemical Society, Volume 112, Page(s): 657-664, July 1965
- [6.42] Tremblay, O.; Dessaint, L.A.; Dekkiche, A.I.: “A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles”, 3th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’07), pp. 284-289, 9-12 September 2007.
- [6.43] Saft, “Smart VH module”, Saft Rechargeable Battery Systems, Doc N°11088-2-0508, France. [Online]. Disponível em: <http://www.saftbatteries.com> (Acedido em 07.11.2008).

- [6.44] Plett, G. L.: “Extended Kalman Filtering for Battery Management Systems of LiPB-based HEV Battery Packs - part 2. Modeling and Identification”, *Journal of Power Sources*, Volume 134, Number 2, pp 262-276, August 12, 2004.
- [6.45] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Analysis of Operation Modes for a Neighborhood Electric Vehicle with Power Sources Hybridization”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’10), Lille, France, September 1-3, 2010.
- [6.46] Faranda, R.; Gallina, M.; Son, D.T., “A New Simplified Model of Double-Layer Capacitors”, *International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP’07)*, pp.706-710, 21-23 May 2007.
- [6.47] Rizoug, N.; Bartholomeus, P.; Le Moigne, P.: “Modeling and Characterizing Supercapacitors Using an Online Method”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, nº. 12, pp.3980-3990, December 2010.
- [6.48] Shi, L.; Crow, M. L.: “Comparison of Ultracapacitor Electric Circuit Models”, *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pp.1-6, 20-24 July 2008.
- [6.49] Spyker, R. L.; Nelms, R. M.: “Double Layer Capacitor/DC/DC Converter System Applied to Constant Power Loads”, *Proceedings of the 31st Intersociety Energy Conversion Engineering Conference (IECEC’96)*, 1996.
- [6.50] Spyker, R. L.; Nelms, R. M.: “Evaluation of Double Layer Capacitor Technologies For High Power and High Energy Storage Applications”, *International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, 1997.
- [6.51] Zubieta, L.; Bonert, R.: “Characterization of Double-Layer Capacitors for Power Electronics Applications”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, pp. 199 - 205, 2000.
- [6.52] Buller, S.; Karden, E.; Kok, D.; Doncker, R. W. D.: “Modeling the Dynamic Behaviour of Supercapacitors Using Impedance Spectroscopy”, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 38, pp. 1622- 1626, 2002.
- [6.53] Maxwell, “BOOSTCAP® Ultracapacitor Modules”, Doc. # 1009362, Maxwell Technologies, USA. [Online]. Disponível em: <http://www.maxwell.com> (Acedido em 07.11.2008).

- [6.54] Mohan, N.; Undeland T. M.; Robbins, W. P.; (1989). *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons Inc.
- [6.55] Silva, M. A.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.: “Implementation of a multiple input DC/DC converter for Electric Vehicle power system”, Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE), pp.1-8, 7-9 July 2011.
- [6.56] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.; Jorge, H.: “Study of Inductor Effects in a Bidirectional DC/DC Converter for Electrical Vehicle Drivetrain”, XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010), Rome, Italy, September 6-8, 2010.
- [6.57] Micrometals, Inc., Iron Powder Cores, 5615 E. La Palma Avenue, Anaheim, CA 92807 USA. [Online]. Disponível em: www.micrometals.com (Acedido em 12.11.2009).
- [6.58] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; Silva, M.; Silvestre, J.; Santos, F.: “Advances in the Electric Vehicle Project-VEIL Used as a Modular Platform for Research and Education,” International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium (EVS24), Stavanger, Norway, 2009.
- [6.59] de Castro, R.; Araujo, R. E.; Oliveira, H.: “Design, Development and Characterisation of a FPGA Platform for Multi-Motor Electric Vehicle Control”, 5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference Dearborn (VPPC’05), USA, September 2009.
- [6.60] de Castro, R.; Trovão, J. P.; Pacheco, P. Melo, P.; Freitas, D. Pereirinha, P. G.; Araujo, R. E.: “DC Link Control for Multiple Energy Sources in Electric Vehicles”, 7th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’11), Chicago, Illinois, USA, September 6-9, 2011.
- [6.61] Ogata, K.; (2003). *Engenharia de Controle Moderno*, 4th ed.: Pearson Prentice Hall.
- [6.62] Franklin, G., F., Powell, J., D., Workman M.; (1998). *Digital Control of Dynamic Systems*, 3rd ed.: Ellis-Kagle Press.
- [6.63] Åström, K., J.; Wittenmark, B.; (1997). *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, 3rd ed.: Prentice Hall.
- [6.64] Azib, T.; Bethoux, O.; Remy, G.; Marchand, C.; Berthelot, E.: “An Innovative Control Strategy of a Single Converter for Hybrid Fuel Cell/Supercapacitor Power Source”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, n°. 12, pp.4024-4031, Decembre 2010.
- [6.65] Visioli, A., (2006). *Practical PID Control: Advances in Industrial Control*, Springer.

- [6.66] Grenier, D.; Dessaint, L. A.; Akhrif, O.; Bonnassieux, Y.; LePioufle, B.: “Experimental Nonlinear Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 44, n.º. 5, pp.680-687, October 1997.
- [6.67] Barrade, P.; Rufer, A.: “Current Capability and Power Density of Supercapacitors: Considerations on Energy Efficiency”, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2003), Toulouse, France 2-4 September 2003.

7 VALIDAÇÃO EXPERIMENTAL DO SISTEMA GLOBAL DE GESTÃO

Neste capítulo apresentam-se alguns resultados experimentais com vista à validação, em ambiente laboratorial, do sistema global de gestão para o controlo de múltiplas fontes de energia. Para o efeito, recorreu-se a um set-up experimental de escala reduzida com duas fontes de energia (baterias e supercondensadores) e emulação de carga. A potência solicitada pelo sistema de tracção do protótipo VEIL, em resposta aos ciclos de condução normalizados, é obtida através do modelo simulado no Capítulo 6 servindo de referência ao sistema de emulação de carga dinâmica através de um conversor de electrónica de potência e respectiva fonte. O sistema global de gestão foi implementado numa unidade de controlo de tempo real cRIO da National Instruments™, com aquisição das variáveis a controlar, execução das estratégias de gestão e controlo dos conversores DC/DC, que interligam as fontes ao barramento DC comum. O set-up experimental realizado foi inspirado na técnica Hardware-In-The-Loop, seguindo uma abordagem designada na literatura por reduced-scale-power Hardware-In-The-Loop. Neste capítulo é apresentada a implementação em LabView® dos diferentes módulos de aquisição, controlo, gestão, armazenamento de dados e geração de sinais de comando, por forma a validar o sistema global de gestão proposto anteriormente. Nesse sentido foram realizados vários testes, o primeiro para possibilitar a validação das malhas de controlo de cada conversor DC/DC e verificação do set-up experimental e os seguintes para apresentarem os resultados das diversas estratégias de gestão estudadas e desenvolvidas neste trabalho, em resposta às solicitações energéticas dos quatro ciclos de condução normalizados apresentados no Capítulo 4. Os resultados experimentais, apesar de algumas limitações do set-up, demonstram estar em sintonia com os resultados obtidos por simulação, mostrando um muito bom desempenho na regulação da tensão do barramento DC comum, no controlo dos fluxos de energia entre várias fontes de energia e a carga, e uma real mais-valia da arquitectura hierárquica de gestão de energia baseada num nível estratégico (energia) e num nível tático (potência).

7.1 INTRODUÇÃO

Antes de proceder à realização de testes de validação das estratégias de gestão de energia desenvolvidas durante este trabalho, importa ponderar a forma da realização dos mesmos e o tipo de *set-up* a utilizar, no sentido de organizar a extracção de resultados que possam preparar uma implementação à escala no protótipo VEIL. Nesse sentido, e atendendo à aplicação da técnica *Hardware-In-The-Loop* (HIL) na validação experimental de subsistemas na indústria automóvel [7.1] [7.2] [7.3], dedicou-se a primeira parte deste capítulo à discussão da referida técnica por forma a eleger a melhor metodologia para a realização dos ensaios experimentais, tendo em vista o equipamento disponível e os propósitos deste estudo.

Qualquer accionamento electromecânico pode ser decomposto em vários subsistemas, nomeadamente, o controlo do processo, os conversores de electrónica de potência, a(s) máquina(s) eléctrica(s) e a carga resistente (e.g. o sistema de tracção de um veículo eléctrico) [7.1]. Todos os subsistemas de potência são ligados em cascata (fonte para a carga ou carga para a fonte) através do princípio de acção-reacção de sistemas multi-físicos [7.4].

O controlo do processo é alojado numa unidade de processamento e controlo que produz as ordens para comutação dos interruptores de potência dos conversores de electrónica de potência. A realimentação, através de medidas, das variáveis a controlar directa e indirectamente é realizada pela unidade de processamento e controlo. Em alguns casos, e para sistemas mais complexos, pode ser necessário utilizar várias placas controladoras. Noutros casos, recorre-se a *Field-Programmable Gate Array* (FPGA) para controlar sistemas com dinâmicas mais rápidas e para conseguir uma alta frequência de modulação no comando da electrónica de potência. [7.1]

O estudo de qualquer sistema electromecânico inicia-se com a sua modelação e respectiva simulação, incluindo o desenvolvimento e estudo da sua estratégia de controlo. Essa tarefa foi realizada anteriormente e descrita no Capítulo 6, onde todos os subsistemas foram simulados no mesmo ambiente de simulação, isto é, no mesmo *software*. No entanto, no intuito de se obter tempos de simulação mais curtos, recorreu-se a modelos simplificados e diferentes taxas de amostragem. Por estes motivos, a simulação não é suficientemente precisa relativamente aos resultados dos controladores e implementação directa da estratégia de controlo em tempo real.

Assim, antes da implementação final do sistema (e.g. o sistema de alimentação com múltiplas fontes de energia num veículo eléctrico), podem realizar-se validações do sistema global em diversas partes. Desta forma surge a técnica HIL, podendo ser um passo intermédio muito útil e

um contributo fundamental na redução de tempo e custo na realização de um protótipo. Essa técnica define a substituição de algumas das partes simuladas pelos respectivos dispositivos físicos. Deste modo, grande parte das limitações reais dos subsistemas físicos é tida em conta na malha de retorno de simulação. Dentro desta técnica, existem diferentes graus de implementação do HIL, ao nível, nomeadamente, dos sinais, da potência e do sistema mecânico [7.5].

No primeiro caso, apenas a placa do controlador (que contém o controlo do processo) é testada. As outras partes (electrónica de potência, máquinas eléctricas e carga mecânica resistente) são simuladas em tempo real. Este tipo de implementação HIL tem sido frequentemente utilizado na indústria aeronáutica e automóvel, para análise e validação das placas controladoras. No segundo caso, a placa do controlador real e o(s) conversor(es) de electrónica de potência são avaliados, enquanto que a máquina eléctrica e carga mecânica são simuladas. Os resultados de simulação impõem referências que são consideradas pela unidade de processamento e controlo, para a partir destas, induzir a dinâmica de controlo pretendida para os conversores DC/DC. O sistema HIL é geralmente composto de um segundo conjunto de electrónica de potência para emular a carga eléctrica solicitada ao sistema a testar, sendo controlada em tempo real por uma unidade de processamento e controlo que recebe também as referências obtidas por simulação (Figura 7.1). No último caso, todo o sistema (controlo, electrónica de potência e máquina eléctrica) é testado e validado, sendo a parte mecânica emulada. O sistema de simulação deve impor entradas e saídas de variáveis mecânicas para a máquina eléctrica em teste. [7.1]

Verifica-se, assim que a técnica HIL é tipicamente utilizada para o desenvolvimento e testes de sistemas embarcados complexos que funcionam em tempo real. O recurso a essa técnica proporciona uma plataforma eficaz, adicionando a complexidade do sistema, que se pretende controlar, à plataforma de ensaio.

A utilização da técnica HIL melhora a qualidade dos ensaios realizados, aumentando o alcance dos testes. Idealmente, o teste a um sistema embarcado seria realizado com o sistema real (veículo em estrada), mas em grande parte, estes impõem limitações à maioria dos ensaios, complicando questões relacionadas com o despiste de falhas e controlo dos testes a realizar. Como se verifica na literatura [7.1] [7.2] [7.3] [7.5] [7.6] [7.7] [7.8] [7.9] [7.10] [7.11], a HIL harmoniza a realização de testes eficientes, em ambiente controlado, podendo a análise e validação ser feita exclusivamente na funcionalidade do controlador, com especial aplicação no contexto dos sistemas automóveis, onde a técnica HIL pode proporcionar parcial ou totalmente

um veículo virtual para validação de subsistemas específicos, oferecendo um elevado grau de repetibilidade de ensaios durante qualquer fase de teste.

Nesse sentido desenvolveu-se uma plataforma experimental [7.12] [7.13] que servisse de base à implementação da técnica HIL ao nível da potência. A arquitectura do sistema implementada é apresentada na Figura 7.1, onde o objectivo principal reside no teste e validação da topologia paralela activa de duas fontes de energia com diferentes estratégias de gestão de energia. A potência solicitada (P_{dem}^*) ao sistema de alimentação do veículo é obtida através de simulação do modelo previamente apresentado no Capítulo 6, sendo considerada como referência para as estratégias de gestão implementadas e para o sistema que pretende emular a carga. Uma unidade de controlo e processamento de dados, com controlador de tempo real, gera o controlo para os conversores DC/DC das fontes de alimentação e simultaneamente, comanda a electrónica de potência que emula a carga no barramento DC comum (DC_{Link}).

Esta metodologia baseada na técnica HIL permite verificar os controladores dos conversores, avaliar o desempenho das diversas estratégias de gestão e, ainda, das baterias e supercondensadores, na alimentação partilhada de um sistema de tracção de um veículo eléctrico, tanto no modo de tracção como no modo de regeneração. Pode-se ainda verificar a influência da electrónica de potência nos controladores (*Electromagnetic Compatibility*, EMC), as taxas de aquisição dos sinais a controlar e a taxa de actualização das referências de comando.

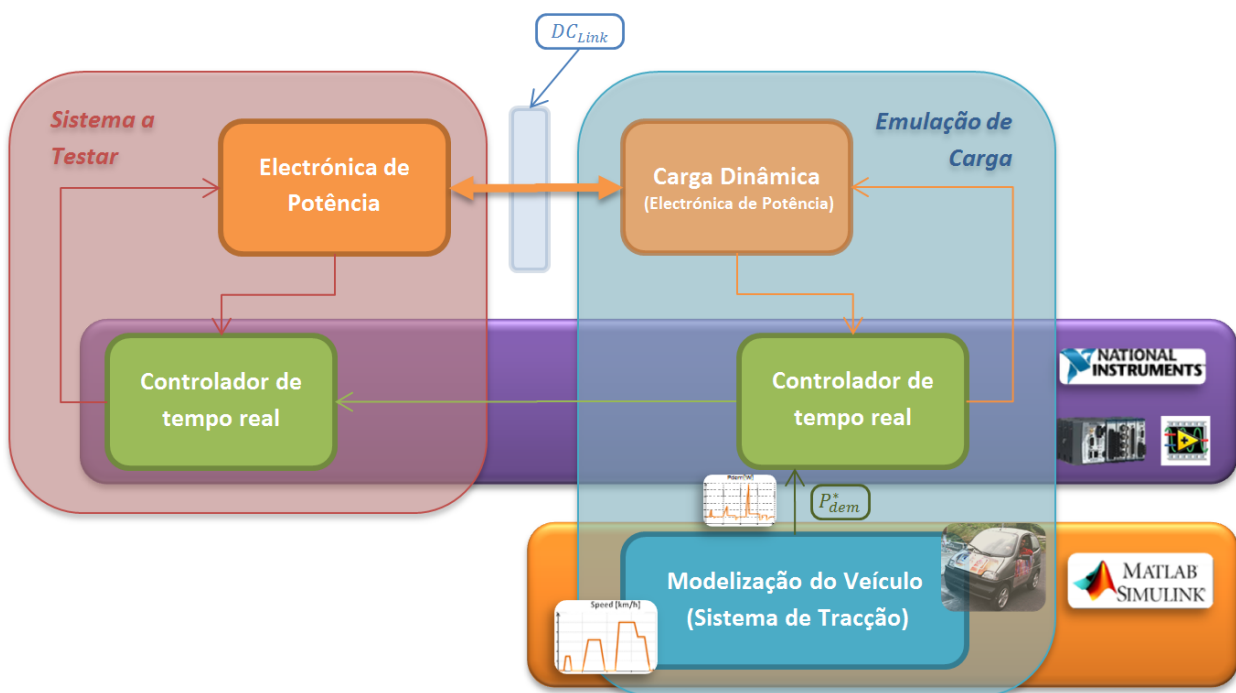


Figura 7.1. Diagrama de blocos da arquitectura utilizada para testes experimentais.

Como a modelização e simulação de todo o sistema foi efectuada definindo a metodologia e calculando por simulação todos os requisitos de energia [7.14], importa agora validar em ambiente real a dinâmica das estratégias de gestão propostas no Capítulo 5. Assim, atendendo aos níveis das potências em jogo para cada ciclo de condução estudado e as amplitudes das potências não serem um factor preponderante na eficiência dos algoritmos de gestão de energia propostos, optou-se por validar os mesmos com recurso a um *set-up* experimental de escala reduzida. Os motivos desta abordagem derivam principalmente da disponibilidade de equipamento, custos associados, facilidade de replicação dos testes, segurança e rapidez na sua realização. Essa opção enquadra-se no pressuposto de se utilizar uma abordagem construtiva, com o intuito de cada passo ser validado a fim de resolver, sem danos de maior, possíveis problemas que surjam durante os ensaios, no sentido de potenciar uma implementação progressiva de um sistema tão complexo.

Portanto, neste capítulo, com recurso à técnica HIL de escala reduzida, como utilizada nas referências [7.11] [7.15] [7.17] [7.18], desenvolveu-se um *set-up* experimental para efectuar a validação tanto da arquitectura de gestão hierárquica proposta como da topologia paralela activa com baterias e supercondensadores. Um dos objectivos desta abordagem é organizar um conjunto de ensaios várias vezes replicáveis, através da técnica HIL ao nível da potência, para futuramente alargar o âmbito da validação com a mesma técnica ao nível do sistema mecânico e em escala real, para culminar na instalação final no protótipo VEIL. Tendo em conta esta evolução, o *set-up* foi construído no intuito de ser suficientemente flexível para as futuras extensões e dedicando especial atenção à reprodução das limitações do sistema à escala real.

7.2 SET-UP EXPERIMENTAL

No seguimento da estrutura apresentada na Figura 7.1, o *set-up* experimental a implementar deverá ter basicamente as fontes de energia, dois sistemas de electrónica de potência, elementos passivos (bobinas, condensadores e resistências), uma ou duas unidades de processamento (que recebe uma referência em potência resultante de uma simulação) e transdutores de tensão e corrente. Nesta fase do trabalho, que tem como principal objectivo, o estudo e validação de estratégias de gestão optimizada desenvolvidas com uma arquitectura hierárquica, optou-se por realizar ensaios com potência limitada, tendo-se escolhido um *set-up* de escala reduzida (1:70) em relação ao protótipo VEIL [7.14], com uma tensão do DC_{Link} de 108 V e uma potência de carga de 500 W e, para a fonte principal, um *duty-cycle* nominal na ordem dos 0,6. A Figura 7.2

mostra uma fotografia do *set-up* experimental de escala reduzida implementado no Laboratório de Accionamentos Electromecânicos do Departamento de Engenharia Electrotécnica do ISEC - IPC, utilizado na validação das estratégias de gestão estudadas e desenvolvidas neste trabalho.

As fontes de energia a considerar na realização dos ensaios experimentais são baterias e supercondensadores, escolhidas em função da escala de potência considerada para o *set-up* de escala reduzida.

Os dois sistemas de electrónica de potência, um para implementação da topologia activa em paralelo das fontes e outra para emulação de carga, são baseados em braços de IGBT. Os elementos considerados passivos, a serem utilizados no sistema global, são as bobinas dos conversores DC/DC e o condensador de saída, sendo dimensionados com base na escala de potência a transferir e na dinâmica do controlo pretendida.

Os transdutores utilizados na realimentação das variáveis, a controlar e/ou a monitorizar, são transdutores de tensão e de corrente de gama compatível com a amplitude máxima dos sinais a monitorizar.

A unidade de processamento e controlador de tempo real consiste num sistema de cálculo numérico que será o suporte do controlo da topologia a testar, respectiva gestão e do controlo do sistema emulador da carga.

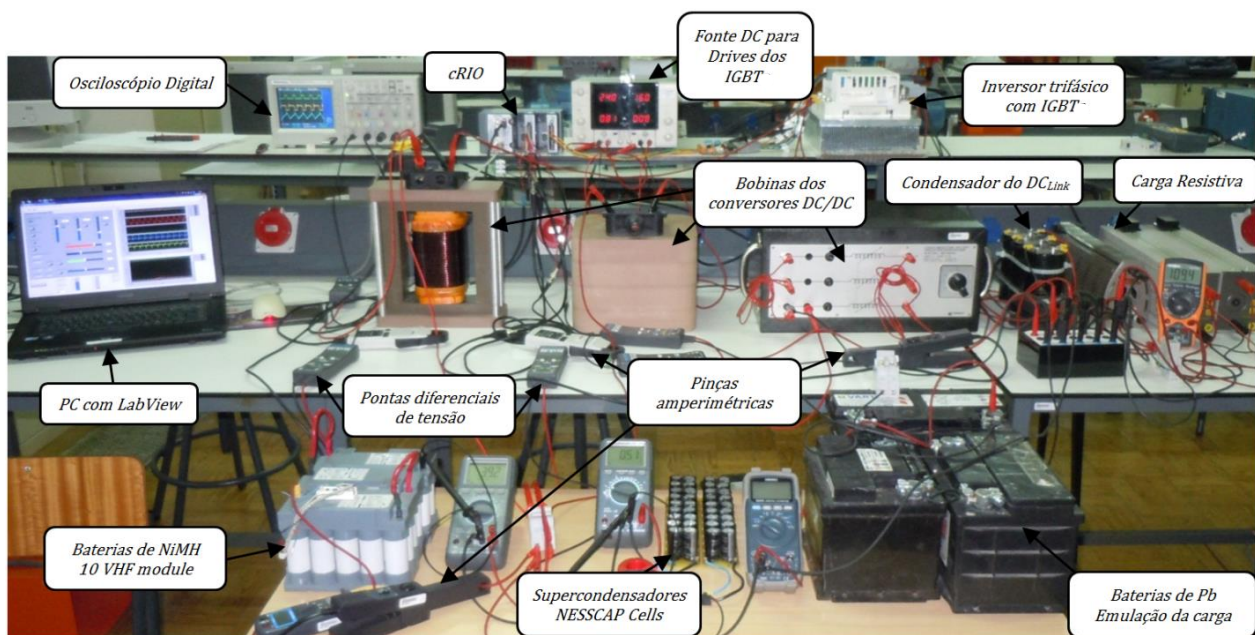


Figura 7.2. *Set-up* experimental de escala reduzida utilizado nos testes de validação das estratégias de gestão.

7.2.1 FONTES DE ENERGIA

Como referido anteriormente, optou-se por realizar testes experimentais em *set-up* de escala reduzida, onde a potência total máxima fornecida deverá situar-se nos 500 W. Assim, dentro da prévia selecção efectuada, onde se escolheu uma hibridização de baterias com supercondensadores, considerou-se um banco de baterias composto por uma série de tr s módulos Ni-MH da SAFT (12 V e 13 Ah) [7.19], e um banco de supercondensadores obtido através de 2 ramos em paralelo, com 18 células em série da NessCap (100 F, 2,7 V e 21,4 A) [7.20]. As principais características das fontes utilizadas são indicadas na Tabela 7.1. Estes dados são utilizados, sobretudo, nos algoritmos de gestão optimizada, conforme se apresentou na secção 5.6.1 e na parametrização dos controladores.

Cada fonte de energia é ligada ao DC_{Link} através de um conversor DC/DC bidireccional, realizando assim a topologia activa em paralelo.

Tabela 7.1. Características das fontes de energia utilizadas no *set-up* experimental.

Baterias (12 V SAFT VH modules) [7.19]:			SuperCondensadores (2,7 V NESSCAP Cells) [7.20]:		
Símbolo	Valor	Unidade	Símbolo	Valor	Unidade
P_{bat}	[-0,54, 0,54]	kW	Cap_{SC}	11,11	F
v_{bat}^{OC}	Função de SoC_{bat} e de I_{bat}	V	P_{SC}	[-1,04, 1,04]	kW
SoC_{bat}	[0,2, 1]	-	v_{SC}^{OC}	Função de SoC_{SC} e de I_{SC}	V
$V_{bat}^{OC_{min}}$	36,55	V	SoC_{SC}	[0,4, 1]	-
δ_{bat}	6,39	V/-	$V_{SC}^{OC_{min}}$	0	V
$Q_{bat_{Ref}}$	13	Ah	δ_{SC}	48,6	V/-
$I_{bat_{Ref}}$	13	A	$Q_{SC_{Ref}}$	0,0925	Ah
N_{bat}	3	-	$I_{SC_{Ref}}$	42,8	A
n_{bat}	1	-	N_{SC}	18	-
			n_{SC}	2	-

7.2.2 SISTEMAS DE ELECTRÓNICA DE POTÊNCIA

Os sistemas de electrónica de potência a implementar no *set-up* experimental dividem-se em dois, um para implementar a topologia paralela activa das fontes e outro para executar a emulação de carga, sendo que ambos são basicamente constituídos por conversores DC/DC bidireccionais como o apresentado na secção 6.3.3. Portanto, utilizar-se-  um conversor DC/DC para as baterias e outro para os supercondensadores, ligados em paralelo para implementar a topologia activa em

paralelo. Por outro lado, a emulação de carga será realizada com outro conversor DC/DC alimentado por uma fonte reversível.

Cada conversor necessita de dois interruptores de potência controláveis e por conseguinte poder-se-á utilizar um braço de um inversor trifásico comercial para realização de cada conversor DC/DC. Assim, e tendo presente a perspectiva de evolução do *set-up* experimental, seleccionou-se um inversor trifásico para implementar os três conversores DC/DC que serão colocados em paralelo, perfazendo assim um conversor DC/DC de múltiplas entradas. O inversor utilizado é da marca INFINEON com a referência 6PS0400R12KE3-V e respectivos controladores *EiceDRIVER™* 3ED300C17-ST [7.21]. Uma fotografia do inversor trifásico e respectiva topologia é apresentada na Figura 7.3.

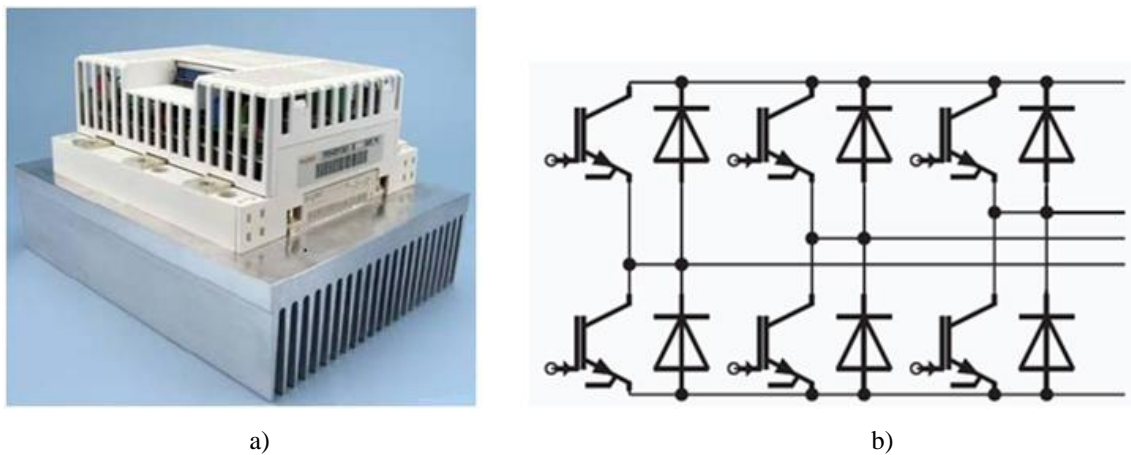


Figura 7.3. Inversor trifásico comercial da INFINEON: a) fotografia do aspecto externo; b) topologia.

Como ilustra a Figura 7.3 a), os três braços de IGBT são montados sobre um dissipador, para dissipação das perdas por comutação dos respectivos interruptores de potência. Este inversor suporta tensões até 1200 V e tem uma corrente máxima de 400 A. Este modelo tem incorporado um sistema de monitorização interna de tensões, correntes e temperatura, que não foi utilizado neste trabalho por não possuírem resolução suficiente para a gama de valores em que se pretende trabalhar. No entanto, o sistema interno de monitorização permite que o inversor se proteja autonomamente contra situações extremas de sobretensões, sobrecorrentes, curto-circuitos, falhas na alimentação dos controladores e temperaturas excessivas de operação.

Foi necessário a inclusão de malhas *snubbers* capacitivas (470 nF, 1000 V da EPCOS), cuja principal função é crucial na ajuda à comutação dos IGBT, visto não estarem compreendidas na

versão original do inversor. Estes condensadores, de relativamente pequena capacidade, são colocados entre o colector e o emissor do IGBT, possuindo uma grande rapidez de funcionamento e suportando tensões muito elevadas. Assim, quando é solicitada a abertura em carga do comutador, estes condensadores ajudam a extinguir o pico de tensão que ocorre nessa altura. A inclusão destas malhas *snubbers* permite melhorar a qualidade dos sinais de saída dos conversores e por conseguinte melhorar o desempenho do sistema de electrónica de potência.

Os elementos passivos associados à implementa o dos conversores DC/DC são: uma bobina por cada conversor, um condensador ($C_{DC_{Link}}$) para o DC_{Link} e uma resistência com um valor fixo de 200 Ω colocada em paralelo com o $C_{DC_{Link}}$, que pode modelizar algum dos sistemas auxiliares. Os restantes elementos passivos foram dimensionados seguindo a metodologia apresentada no Anexo 2, tendo-se, como se mostra na Figura 7.2, utilizado uma bobina com núcleo de p  magnético em “E” para as baterias, uma bobina com núcleo de p  magnético toroidal para os supercondensadores e uma bobina (variável) com núcleo de chapas magnéticas para o sistema de emula o de carga, dimensionadas e projectadas para um valor nominal de indutância de 1,35 mH (Anexo 3). A capacidade do(s) condensador(es) utilizado(s) no DC_{Link} foi conseguida através da coloca o de 3 condensadores em paralelo (3300 $\mu\text{F} \pm 20\%$, 450 V da BHC), por forma a obter-se uma capacidade total de cerca de 10 mF.

7.2.3 UNIDADE DE PROCESSAMENTO E CONTROLO

Os sistemas baseados na técnica HIL têm como elemento principal uma unidade de processamento e controlo, que se pretende de tempo real. Algumas das solu es actualmente disponíveis no mercado, são baseadas em plataformas de *hardware* de utiliza o genérica, associadas, ou não, a um ambiente de desenvolvimento ou linguagem de programa o próprios. Estas plataformas são tipicamente dispositivos de comando e placas de aquisi o, com arquitecturas ou barramentos normalizados, que permitem a constru o de configura es próprias que contemplam valências de aquisi o, processamento, tratamento e armazenamento de dados, bem como a gera o de referências físicas, segundo os requisitos impostos pela técnica HIL a implementar.

Alguns dos equipamentos vocacionados para estes objectivos incluem alguns tipos de *Programmable Logic Controllers* (PLCs) (de diferentes fabricantes), alguns modelos de *Intelligent Electronic Devices* (IEDs), alguns sistemas dedicados   aquisi o e controlo, como são os sistemas dSPACE [7.22], os sistemas da OPAL-RT [7.23] e os sistemas *Compact*

Reconfigurable Input Output (cRIO) da National Instruments™ [7.24], e outras plataformas baseadas em barramentos industriais. De entre as soluções comercialmente disponíveis, apenas os sistemas da dSPACE, OPAL-RT e cRIO são adaptáveis aos propósitos académicos e facilmente instaláveis em laboratórios de uma escola universitária. A Figura 7.4 apresenta fotografias das plataformas de *hardware* de utilização genérica da dSPACE, OPAL-RT Technologies e National Instruments™.

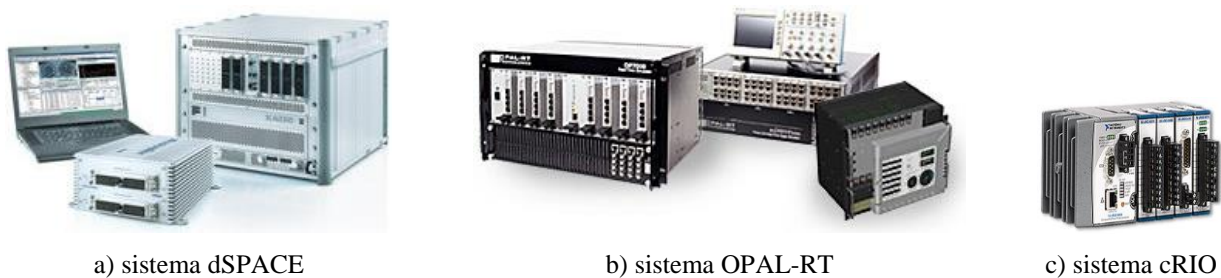


Figura 7.4. Exemplos de plataformas de *hardware* de utilização genérica.

A dSPACE é uma empresa de origem alemã que se especializou no desenvolvimento de plataformas de *hardware* que permitem uma utilização directa em ambiente Matlab®/Simulink® para aplicações de tempo real. O principal objectivo das suas plataformas é a implementação de sistemas de tempo real em ambientes de desenvolvimento laboratorial, principalmente no domínio das técnicas HIL nas áreas automóvel, aeroespacial e industrial. Os seus equipamentos não são vocacionados para implementação de sistemas embarcados. Por outro lado, os seus produtos, apesar de terem custos de aquisição elevados, possuem dos melhores desempenhos no mercado, com execução de ciclos em tempos inferiores a 10 μ s atendendo a possuírem placas com processadores dedicados de arquitectura PowerPC.

A OPAL-RT é uma empresa canadiana com produtos essencialmente baseados em estruturas de *hardware* dedicadas à implementação de simulações de sistemas complexos em tempo real, a partir de modelos desenvolvidos em Matlab®/Simulink®. As suas soluções utilizam os recursos de geração automática de código em linguagem C do Matlab® e um *software* proprietário de adaptação e compilação. Essa metodologia permite que os modelos sejam executados em computadores de arquitectura Intel “x86” com bom desempenho em tempo real e com tempos de execução inferiores a 50 μ s, utilizando recursos de computação paralela simétrica (*Symmetric MultiProcessing*). Tal como no caso da dSPACE, as suas principais áreas de aplicação são o desenvolvimento de plataformas de teste laboratorial com a técnica HIL.

A National Instruments é uma empresa sediada nos EUA, com um vastíssimo leque de produtos, dispositivos e acessórios para aquisição, processamento, tratamento e armazenamento de dados. Para aplicações em tempo real, esta possui uma linha de equipamentos particularmente dedicada a estas aplicações, designada por CompactRIO (cRIO), que correspondem a verdadeiros PLCs de alto desempenho, configuráveis em termos dos seus interfaces (entradas e saídas) e capacidades de processamento, com versões robustas para uso em aplicações industriais e de grande rigor. Todas as ferramentas de desenvolvimento da cRIO são baseadas na linguagem proprietária LabView® e sua extensão para execução em tempo real, LabViewRT®. As configurações da cRIO possuem um custo significativamente mais baixo, para sistemas com poucas entradas e saídas, em comparação com as placas das suas congéneres dSPACE e OPAL-RT, e possuem ainda óptimos desempenhos, com uma amostragem na ordem dos 5 a 50 μ s, para processamento de dados e controlo, graças ao uso de processadores dedicados com arquitectura PowerPC e uma placa de apoio com FPGA. Ao contrário dos anteriormente analisados, os dispositivos cRIO são embarcáveis, não tendo a necessidade de estarem permanentemente acoplados a um PC dedicado, uma vez compilada a aplicação a executar.

De entre as opções comercialmente disponíveis, a unidade de processamento e controlo, foi escolhida com base nas tarefas críticas indispensáveis para este tipo de testes, como são, a velocidade de aquisição, tratamento de dados, robustez e capacidade de ser embarcada em protótipos, e ainda o seu custo total.

Com base nas características pretendidas e tendo particular relevo o custo da aquisição, bem como a futura possibilidade de incorporação no protótipo VEIL, a escolha recaiu numa unidade cRIO da National Instruments™, com módulos de entradas e saídas.

7.2.3.1 Compact Reconfigurable Input Output (cRIO)

A cRIO baseia-se num sistema de entradas e saídas composto por módulos independentes que permitem grande versatilidade, podendo ser trocados em função da aplicação pretendida, sem que haja necessidade de alterar o sistema global. A Figura 7.5 apresenta o controlador de tempo real baseado num *Digital Signal Processor* (DSP), respectivo chassis com FPGA integrada e diferentes módulos de entradas/saídas.

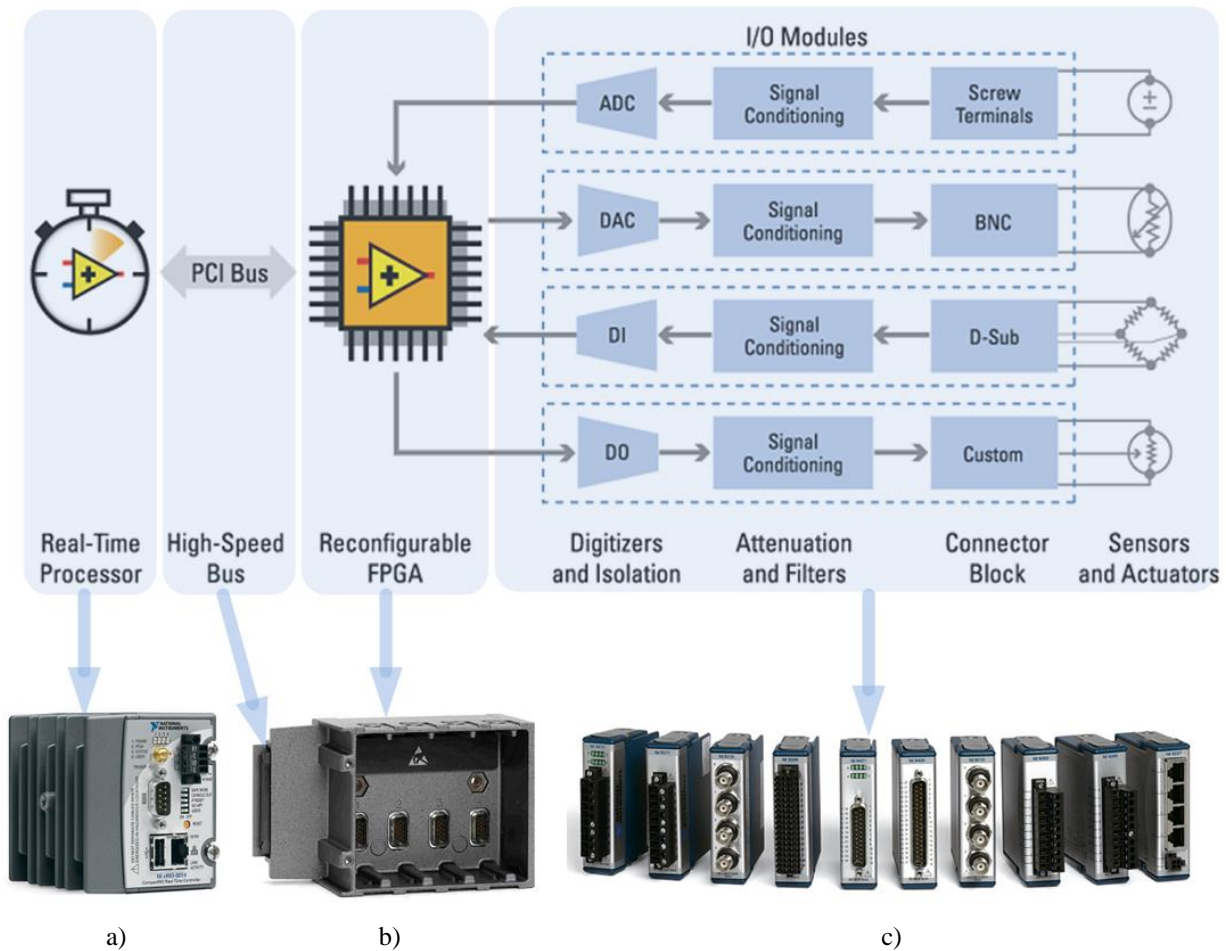


Figura 7.5. Arquitectura do sistema reconfigurável cRIO e respectiva correspondência de *hardware*: a) controlador baseado num DSP b) chassi com FPGA; c) variedade de módulos de entrada/saída.

O elemento estruturante deste tipo de unidade de processamento e controlo é o seu chassi com uma FPGA, conferindo-lhe uma elevada velocidade de operação na aquisição e filtragem de sinais, em simultâneo, com a geração de referências de comando para o sistema a controlar, com a mesma taxa temporal, podendo efectuar estas duas tarefas em paralelo, sem que existam interferências temporais entre as mesmas. O chassi recebe do seu lado esquerdo o controlador de tempo real baseado num DSP, que possibilita a ligação a um computador remoto através de uma rede *Ethernet*, que permite, ainda, a realização de tarefas em tempo real, no que se refere ao tratamento, manipulação e armazenamento de dados. O controlador é responsável pela realização de tarefas críticas com base temporal fixa através dos dados adquiridos pela FPGA e produz os sinais de referência para que a FPGA gere os respectivos sinais de comando.

Nos pressupostos da implementação física a realizar, foi escolhido um controlador NI cRIO-9022 (*Real-Time Controller with 256 MB DRAM, 2 GB Storage*) e um chassi NI cRIO-

9111 (4-Slot, Virtex-5 LX30 cRIO *Reconfigurable Chassi*) que pode receber até quatro módulos de entradas e saídas.

A aquisição dos sinais das grandezas a controlar e geração de sinais de comando são realizadas através de módulos específicos que se adicionam ao chassi da cRIO.

7.2.3.2 Módulos de Aquisição e Geração de Sinais da cRIO

Atendendo às necessidades do *set-up* experimental em termos de aquisição e geração de sinais, foram escolhidos dois módulos a integrar no chassi da cRIO. Para aquisição de sinais analógicos de tensão e corrente, optou-se pelo módulo NI 9201 (8-Ch, ± 10 V, 500 kS/s, 12-Bit *Analog Input Module*), para o qual se deverá escolher transdutores compatíveis. Para a geração dos sinais de comando dos IGBT recorreu-se ao módulo NI 9474 (8-Channel 5 to 30 V, 1 μ s, *Sourcing Digital Output Module*).

No entanto, este último módulo necessita de uma fonte de tensão externa para gerar os sinais de comando dos IGBT. A tensão a aplicar tem de estar dentro da gama aceitável do módulo e da gama de ataque das *gates* dos IGBT. São ainda necessárias resistências de *pull-down* (duas por cada braço). Os controladores dos IGBT fazem com que cada interruptor de potência entre em condução quando a tensão de comando está acima dos 11 V e força-o a entrar na zona de corte quando está abaixo de 4 V. Assim, a função das resistências de *pull-down* é garantir que, quando nenhum sinal é injectado na entrada do comando dos IGBT, esta fique directamente ligada à massa. Portanto, o conjunto das resistências de *pull-down* são utilizadas no sentido de permitirem o comando dos IGBT, interligando o módulo NI 9474 de geração de PWM do sistema cRIO aos controladores dos IGBT.

7.2.3.3 Linguagem de programação da cRIO - LabView®

Após a selecção da cRIO como unidade de processamento e controlo do *set-up* experimental a implementar para realização dos ensaios de validação às estratégias de gestão de energia desenvolvidas neste trabalho, foi necessário familiarizar-se com o ambiente de desenvolvimento LabView®, único reconhecido pela unidade cRIO. O ambiente de desenvolvimento LabView® [7.24] possui uma linguagem de programação denominada por *graphical language* que é baseada no paradigma de codificação totalmente gráfica, com blocos elementares de programação, componentes e estruturas de dados, que podem ser associados para construir um determinado programa. A linguagem tem vindo a ser desenvolvida desde meados da década de 80 e permite

representar visualmente, de forma sistémica e intuitiva, um algoritmo ou processo, inclusive com conceitos de programação paralela, de forma inteligível.

Este ambiente de desenvolvimento permite criar uma interface com o utilizador designada normalmente por painel frontal (*front panel*), onde se interage com a aplicação criada através de instrumentos virtuais (*Virtual Instruments - VI*). A Figura 7.6 apresenta um exemplo de painel frontal implementado em LabView[®], especialmente desenvolvido para controlo e aquisição de dados dos testes a realizar no âmbito dos ensaios de validação das estratégias de gestão.

Por trás desta janela, *front panel*, existe uma outra janela com um VI que contém as ligações entre todos os blocos que modelizam a programação de base das rotinas de aquisição, tratamento, armazenamento de dados e geração de referências de comando. A janela resultante da programação no âmbito deste trabalho será discutida num ponto subsequente, tendo como VI principal o apresentado na Figura 7.10.

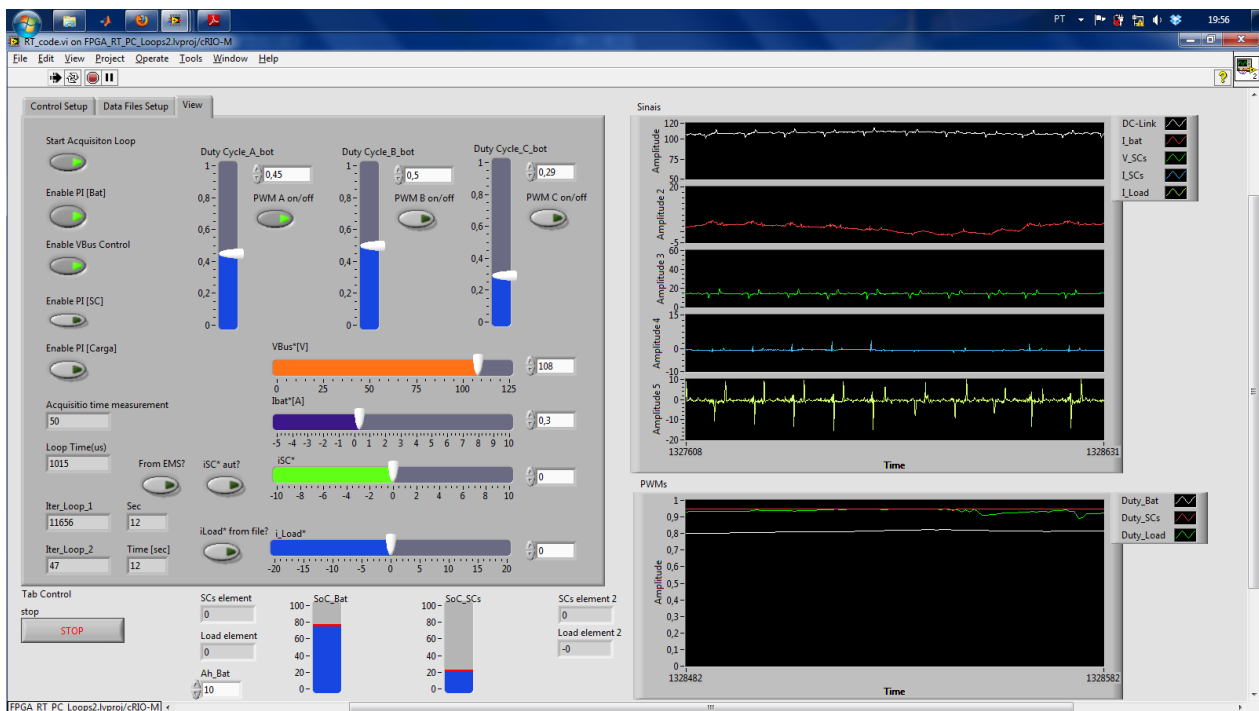


Figura 7.6. Painel frontal de interação com o utilizador da aplicação criada em LabView[®].

7.2.4 TRANSDUTORES UTILIZADOS NAS AQUISIÇÕES DE SINAIS

Os dispositivos de entrada de accionamentos electromecânicos são essencialmente sensores e transdutores, que permitem a leitura e a conversão de grandezas físicas do processo a controlar

(tensões, correntes, potências, velocidades, rotação, etc.) para sinais amostrados digitalmente. Os requisitos típicos de resolução, taxas de aquisição e amostragem digital variam em função da aplicação e sobretudo da dinâmica da variável a controlar. Tipicamente, para sistemas de electrónica de potência com controlo PWM utiliza-se uma resolução do sinal entre 10 a 16 bits e uma frequência de aquisição entre 1 e 5 kHz [7.25]. No entanto, com a evolução dos controladores e respectiva capacidade de processamento digital de sinais (DSPs) existe uma tendência para se utilizarem conversores analógico-digitais e digital-analógicos de maior resolução (18, 20 e 24 bits) e uma amostragem até 50 kHz.

Neste trabalho, os transdutores utilizados para aquisição de sinais a serem realimentados na unidade processamento e controlo devem possuir características mínimas de resposta, precisão e banda passante, tal como os referidos em alguns trabalhos de investigação [7.2] [7.6] [7.10] [7.17] [7.18]. Nestes ensaios, os transdutores utilizados, na aquisição dos sinais de tensão e corrente, foram os seguintes: quatro pontas de prova diferencial de tensão “GE 8115” da marca Sefram Instruments et Systèmes e quatro pinças amperimétricas de efeito *Hall* “E3N” da Chauvin Arnoux.

A ponta de prova diferencial “GE 8115”, apresentada na Figura 7.7 a), tem uma banda passante de 30 MHz, uma tensão em modo comum de 1500 V, com factores de atenuação de 100 e 1000, uma precisão de $\pm 3\%$ e com um isolamento de 3.^a categoria a 1500 V (IEC 1010).



Figura 7.7. a) Ponta de prova diferencial “GE 8115”; b) Pinça amperimétrica de efeito *Hall* “E3N”.

As pinças amperimétricas de efeito *Hall* “E3N” com saída BNC, como mostra a Figura 7.7 b), medem correntes AC e DC com grande precisão, $\pm 3\%$ na gama de 50 mA a 10 A e $\pm 4\%$ de 1 A

a 100 A, numa gama de frequências até 100kHz (0,5 dB) e com saída em tensão de 100 mV/A e 10 mV/A, respectivamente.

A utilização dos transdutores aqui apresentados resulta do seu carácter não invasivo e do tipo de sinais a monitorizar (banda passante e amplitudes máximas) e dos recursos disponíveis no Laboratório de Accionamentos Electromecânicos do ISEC - IPC.

7.2.5 EMULAÇÃO DO SISTEMA DE TRACÇÃO

Atendendo à técnica HIL escolhida (Figura 7.1) para validar experimentalmente as estratégias de gestão definidas no Capítulo 5, de forma a emular a carga solicitada pelo sistema de tracção do protótipo VEIL, como uma carga dinâmica, utilizou-se um sistema de electrónica de potência interligado ao DC_{Link} , que funcionará como fonte de corrente controlada. Assim, aproveitou-se o terceiro braço do inversor trifásico para implementar um conversor DC/DC bidireccional controlado em corrente. Portanto, o objectivo consiste em retirar do DC_{Link} uma potência equivalente à anteriormente obtida por simulação para o protótipo VEIL em função do ciclo estudado. Para o efeito, adicionou-se ao *set-up* três baterias de ácido-chumbo (12 V e 45 Ah) ligadas em série, conforme exemplifica a Figura 7.2.

Desta forma, em termos de controlo, com base no sinal de referência produzido por simulação da potência solicitada para o protótipo VEIL, $P_{dem}^*(t)$, devidamente reajustada à escala do *set-up* implementado (500 W), e da tensão das baterias de ácido-chumbo, $v_{Load}(t)$, obtém-se a corrente de referência $i_{Load}^*(t)$, conforme apresenta a equação (7.1),

$$i_{Load}^*(t) = \frac{P_{dem}^*(t)}{v_{Load}(t)} \quad (7.1)$$

tendo-se replicado, para este conversor DC/DC, o controlador de corrente anteriormente apresentado para as baterias e os supercondensadores do veículo (ver Secção 6.3.3.3). Portanto, o controlador PI responde com novos *duty-cycles* a aplicar aos IGBT deste braço, para compensar o erro em corrente dado pela diferença entre a corrente de referência (i_{Load}^*) e a que é medida (i_{Load}).

Os controladores projectados para responder às necessidades da implementação prática do *set-up* experimental foram traduzidos para ambiente de desenvolvimento LabView[®], inserindo-se na malha de realimentação dos sistemas a controlar.

7.2.6 CÓDIGO DESENVOLVIDO EM LABVIEWRT®

A unidade de processamento e controlo, interage com o *hardware* de potência, através da leitura realizada às grandezas a controlar, com auxílio dos respectivos transdutores, e da geração de sinais de comando para os interruptores de potência, podendo dividir-se em quatro tarefas distintas: aquisição e tratamento dos sinais, implementação das malhas de controlo, armazenamento de dados e geração dos sinais de comando PWM para os semicondutores. A primeira e a última tarefa são implementadas na FPGA e as outras duas no controlador da cRIO.

7.2.6.1 Código implementado na FPGA da cRIO

A FPGA tem a responsabilidade de adquirir e amostrar os sinais lidos pelos transdutores, em condições mínimas de poderem ser utilizados para um controlo em malha fechada em tempo real e simultaneamente gerar sinais de comando para os IGBT.

A primeira tarefa é executada através da implementação do código apresentado na Figura 7.8, que obedece a uma estrutura sequencial, composta por três fases. Uma primeira que gera o ciclo de relógio para sincronizar as aquisições. Essas, por sua vez, na sequência seguinte, são adquiridas (bloco roxo), a par do tratamento das amostras do ciclo anterior, onde é aplicado em cada sinal adquirido, um filtro *butterworth* de 2.^a ordem, com frequência de corte de 1 kHz. Por último, uma sequência de validação dos dados adquiridos.

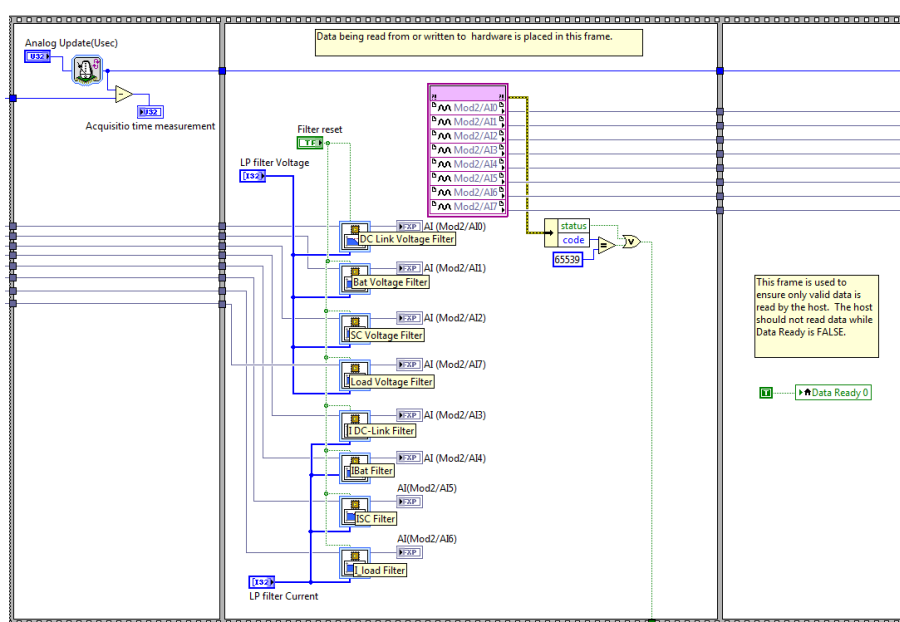


Figura 7.8. Código implementado na FPGA para aquisição e tratamento dos sinais.

A segunda tarefa da FPGA diz respeito à geração dos sinais PWM utilizados para o comando dos IGBT. A técnica PWM está amplamente referenciada na literatura, sendo largamente utilizada no comando dos sistemas de electrónica de potência, podendo controlar o seu sinal de saída em frequência e amplitude. A técnica utilizada é conhecida como a *Carrier-Based PWM*, onde se gera uma onda triangular de frequência elevada (> 1 kHz) e se compara com a referência de *duty-cycle* gerada pelos controladores utilizados. Do resultado dessas comparações geram-se sinais digitais com dois estados, “0” e “1”, que devidamente acondicionados pelo módulo de saída, produz os sinais de comando para as *gates* dos IGBT. [7.26]

Desta forma, o código apresentado na Figura 7.9, de forma sincronizada com as aquisições feitas na rotina anteriormente apresentada, gera os sinais digitais para o comando dos interruptores de potência, com base nos *duty-cycles* obtidos pelo cálculo das respectivas malhas de controlo. O *duty-cycle* de referência (interruptor S2) e o seu complementar ($1 - d$), comparados com o sinal triangular de frequência 20 kHz, produzem, em cada ciclo de relógio, os sinais digitais de comando para os IGBT. O bloco a roxo da Figura 7.9 transfere os sinais assim gerados para o módulo que permite amplificá-los e compatibilizá-los com os sinais necessários aos controladores para comandar as *gates* dos IGBT.

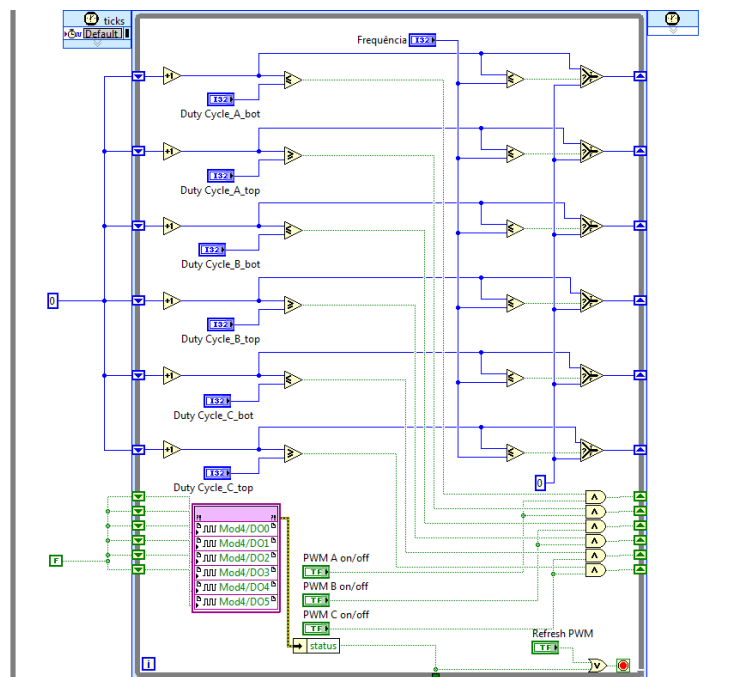


Figura 7.9. Código implementado na FPGA para geração dos sinais PWM para comando dos IGBT.

7.2.6.2 Código implementado no Controlador da cRIO

O código implementado no controlador da cRIO tem por base a estrutura sequencial apresentada na Figura 7.10 e tem associado o painel frontal apresentado na Figura 7.6, que permite a visualização de alguns dados e parametrização de todo o sistema de controlo, como é a frequência do PWM, frequência de corte dos filtros aplicados aos sinais adquiridos, ganhos dos transdutores utilizados, ganhos dos controladores PIs e respectivos limites.

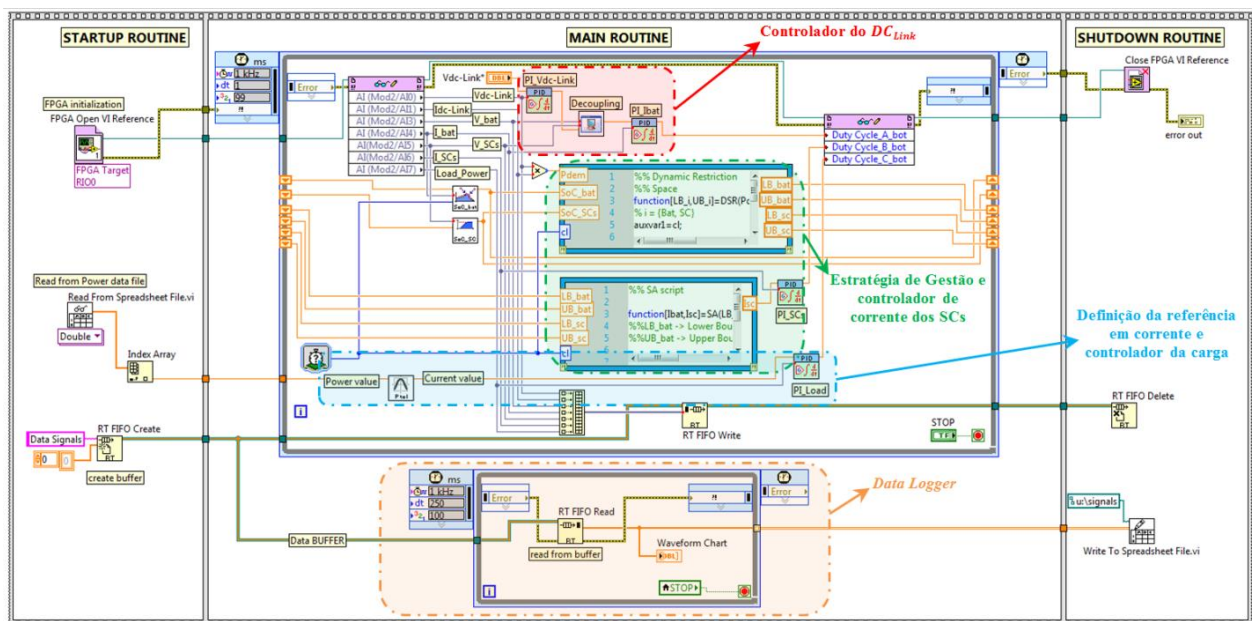


Figura 7.10. Implementação em ambiente LabView[®] do código para leitura dos sinais medidos, carregamento das referências, realização das malhas de controlo, obtenção de referência de comando e armazenamento de dados, para o HIL implementado.

O código LabView[®] da Figura 7.10, tem três fases sequenciais. Uma primeira de inicialização (à esquerda), uma segunda com a rotina principal (ao centro) e uma terceira fase com a rotina de encerramento do ciclo. A rotina de inicialização começa o ciclo da FPGA, na qual faz o carregamento dos dados para a geração da referência em potência solicitada pelo sistema de tracção e, paralelamente, abre a rotina de armazenamento de dados (*data logger*). Seguidamente, o programa transita para a rotina principal, onde o controlador recebe os dados adquiridos e tratados pela FPGA, através do módulo roxo (à esquerda). Os sinais amostrados pela FPGA e recebidos no DSP são utilizados por três malhas de controlo distintas, uma por cada conversor DC/DC implementado. Assim, no primeiro conversor, cuja principal responsabilidade é manter a estabilidade da tensão do DC_{Link} , que é alimentado pelas baterias de Ni-MH, implementou-se uma cascata de PIs com o método *decoupling* (zona sombreada a vermelho na Figura 7.10). Para

o segundo conversor, alimentado pelos supercondensadores, tem em cascata a estratégia de gestão que produz uma referência em corrente, que por conseguinte é utilizada num controlador em corrente (zona sombreada a verde na Figura 7.9). O terceiro conversor, que permite a emulação de carga, é controlado em corrente com base no sinal de potência solicitada pelo sistema de tracção e obtido por simulação (zona a azul na Figura 7.9). Por último, os sinais de referência para os *duty-cycles* obtidos são enviados para a FPGA através do módulo roxo à direita. O subciclo dos controladores tem uma taxa de actualização de 1 ms.

Finalmente, havendo a necessidade de fazer um registo dos dados adquiridos para futura representação, implementou-se ainda na rotina principal uma sub-rotina para realizar o armazenamento desses dados em disco, através de uma sequência que corre com um ciclo de relógio bastante mais lento do que as malhas de controlo (250 ms).

7.2.6.2.1 Controladores dos Conversores DC/DC

A lógica de controlo, aplicada ao primeiro conversor DC/DC (zona a vermelho na Figura 7.10), passa pela aquisição do valor de tensão do DC_{Link} e da corrente das baterias de Ni-MH. A tensão do DC_{Link} é comparada com a sua referência (valor fixo de 108 V), sendo o erro tratado por um controlador PI que devolve uma referência em corrente, referente ao DC_{Link} . Por conseguinte, utilizando o método de *decoupling*, passa-se a referência obtida para o referencial das baterias, dando assim um sinal de referência para a corrente a fornecer pelas mesmas. Desta forma, o sinal de referência é comparado com a corrente medida nas baterias e o respectivo erro é avaliado por um segundo PI que gera o sinal de *duty-cycle*.

A malha de controlo para o conversor dos supercondensadores (zona a verde na Figura 7.10) é um controlador em corrente, idêntico ao anteriormente discutido para a corrente das baterias de Ni-MH. A diferença passa exclusivamente pela forma de obtenção do sinal de referência da corrente, sendo este obtido através de uma estratégia de gestão implementada no código em LabView[®]. No caso do presente estudo, foram consideradas quatro estratégias diferentes, uma baseada no método de desagregação da frequência do sinal da potência, outra no mapa de eficiência do sistema de alimentação híbrido, e duas outras numa estratégia de gestão hierárquica com recurso a restrição dinâmica do espaço de pesquisa e meta-heurística (SA e PSO).

Por último, o conversor que emula a carga do sistema de tracção (zona a azul), recorre ao mesmo princípio do controlo em corrente que os dois anteriores, sendo que neste caso o sinal de

referência em corrente resulta do sinal de referência da potência ($P_{dem}^*(t)$) e do valor da tensão aos terminais das baterias de ácido-chumbo, e utilizando a equa o (7.1), obt m-se o sinal $i_{Load}^*(t)$.

7.2.6.2.2 Estratégias de Gestão

A implementa o das estratégias de gestão está dependente da forma como são definidas.

A estratégia baseada no método de desagrega o da frequência do sinal da potência, parte do princípio que existe conhecimento prévio da potência solicitada ao sistema de alimenta o e portanto, não é um método directamente aplicável em tempo real. Assim, tratou-se previamente o sinal de potência, conforme se apresentou na Sec o 5.2.1. Essa desagrega o permite obter *a priori* o sinal de referência para a potência dos supercondensadores. Portanto, com base nesse sinal, e recorrendo ao valor medido da tensão dos supercondensadores, calculou-se a corrente de referência necessária para implementar a sua malha de controlo. De certa forma, utiliza-se a mesma abordagem que se usou na emula o da carga do sistema de trac o.

A estratégia baseada no método que utiliza mapas de eficiência pode ser implementada directamente, por não ter a necessidade de conhecer por antecipa o a potência solicitada ao sistema de alimenta o. Portanto, conforme a Sec o 5.2.2, e particularmente a equa o 5.7, com a realimenta o dos valores da tensão do DC_{Link} e da corrente fornecida à carga, obt m-se o sinal de referência de potência para os supercondensadores, que com a realimenta o da sua tensão, permite obter a corrente de referência para aplicar ao controlador PI.

Por último as estratégias baseadas na restri o dinâmica do espaço da procura com recurso a meta-heurísticas foram, tal como no Simulink[®], implementadas com um bloco que permite a leitura e implementa o de código Matlab[®], designado por “*MathScript RT Module*”. Desta forma utilizaram-se dois blocos em cascata, um para restringir dinamicamente o espaço de procura de solu es e um outro que toma a decisão. O primeiro, com base na potência no DC_{Link} e nos SoCs das duas fontes, fornece ao bloco seguinte os limites da região a pesquisar. O segundo utilizando técnicas de optimiza o meta-heurísticas (*SA* ou *PSO*), toma decisões sobre como dividir a potência entre as baterias de Ni-MH e os supercondensadores, minimizando a fun o objectivo apresentada em (5.13). A saída do segundo bloco fornece a referência em corrente para o controlador dos supercondensadores. Atendendo à estratégia de controlo escolhida para o conversor das baterias de Ni-MH, a propor o em falta de potência para alimentar a carga será gerada pelo próprio controlador desse conversor para evitar que a tensão do DC_{Link} caia.

7.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Os resultados experimentais obtidos para validação das estratégias de gestão, tiveram como pressuposto inicial a validação do *set-up* ($V_{DC_{Link}} = 108 V$, $500 W$ e $\frac{V_{DC_{Link}}}{V_{Bat}} \approx 3$), com principal ênfase nos conversores DC/DC e respectivas malhas de controlo. Assim, numa primeira fase fizeram-se testes a cada conversor DC/DC em particular, por forma a verificar o seu bom funcionamento e respectivos controladores. Numa segunda fase, efectuaram-se testes com a emulação da carga, onde se modelizou a potência solicitada ao sistema de alimentação, para os quatro ciclos de condução normalizados apresentados na Figura 4.3, e assim se verificou o desempenho do sistema de alimentação em função da estratégia de gestão escolhida.

Todos os resultados obtidos tiveram como parâmetros nominais do sistema e especificações de controlo os apresentados na Tabela 7.2.

Tabela 7.2. Parâmetros nominais do sistema e especificações do controlo.

Símbolo	Descrição	Valor
L_{bat}	Indutância da bobina do conversor DC/DC das baterias Ni-MH	1,20 mH
L_{SC}	Indutância da bobina do conversor DC/DC dos supercondensadores	2,10 mH
L_{Load}	Indutância da bobina do conversor DC/DC para emulação da carga	1,24 mH
$C_{DC_{Link}}$	Capacidade do condensador do DC_{Link}	~ 10 mF
V_{bat}	Tensão nominal das baterias Ni-MH	36 V
V_{SC}	Tensão nominal dos supercondensadores	48,6 V
V_{Load}	Tensão nominal das baterias de ácido-chumbo	36 V
f	Frequência de comutação do PWM	20 kHz
$\xi_{bat,SC,Load,DC_{Link}}$	Coefficiente de amortecimento	1
$\omega_{n_{bat}}$	Frequência natural do sistema para o controlador de corrente das baterias Ni-MH	100 Hz
$\omega_{n_{SC}}$	Frequência natural do sistema para o controlador de corrente dos supercondensadores	100 Hz
$\omega_{n_{Load}}$	Frequência natural do sistema para o controlador de corrente do sistema de emulação de carga	100 Hz
$\omega_{n_{vDC_{Link}}}$	Frequência natural do sistema para o controlador de tensão do DC_{Link}	3 Hz

Atendendo ao facto de se terem implementado os controladores no DSP da cRIO, permitindo um tempo de desenvolvimento mais rápido, essa opção apresenta algumas restrições relativamente à taxa máxima de actualização dos controladores PIs, devido a uma resposta muito mais lenta do processador da cRIO (que, neste caso, está restrita a 1 kHz). Devido a esse facto, a

largura de banda das malhas de controlo teve de ser reajustada, tendo-se para o efeito escolhido um valor bastante conservativo em relação aos utilizados na simulação ($\sim 10x$ inferiores), conforme se apresenta na Tabela 7.2.

7.3.1 VALIDAÇÃO DO *SET-UP* EXPERIMENTAL

A primeira validação efectuada ao *set-up* experimental dividiu-se em cinco partes: nas quatro primeiras, verificou-se o bom funcionamento dos três conversores DC/DC e respectivas malhas de controlo [7.12] [7.13] [7.27], e na quinta, o desempenho das estratégias de gestão de energia.

Iniciaram-se os procedimentos de verificação com testes aos conversores, onde através do painel frontal (Figura 7.6) se introduziram manualmente diferentes *duty-cycles*, anulando assim as malhas de controlo. Esta metodologia permitiu acompanhar de perto a visualização do bom funcionamento da electrónica de potência.

A Figura 7.11 apresenta dois oscilogramas com a corrente de um dos conversores DC/DC (azul), tensão aos terminais da respectiva bobina (amarelo) e *duty-cycle* aplicado (verde). Os resultados do primeiro ensaio (Figura 7.11 a)), onde se estabeleceu um *duty-cycle* de 45%, mostram algumas grandezas (*duty-cycle*, tensão e corrente na bobina) relativas à elevação da tensão do DC_{Link} , do valor presente na fonte (38,2 V), para 69,1 V. Num segundo teste, modificou-se manualmente o *duty-cycle* para o valor de 60% (Figura 7.11 b)), o que originou um novo aumento da tensão do DC_{Link} para cerca de 95 V.

O aumento da tensão do DC_{Link} é conseguido com um tempo maior dado à carga da bobina, armazenando mais quantidade de energia, e que por conseguinte, terá de ser libertada na fase seguinte, em que um interruptor passa ao estado de condução e o outro ao estado de corte. A onda da corrente é representativa das duas fases de carga e descarga da bobina, induzindo o respectivo *ripple* na sua evolução, sendo controlado pelo valor da indutância utilizada. Como se verifica nos dois ensaios, os sinais de comando dos IGBT têm uma frequência em torno dos 20 kHz, como estipulado no dimensionamento dos conversores.

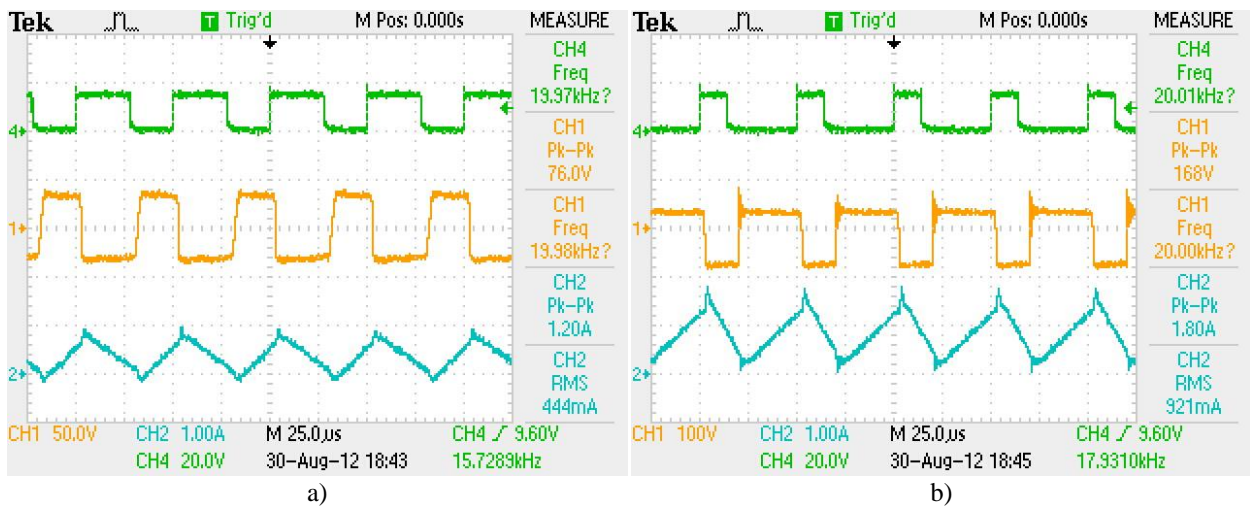


Figura 7.11. Oscilogramas com a representação da corrente (onda a azul) de um conversor DC/DC, tensão (onda a laranja) na respectiva bobina e *duty-cycle* (onda a verde) aplicado ao semiconductor S1 da topologia utilizada (Tabela 6.1): a) *duty-cycle* de 45%; b) *duty-cycle* de 60%.

Desta forma, verificou-se um bom funcionamento da topologia escolhida para os conversores DC/DC, respondendo devidamente às variações de *duty-cycle*, tendo-se obtido ondas típicas para a corrente de entrada no conversor DC/DC e tensão na bobina. Interessa agora analisar o funcionamento dos conversores incluindo as respectivas malhas de controlo. Desta forma, continuaram-se com os procedimentos de validação dos conversores em malha fechada, passando-se a controlar a tensão do DC_{Link} e as correntes dos conversores.

No segundo ensaio efectuado pretendeu-se visualizar o desempenho do arranque do sistema e estabilização do valor da tensão do DC_{Link} , próximo do seu valor de referência $V_{DC_{Link}} = 108 V$ ($t \in [1, 2] s$), e ainda uma resposta a variações de corrente solicitada ao sistema de alimentação ($t \in [4,5, 9,3] s$). Os resultados relativos a esses procedimentos são apresentados na Figura 7.12.

O procedimento de arranque situado no período compreendido entre $[1, 2] s$ destina-se a elevar a tensão do DC_{Link} , pela primeira vez, para a tensão nominal de 108 V, tendo como única carga uma resistência de aproximadamente 200Ω (correspondente à modelização de alguns sistemas auxiliares do veículo). Portanto, o $V_{DC_{Link}}$ começa com o valor da tensão presente nas baterias de Ni-MH ($\sim 40 V$) e atinge o seu valor nominal (108 V), sensivelmente em 0,4 s. Esta acção concretiza-se pelo fornecimento de uma corrente de cerca de 10 A ao sistema, durante esse transitório, por parte das baterias que suportam o DC_{Link} . A corrente absorvida pela carga resistiva aumenta com o respectivo aumento do valor da tensão do DC_{Link} (cerca de 0,5 A).

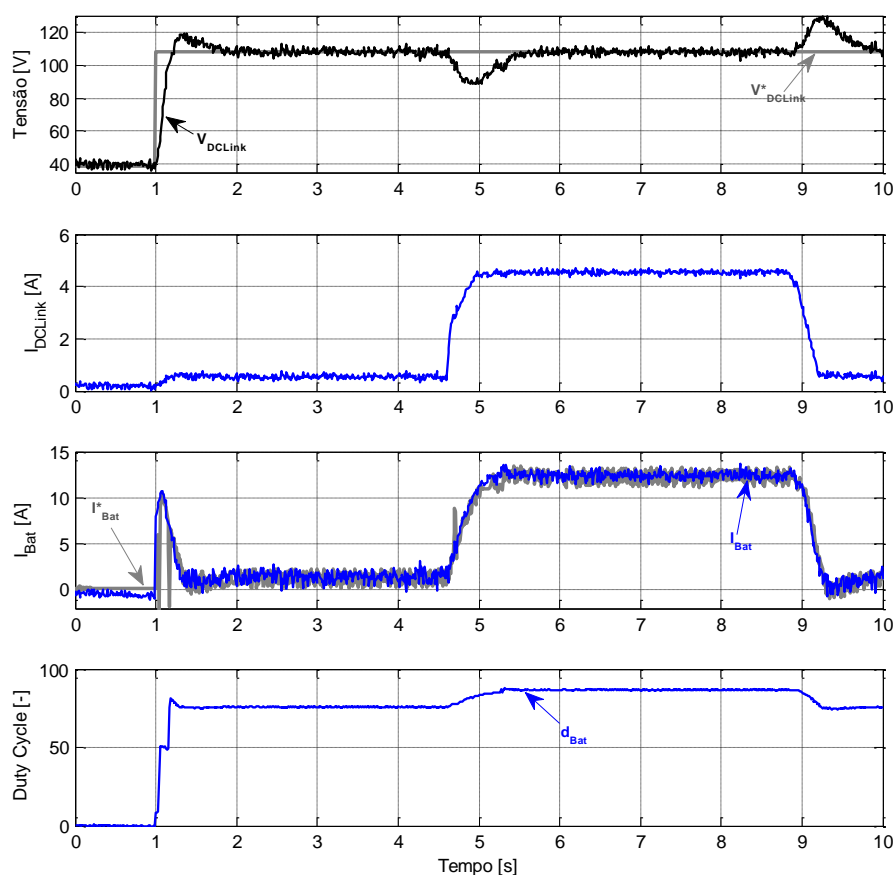


Figura 7.12. Resultados experimentais obtidos para o conversor DC/DC das baterias de Ni-MH e respectivo controlador.

Apesar de uma resposta dinâmica bastante mais lenta dos controladores comparativamente à simulações, as tensões, as correntes e os *duty-cycles* têm uma evolução em perfeita conformidade com o esperado, sem oscilações significativas e um ligeiro ruído de alta frequência, relativo aos sistemas de aquisição dos sinais.

De seguida, após a estabilização da tensão do DC_{Link} , aos 4,5 s é feita uma diminuição do valor da resistência de carga colocada no DC_{Link} , por forma a aumentar a potência requerida ao sistema de alimentação (cerca de 9 x). Como consequência desse aumento de carga, o controlador das baterias responde com o aumento do fornecimento de corrente para o DC_{Link} , fazendo com que as baterias passem a debitar uma corrente de 12 A. Aos 9,3 s a carga é reduzida para o valor inicial, tendo-se retomado os valores de corrente anteriormente obtidos. Esta perturbação na carga do sistema introduziu um erro de regulação da tensão do DC_{Link} , tendo o respectivo controlador actuado rapidamente, minimizando a flutuação da tensão $V_{DC_{Link}}$ (abaixo de ± 16 V), com a altera o da corrente fornecida pelas baterias e assim compensar o aumento da potência. Por conseguinte, estes fluxos de energia são correctamente tratados pelo sistema de controlo, e o erro

máximo da tensão introduzido no DC_{Link} é inferior a 15%, para a potência nominal (500 W) do *set-up* implementado.

No terceiro ensaio utilizaram-se em paralelo os dois conversores DC/DC que interligam as fontes de energia (baterias e supercondensadores) ao DC_{Link} , e efectuou-se uma troca de energia entre as baterias e os supercondensadores, o que permitiu uma carga ligeira dos mesmos, e posterior contributo dado à alimentação para uma variação de carga no DC_{Link} . Esses procedimentos originaram os resultados apresentados na Figura 7.13.

Após a estabilização da tensão $V_{DC_{Link}}$ no seu valor nominal, forçou-se manualmente, por acção no painel frontal do programa realizado em LabView® (potenciómetro de barra verde na Figura 7.6), uma alteração na referência de corrente do controlador dos supercondensadores (i_{sc}^*). A variação dessa referência divide-se em duas fases, uma em que é negativa e outra positiva. A primeira permite a carga dos supercondensadores e a segunda o apoio às baterias no fornecimento de energia à carga, que por sua vez foi aumentada. Em todo o ensaio, verificou-se um perfeito seguimento da corrente medida nos supercondensadores com a sua referência.

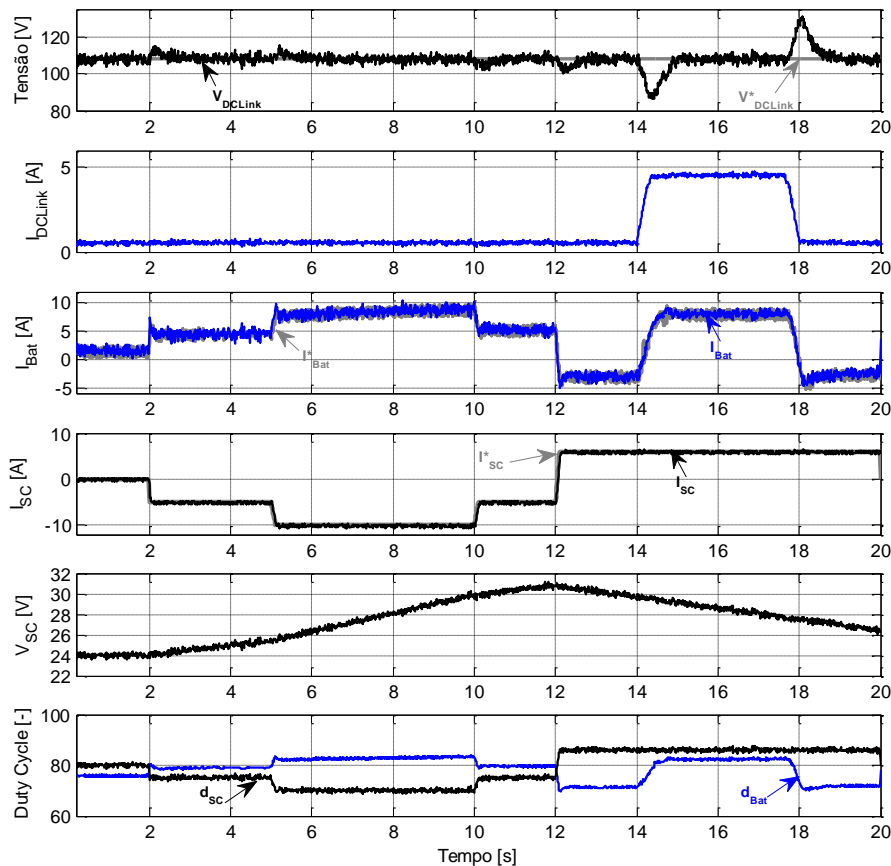


Figura 7.13. Resultados experimentais obtidos para os conversores DC/DC das baterias de Ni-MH, supercondensadores e respectivos controladores.

A primeira fase decorre entre os 2 s e 12 s, verificando-se o aumento da tensão aos terminais dos supercondensadores (passa de 24 V para 31 V). Por outro lado, a sua corrente absorvida é fornecida pelas baterias, na devida proporção da variação das referências, mantendo a alimentação à carga (0,5 A) e a estabilização da tensão do DC_{Link} em torno do seu valor nominal. Durante as transições efectuadas na referência de corrente dos supercondensadores, verificaram-se oscilações muito pequenas na tensão do DC_{Link} , com valores sempre inferiores a $\pm 5\%$.

A segunda fase, depois dos 12 s, consistiu em colocar os supercondensadores a fornecerem ao DC_{Link} uma corrente constante de 6 A e induziu-se o mesmo aumento de carga do que no ensaio anterior. Durante essa fase, verifica-se uma descarga progressiva dos supercondensadores com o respectivo abaixamento do valor de tensão aos seus terminais. Nos períodos em que não houve aumento da potência solicitada ao sistema de alimentação, $t \in [12, 14]$ s e $t \in [18, 20]$ s, observa-se uma redução, na mesma proporção, da corrente fornecida pelas baterias, ao ponto de passarem a receber energia do DC_{Link} , sendo este exclusivamente alimentado pelos supercondensadores. Tal como no ensaio anterior, verificam-se maiores oscilações na tensão $V_{DC_{Link}}$, nos instantes de aumento de carga e diminuição (14 e 18 s), contudo de menor amplitude (± 12 V) em virtude dos supercondensadores se encontrarem a suportar a potência fornecida ao sistema, deixando maior flexibilidade de resposta às baterias no controlo da estabilidade da tensão do DC_{Link} . Para responder ao aumento da potência solicitada, verificou-se um aumento na corrente das baterias que levou a que a tensão $V_{DC_{Link}}$ estabilizasse em torno da sua referência e ao fornecimento total da potência solicitada.

No quarto e último ensaio desta série, realizou-se um teste relativo à validação do conversor DC/DC que pretende emular a carga dinâmica do sistema de tracção. Aplicaram-se várias referências de potências (positivas e negativas) ao controlador do conversor das baterias de ácido-chumbo e observou-se a resposta do controlador de tensão do DC_{Link} . Os resultados relativos a este teste são apresentados na Figura 7.14.

Neste procedimento, introduziu-se uma referência em potência para o controlador do conversor DC/DC que efectua a emulação da carga, apresentando esta dois patamares positivos e dois patamares negativos, consoante se pretenda emular o modo de tracção ou o modo de travagem regenerativa de um veículo. A interligação deste terceiro conversor DC/DC introduziu um aumento de ruído de alta frequência nas leituras efectuadas para as variáveis a controlar, reflectidas na Figura 7.14. De todas, a corrente medida das baterias de ácido-chumbo é a que

apresenta uma maior distorção em relação à sua referência. Esse ruído vai repercutir-se em todo o sistema e por conseguinte regista-se também um aumento de distorção nas restantes variáveis, como sendo a corrente e tensão do DC_{Link} e na corrente das baterias de Ni-MH.

Regista-se um perfeito acompanhamento da potência das baterias de ácido-chumbo com a referência imposta pelo sistema de controlo. A variação da carga assim obtida, induz fluxos de potência entre a carga e o sistema de alimentação de forma dinâmica e controlada, como pretendido para a emulação dos ciclos de carga normalizados. A potência fornecida ou absorvida pelas baterias de ácido-chumbo tem resposta directa e concordante com as baterias de Ni-MH através dos respectivos controladores, tendo como objectivo fundamental o trânsito de potências, mantendo a estabilidade de tensão do DC_{Link} . A potência medida no DC_{Link} tem ligeiras diferenças relativamente à soma das potências absorvida pela carga e fornecida pelas baterias de Ni-MH, pelo simples facto de estar ligada uma resistência de $200\ \Omega$ no DC_{Link} . O diferencial de valores depende da fase em que o sistema de emulação injecta ou consome energia do DC_{Link} , sendo as baterias de ácido-chumbo ou Ni-MH a suportar a potência dissipada na resistência consoante a fase de operação, atendendo à posição em que se efectuaram os registos de corrente do DC_{Link} .

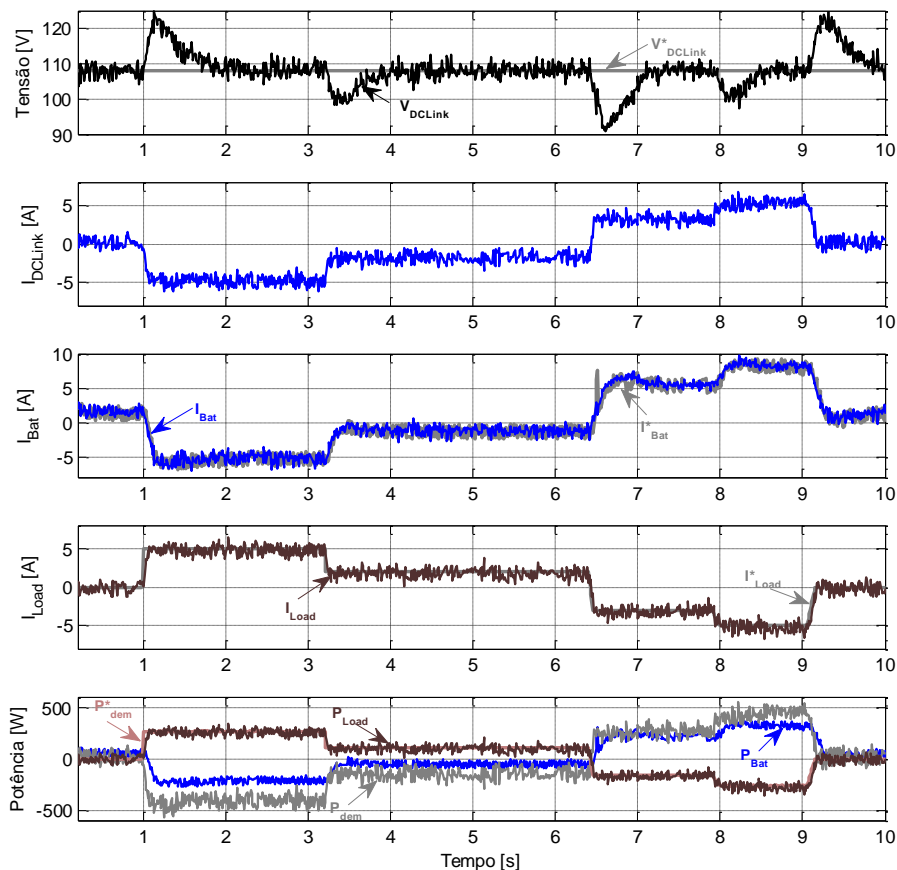


Figura 7.14. Resultados experimentais obtidos para validação da emulação dinâmica da carga do sistema de tracção.

Do ponto de vista do controlo da tensão do DC_{Link} , tal como acontecia com a variação de carga através da alteração da resistência da carga resistiva, verificaram-se oscilações para cada patamar de potência, seja ela positiva ou negativa. Contudo, as variações de tensão do DC_{Link} para a variação de carga dinâmica não são tão pronunciadas como as obtidas por alteração da carga resistiva para a mesma potência.

Desta forma, validou-se o *set-up* experimental, tendo-se verificado o correcto desempenho de cada conversor DC/DC e respectivo controlador, de forma separada e para os níveis de potência que se pretendem testar durante os ensaios com emulação de ciclos de condução normalizados. Os resultados encontram-se em sintonia com o esperado, do ponto de vista da topologia activa em paralelo para múltiplas fontes de energia e da estabilidade da tensão do DC_{Link} . A emulação dinâmica de carga, através de um terceiro conversor DC/DC e baterias de ácido-chumbo, funcionando como uma fonte de corrente controlada, demonstrou ser uma solução viável de emulação de carga variável com dinâmicas próximas das exigidas aos sistemas de tracção de um veículo eléctrico. Desta forma, encontra-se o *set-up* preparado para a validação experimental das diferentes estratégias de gestão de energia estudadas e implementadas no decurso deste trabalho, em resposta aos diversos ciclos de condução estudados.

7.3.2 CICLO DE CONDUÇÃO US06 HIGHWAY

Na secção anterior validou-se o *set-up* experimental com vista à realização de ensaios que demonstrem as potencialidades das estratégias de gestão optimizada desenvolvidas no Capítulo 5, em resposta a solicitações de potência completamente desconhecidas do algoritmo de gestão. Portanto, esta e as próximas secções dedicam-se essencialmente à interpretação dos resultados relativos ao desempenho das diversas estratégias de gestão de energia para diferentes ciclos de condução, potenciando uma implementação em tempo real das estratégias baseadas numa arquitectura hierárquica de gestão, com restrição dinâmica do espaço de pesquisa para a gestão de energia e optimização meta-heurística para a gestão da potência.

Inicialmente, apresenta-se a análise ao desempenho das diversas estratégias de gestão com o ciclo de condução normalizado US06 *Highway*, caracterizado por modelizar uma condução típica extra-urbana, dividida em três fases: uma aceleração até se atingir o valor máximo de velocidade, uma deslocação a velocidade máxima constante, com ligeiras oscilações de potência e termina com uma desaceleração desde a velocidade máxima até à paragem total do veículo.

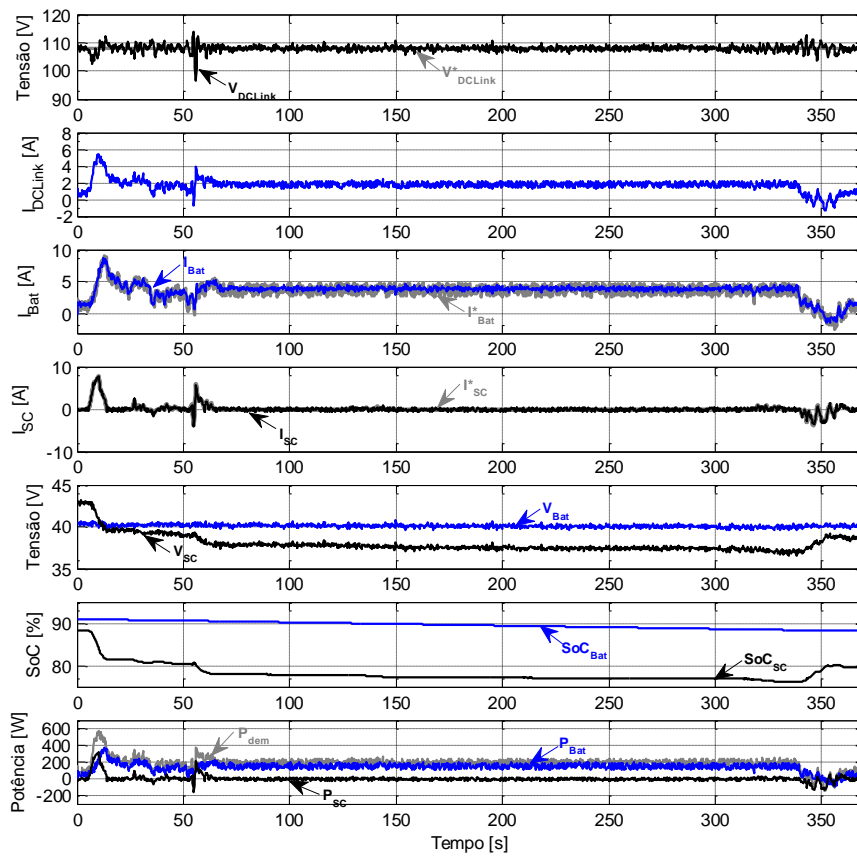
A emulação da potência solicitada ao sistema de alimentação hibridizado (baterias e supercondensadores) é realizada pelo sistema de emulação de carga através de uma referência em potência obtida por simulação ao modelo do veículo proposto no Capítulo 6. As estratégias de gestão foram implementadas como previamente descrito na Secção 7.2.6.2.2. Todos os testes realizados para este ciclo de condução tiveram a preocupação de tentar ter o mesmo estado de carga dos supercondensadores no instante inicial do teste. No entanto, a forma como foram realizadas as recargas dos mesmos (procedimento descrito na Secção 7.3.1) e o arranque do sistema, levou a não ser possível ter exactamente o mesmo SoC inicial, embora se mantivesse uma ordem de grandeza bastante próxima.

Os resultados obtidos para as quatro estratégias de gestão em análise nesta tese encontram-se representados nos gráficos da Figura 7.15 (baseadas em regras) e da Figura 7.16 (gestão otimizada). Feita a sua análise, sobressai que todas as estratégias conseguem realizar o ciclo de condução proposto, no entanto com desempenhos bastante diferentes.

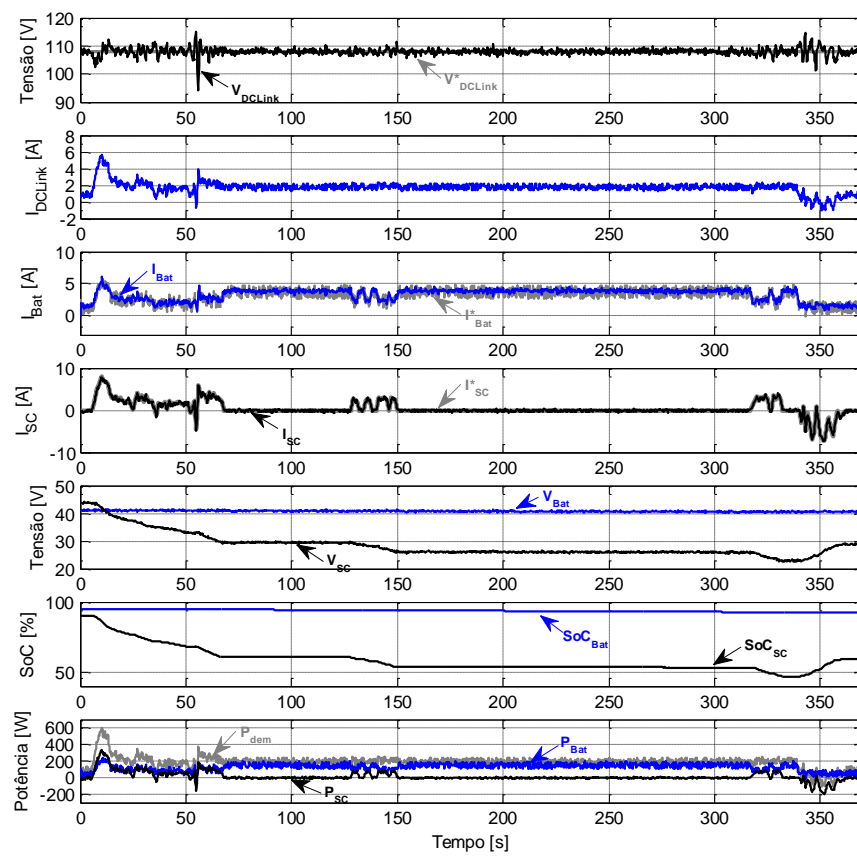
Registaram-se em todas as estratégias oscilações no valor da tensão do DC_{Link} , aquando das transições mais bruscas de potência solicitadas pela carga, tendo estas sido sempre inferiores a 10 V. Contudo as estratégias de gestão otimizada de energia e potência, apresentam oscilações de menor amplitude do que as baseadas em regras, em virtude de permitirem uma alteração dinâmica da corrente nos supercondensadores em função do seu nível de carga.

As duas estratégias baseadas em regras (Figura 7.15) apoiam-se numa maior descarga global dos supercondensadores, $\Delta SoC_{SC} = 9,50\%$ e $\Delta SoC_{SC} = 30,75\%$, para a estratégia baseada em desagregação da frequência e mapa de eficiência, respectivamente. As estratégias optimizadas (Figura 7.16) apresentam uma evolução do SoC_{SC} que permite terminar o percurso com praticamente o mesmo estado de carga do que o inicial, $\Delta SoC_{SC} = 1,5\%$ e $\Delta SoC_{SC} = 1,0\%$, para a estratégia SA e PSO, respectivamente.

Relativamente à evolução do estado de carga das baterias de Ni-MH durante a realização deste ciclo, verifica-se uma maior utilização das mesmas para as duas estratégias baseadas em regras ($\Delta SoC_{bat} = 4,2\%$ e $\Delta SoC_{bat} = 3,1\%$) do que para as estratégias optimizadas ($\Delta SoC_{bat} = 2,6\%$ e $\Delta SoC_{bat} = 2,4\%$), isto apesar de nestas últimas os supercondensadores se encontrarem, no final do ciclo, com menor variação total de SoC, ou seja, com mais energia armazenada.

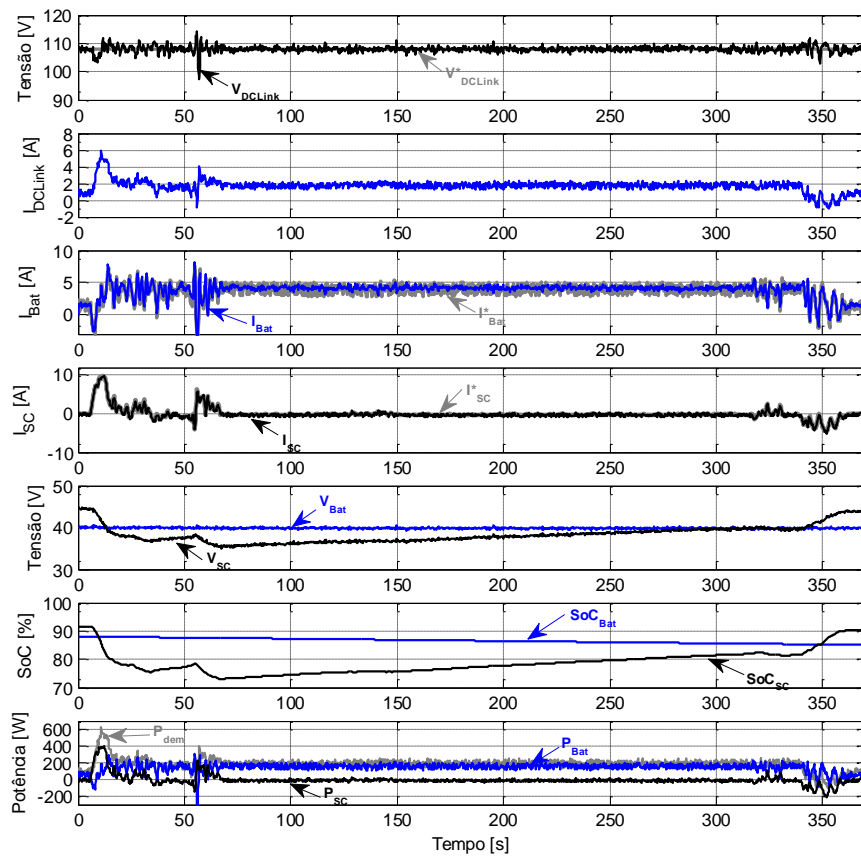


a) desagregação da frequência

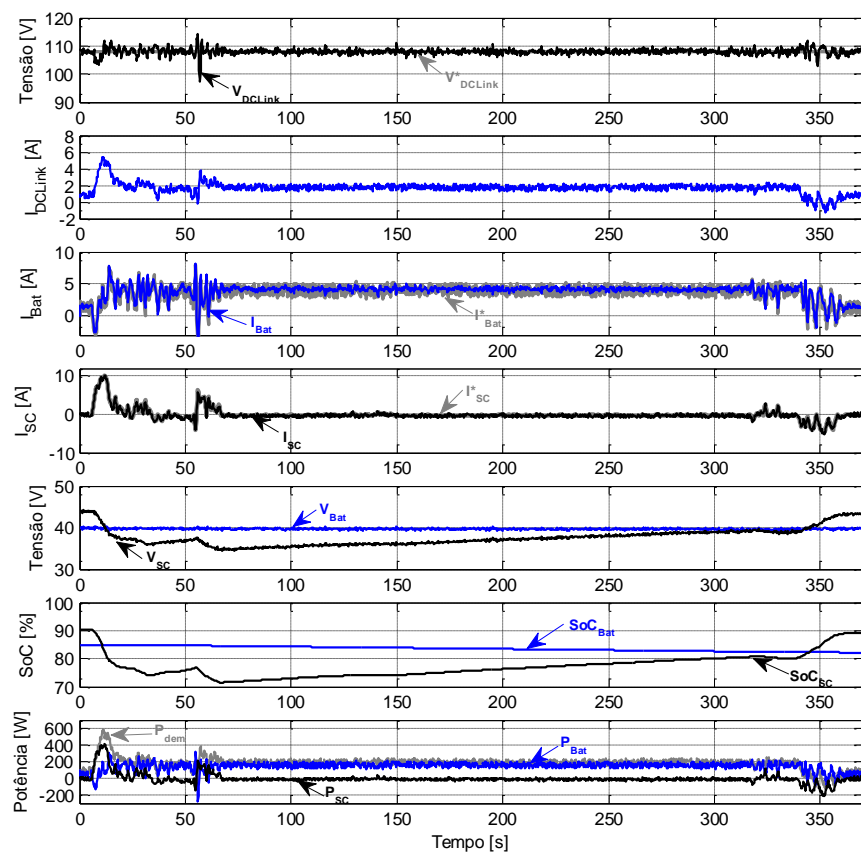


b) mapa de eficiência

Figura 7.15. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução US06 *Highway*, utilizando diferentes estratégias de gestão de energia.



a) gestão otimizada com SA



b) gestão otimizada com PSO

Figura 7.16. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução US06 Highway, utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia.

Regista-se ainda uma evolução das correntes solicitadas às baterias de Ni-MH, nas estratégias de gestão otimizada, na qual os valores máximos obtidos foram ligeiramente menores do que nas outras estratégias baseadas em regras. Desse facto advém uma evolução mais positiva do SoC_{Bat} no caso das estratégias optimizadas, o que antecipa uma melhor utilização da energia armazenada no sistema de alimentação hibridizado.

7.3.3 CICLO DE CONDUÇÃO ECE 15

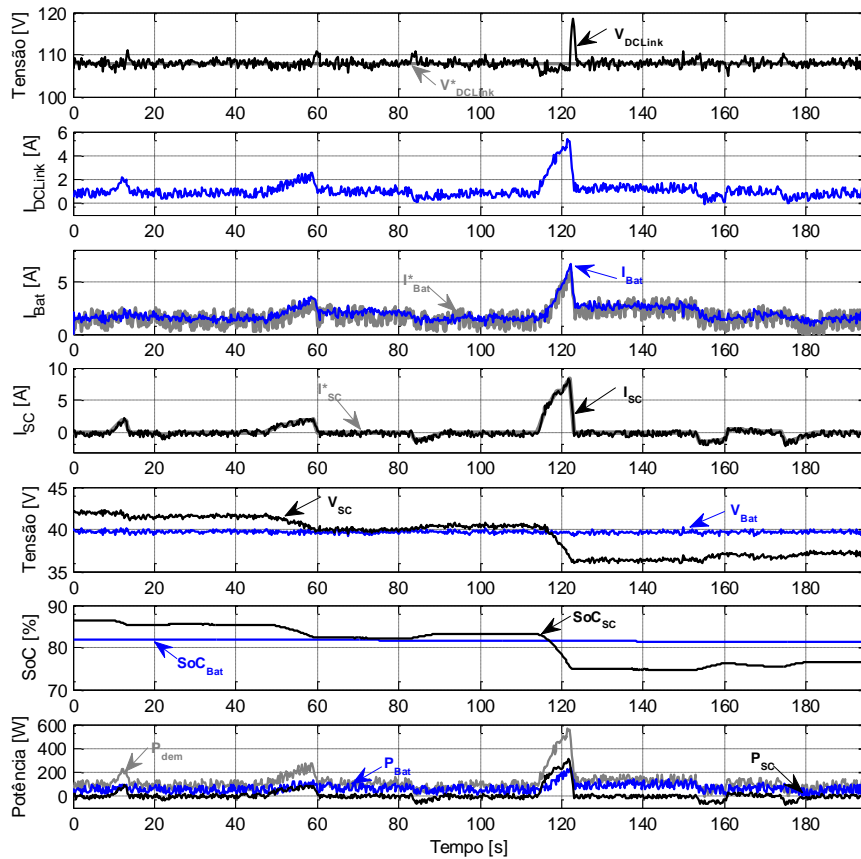
Outro dos ciclos de condução estudados neste trabalho é o ECE 15, correspondente à modelização estilizada de deslocações em ambiente urbano de cidades Europeias.

Também na realização dos primeiros testes com este ciclo de condução, houve a preocupação de começar a realização de cada ciclo com o mesmo estado de carga inicial para os supercondensadores, em torno dos 90%. Os resultados relativos à realização destes ensaios encontram-se na Figura 7.17 e na Figura 7.18.

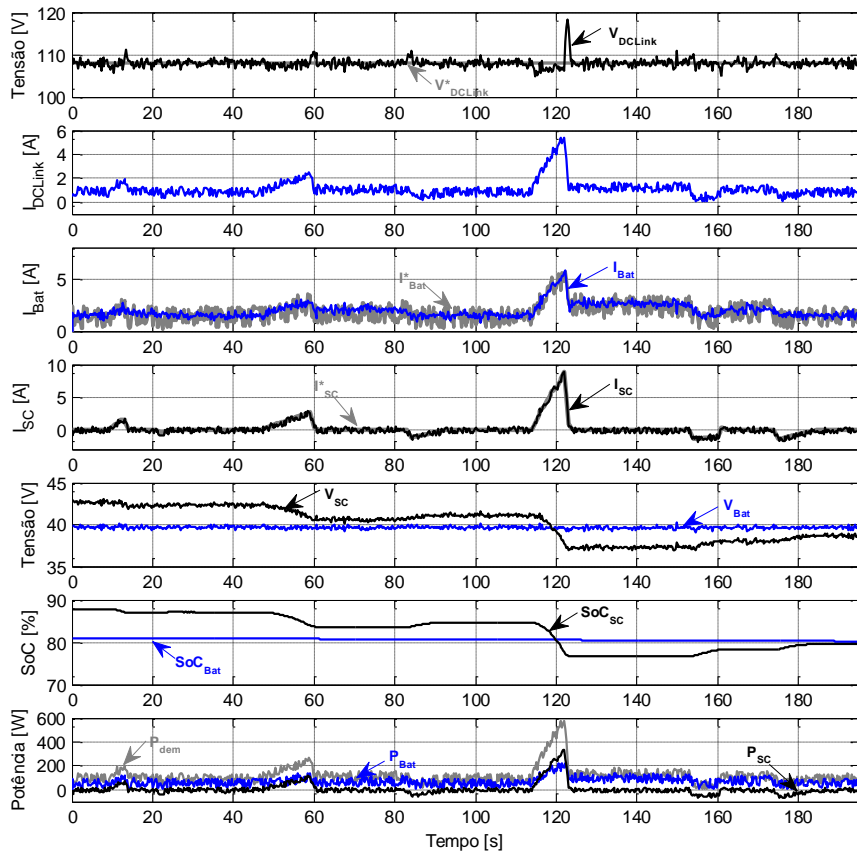
Durante a realização destes ensaios verificou-se que o SoC_{SC} inicial escolhido permite, em todas as estratégias, concretizar todo o ciclo de condução embora com desempenhos bastante diferentes. Mais uma vez obteve-se para as estratégias baseadas em regras (Figura 7.17) uma maior utilização da energia, presente inicialmente nos supercondensadores, com uma variação de SoC de 10,1% e 8,3% para a estratégia de desagregação da frequência e para a estratégia baseada em mapa de eficiência, respectivamente. Para o caso das estratégias de gestão otimizada (Figura 7.18) verifica-se que os respectivos algoritmos de gestão induzem na fase final do ciclo ($t > 125$ s) uma recarga gradual dos supercondensadores que permite terminar o ciclo com um valor de SoC bastante superior ao das outras duas estratégias.

Estas acções de transferência de energia das baterias de Ni-MH para os supercondensadores estão de acordo com a estratégia global de gestão proposta, onde se potencia a utilização dos supercondensadores, tentando-se que estes estejam sempre num nível que permita antecipar qualquer uma das fases posteriores de operação do veículo.

Nestes ensaios, verificaram-se menores oscilações no valor nominal da tensão do DC_{Link} , ocorrendo a de maior relevância (cerca de 10%) na fase que requer maior potência ao sistema de alimentação.



a) desagregação da frequência



b) mapa de eficiência

Figura 7.17. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução ECE 15, utilizando diferentes estratégias de gestão de energia baseadas em regras e um SoC_{sc} inicial de 90%.

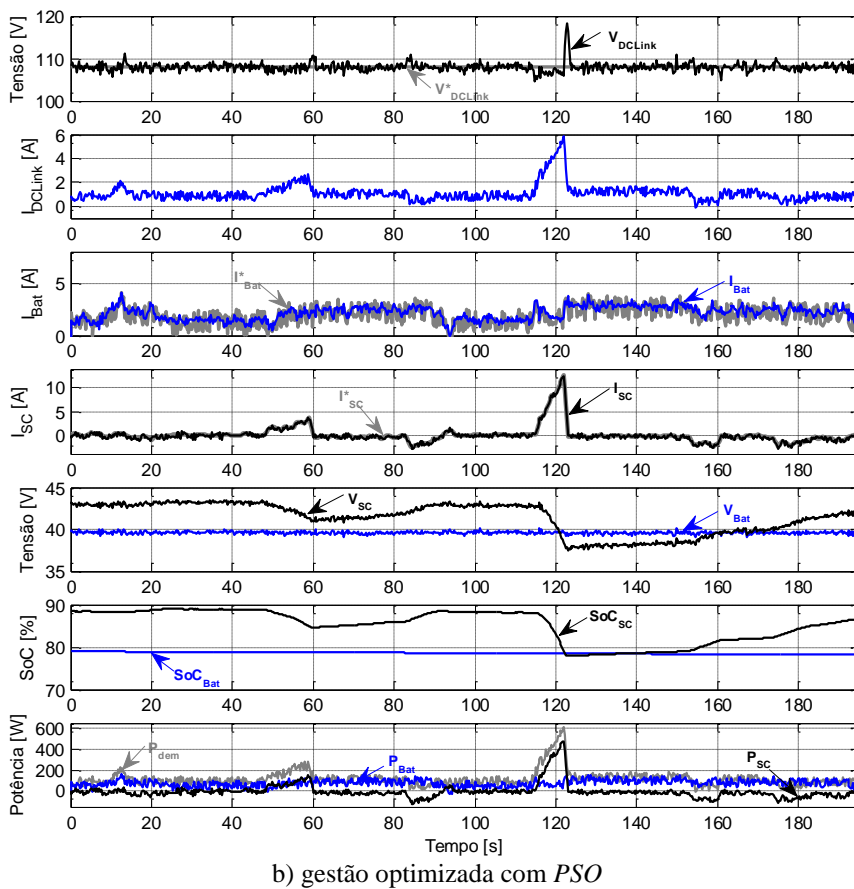
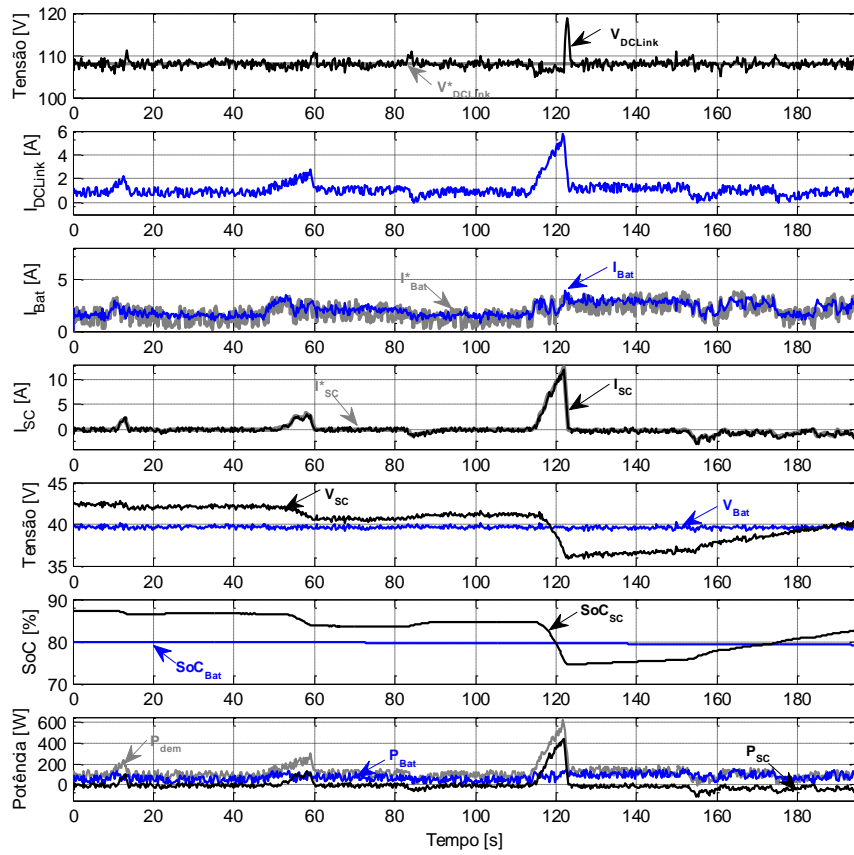


Figura 7.18. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução ECE 15, utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia e um SoC_{sc} inicial de 90%.

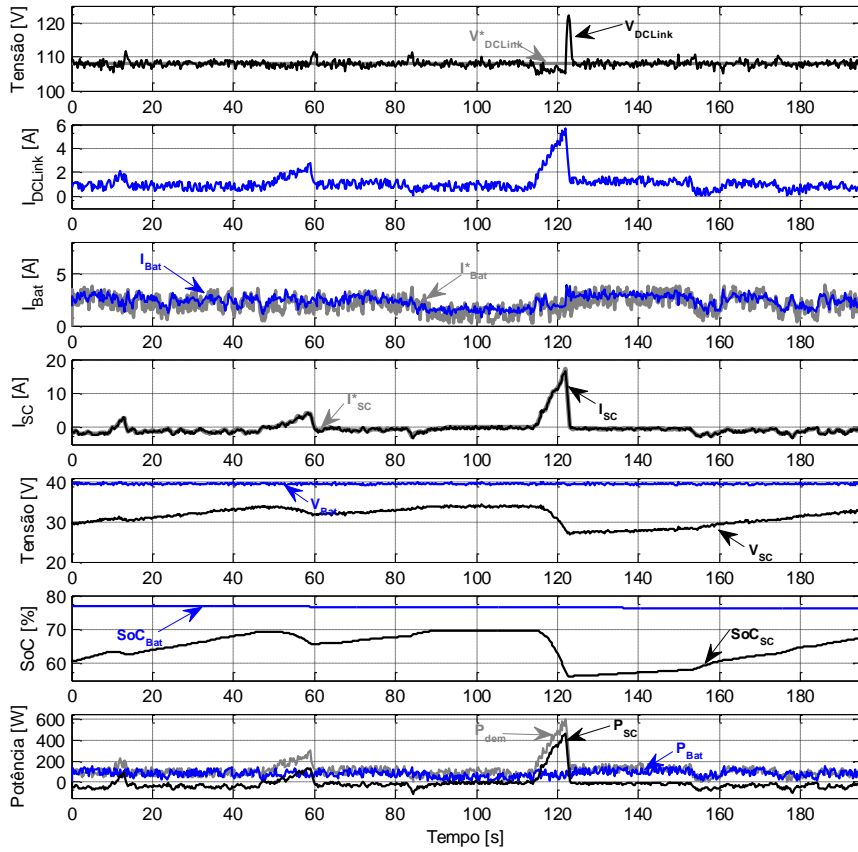
Relativamente ao comportamento da corrente das baterias de Ni-MH, tal como no ciclo de condução extra-urbano analisado, verifica-se uma maior estabilidade, apresentando em diversos períodos do ciclo valores quase constantes, quando se utilizam as estratégias de gestão optimizada. Contudo, para o ciclo em causa, a estratégia baseada em *PSO* apresenta uma maior flutuação da corrente fornecida pelas baterias. As estratégias baseadas em regras (Figura 7.17) originam uma maior exigência das baterias de Ni-MH, tendo estas de fornecer valores substancialmente maiores do que nas estratégias optimizadas e com variações mais abruptas.

No sentido de melhor demonstrar as capacidades das estratégias optimizadas, realizaram-se outros testes, com um valor inicial de SoC_{SC} diferente, tendo-se iniciado o ciclo de condução ECE 15 com um valor de carga situada em torno dos 60%. Os resultados são apresentados na Figura 7.19.

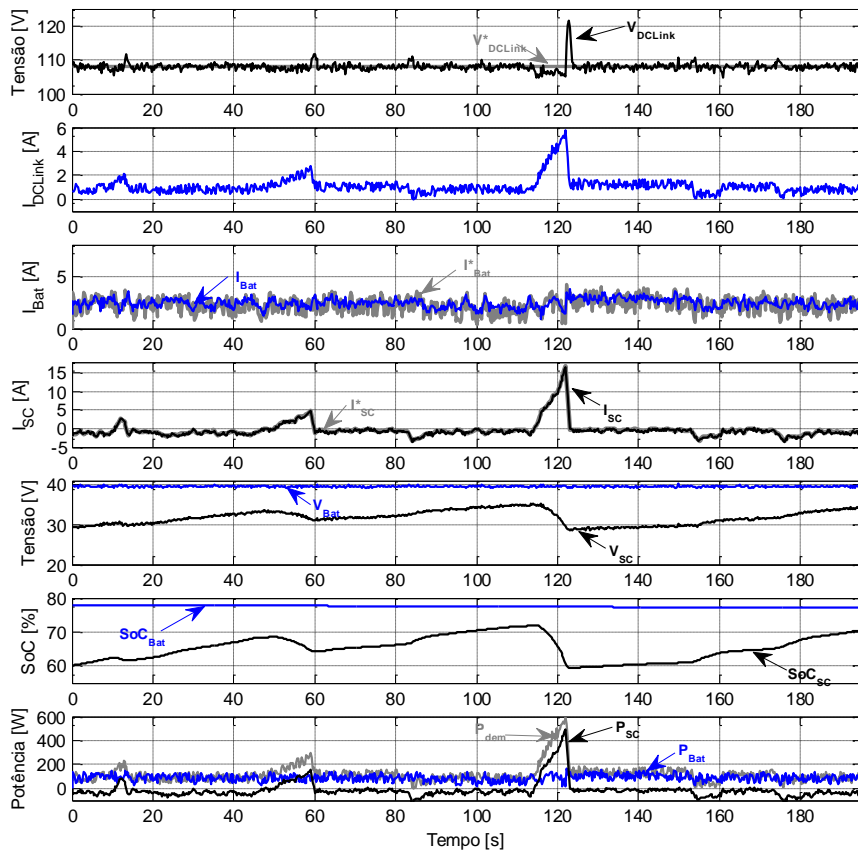
Nestes ensaios, começam-se os ciclos com um valor de tensão nos supercondensadores de cerca de 30 V, o que corresponde a um SoC_{SC} de 60%. Neste caso, é notório que os algoritmos de gestão, apesar de terem como principal prioridade assegurar a alimentação ao sistema de tracção também demonstram a capacidade de colocar o SoC_{SC} em valores mínimos para permitir uma verdadeira ajuda às baterias. Na primeira fase do ciclo (até aos 90 s) as estratégias de gestão conduziram os algoritmos de optimização a tomarem decisões que permitissem uma recarga dos supercondensadores sem, contudo, perder a capacidade de operacionalidade do veículo. Na Figura 7.19 verifica-se um aumento gradual da tensão dos supercondensadores até cerca de 70% do seu estado de carga, preparando-os para responder a novas acelerações do veículo, como a que acontece no instante $t = 114$ s. A partir desse instante os supercondensadores apoiam as baterias no fornecimento de energia para responder ao aumento de potência resultante da aceleração do veículo, o que resulta novamente na sua descarga.

Após essa fase de aceleração, e tendo em conta o valor do SoC_{SC} , verifica-se que os algoritmos induzem novamente sinais de comando aos controladores, que permitem a recarga dos supercondensadores com vista a estarem preparados para novas solicitações de potência.

As decisões tomadas pelos algoritmos *SA* e *PSO* são impulsionadas principalmente pelo módulo de gestão de energia (estratégia de longo prazo), através da restrição dinâmica do espaço de pesquisa em função da evolução dos valores de SoC das fontes (sobretudo dos supercondensadores) e da potência solicitada ao sistema de alimentação do veículo.



a) gestão otimizada com SA



b) gestão otimizada com PSO

Figura 7.19. Resultados experimentais obtidos para o ciclo de condução ECE 15, utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia e um SoC_{SC} inicial de 60%.

Comparando as duas estratégias baseadas numa arquitectura hierárquica de gestão, verifica-se que a *PSO* termina o ciclo com um valor de estado de carga dos supercondensadores superior à *SA* (embora tivesse existido uma muito ligeira diferença no SoC_{SC} inicial), conseguindo, em ambas, um valor final de SoC_{SC} bastante superior ao do início do ciclo. Estas estratégias optimizadas gerem o nível de carga dos supercondensadores sem, contudo, deixar de apoiar convenientemente as baterias na alimentação do sistema de tracção. Os valores máximos de corrente fornecida pelos supercondensadores são ligeiramente mais altos na estratégia baseada em *SA* do que em *PSO*, permitindo uma maior eficiência do sistema global de energia. Contudo, atendendo à característica heurística dos métodos utilizados para implementar o módulo de gestão de potência, as soluções encontradas num determinado ciclo ou corrida do algoritmo podem ser ligeiramente diferentes das anteriores. No entanto, pelo estudo efectuado por simulação a trinta corridas consecutivas do mesmo algoritmo, para o mesmo problema, obtiveram-se desvios padrões sempre inferiores a 0,1% para os valores finais de SoC, o que indicia que, também na implementação prática, obter-se-ão soluções, embora diferentes, mas bastante próximas das apresentadas na Figura 7.19.

Durante a realização destes ensaios, a corrente fornecida pelas baterias Ni-MH, embora superior às dos ensaios anteriores para as mesmas estratégias, continua a ter uma dinâmica muito estável e praticamente constante.

Destes resultados, verifica-se que, embora a realização completa de determinados ciclos de condução possam levar a valores mais baixos de SoC_{SC} , as estratégias de gestão optimizada propostas neste trabalho, permitem recuperar o nível de carga para que os supercondensadores sejam efectivamente úteis na combinação com as baterias, sem existir a necessidade de parar o veículo para os recarregar externamente, ou a partir da fonte principal. A realização deste ciclo de condução com um SoC_{SC} inicial de 60% não seria possível com as estratégias baseadas em regras, por provocarem uma redução abrupta de SoC ao longo do ciclo, orientando-o para zonas em que a eficiência é muita baixa, originando elevados valores de corrente, e por conseguinte aumento das perdas por efeito de Joule. Os algoritmos de gestão optimizados revelaram-se ser de maior utilidade em ciclos de condução com um teor mais urbano, interessando agora averiguar o seu desempenho para ciclos urbanos com maior duração e obtidos através da monitorização de dados reais.

7.3.4 CICLO DE CONDUÇÃO ARTEMIS *LOW MOTOR URBAN TOTAL*

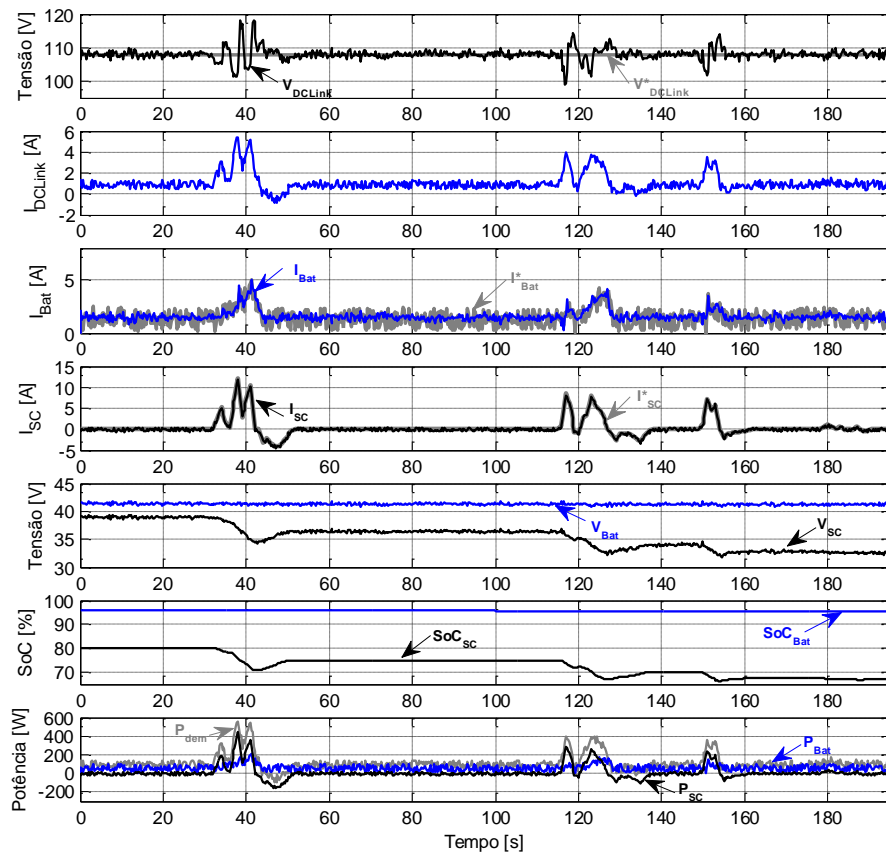
Na validação dos algoritmos de gestão para ciclos de condução obtidos através de registos de monitorizações reais, realizaram-se ensaios baseados no ciclo de condução ARTEMIS. Como visto no Capítulo 4, este tem uma duração total de 1028 s e para ser efectivo numa hibridização de fontes com recurso à técnica de desagregação da frequência e mapa de eficiência, seria necessário um sobredimensionamento da segunda fonte de energia (secção 6.5.2.1). Exemplo disso são os dados obtidos e apresentados na Figura 7.20 e na Figura 7.21.

Para o caso das duas estratégias de gestão de energia baseadas em regras (Figura 7.20), verificou-se ser necessário recarregar os supercondensadores durante a realização do percurso, onde para tal, os ensaios foram várias vezes interrompidos e retomados. Portanto, no caso destas duas técnicas de gestão, os supercondensadores foram recarregados para $t = 500$ s.

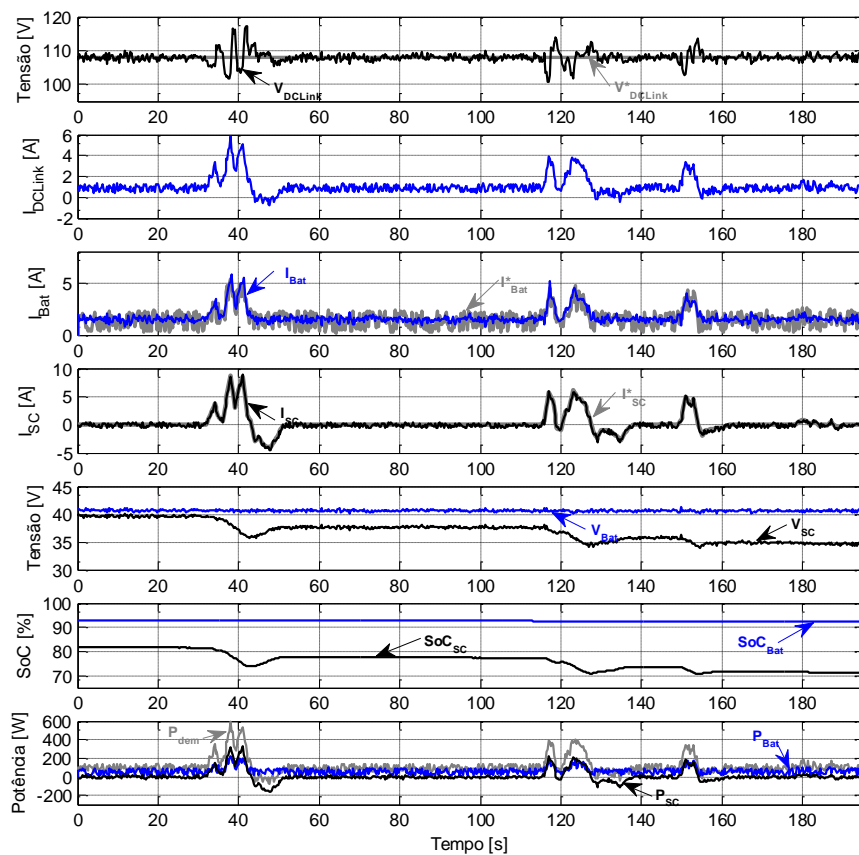
Desta forma apresentam-se resultados para um período de 200 s do ciclo de condução ARTEMIS ($t \in [599, 799]$ s), onde se regista que, embora o SoC_{SC} inicial neste período seja sensivelmente de 80%, o mesmo decresce praticamente 10% neste período para as duas estratégias baseadas em regras, originando a necessidade de parar novamente a realização do ciclo para se induziram novas recargas, a fim de completar o mesmo com apoio da segunda fonte.

De referir ainda, que apesar da utilização de supercondensadores, estas técnicas necessitam que as baterias forneçam altas correntes nas fases de maior solicitação de potência, o que provoca uma variação de grande amplitude nas correntes das baterias, contrariamente ao que acontece com as estratégias de gestão otimizada, em que a corrente é quase constante ao longo de todo o período do ensaio em análise.

No caso das estratégias de gestão de energia baseadas numa arquitectura hierárquica, com módulo de gestão de energia e de potência (Figura 7.21), os dados apresentados correspondem a valores registados continuamente e sem interrupções para recarga dos supercondensadores, tendo estas duas técnicas, culminado na realização completa do ciclo de condução sem recurso a qualquer recarregamento “manual” da segunda fonte de energia.



a) desagregação da frequência



b) mapa de eficiência

Figura 7.20. Resultados experimentais obtidos para uma parte do ciclo de condução ARTEMIS *Low Motor Urban Total* ($t \in [599, 799]$ s), utilizando diferentes estratégias de gestão baseadas em regras.

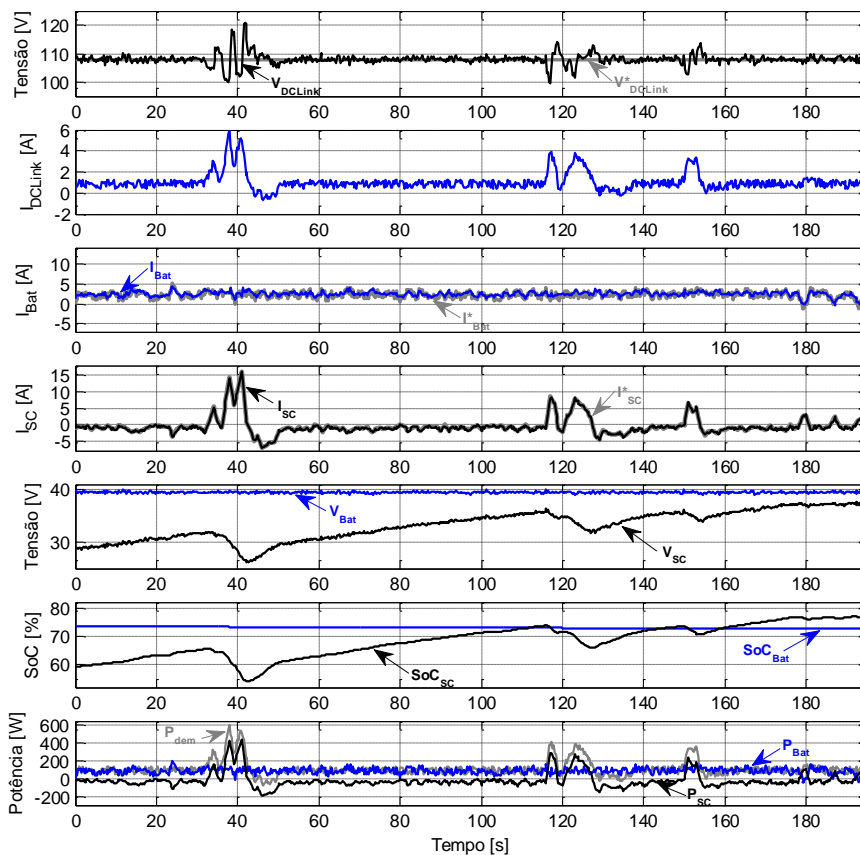
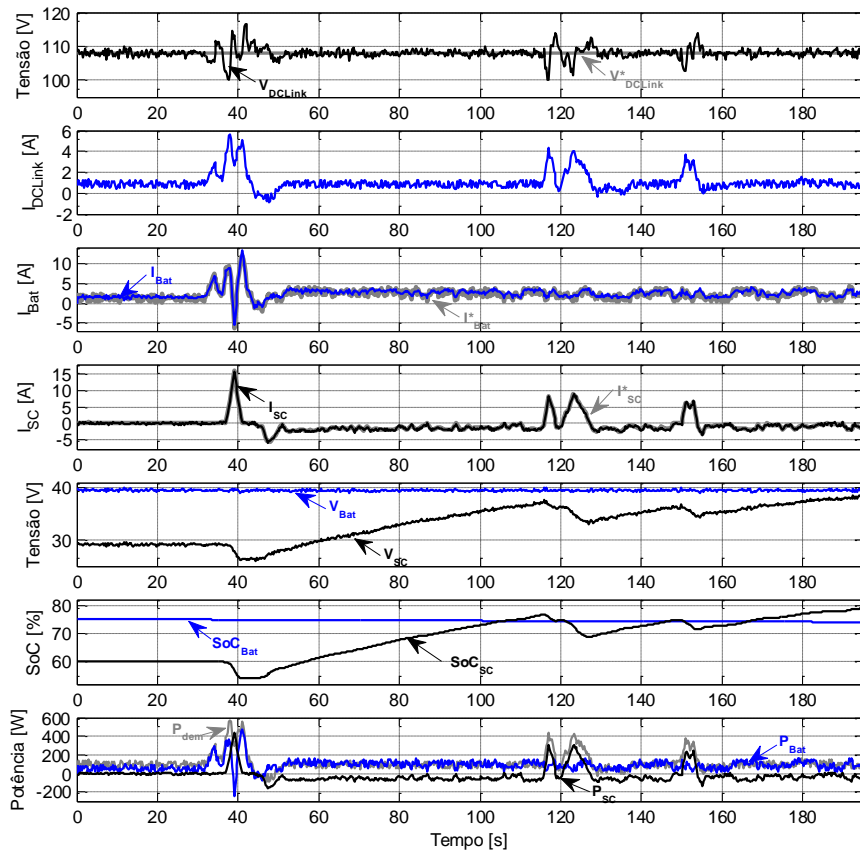


Figura 7.21. Resultados experimentais obtidos para uma parte do ciclo de condução ARTEMIS *Low Motor Urban Total* ($t \in [599, 799]$ s), utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia.

Assim, as duas técnicas aqui estudadas, iniciam o período em análise, com um SoC_{SC} que ronda os 60%. No caso do algoritmo *SA* (Figura 7.21 a)) verifica-se que até à primeira solicitação de potência mais severa, este não toma nenhuma decisão relativamente aos supercondensadores.

No entanto, durante a primeira solicitação de potência mais intensa, os supercondensadores ficam aquém do que era espectável, levando as baterias a compensarem o diferencial de potência, com grandes oscilações na sua corrente (em torno de $t = 40$ s). Contudo, a partir desse instante, verifica-se que o algoritmo tomou decisões que levaram a um recarregamento gradual dos supercondensadores, durante as fases em que as necessidades de potência são inferiores à potência nominal das baterias, através da transferência suave de energia das baterias de Ni-MH para os supercondensadores. Essas decisões conduzem a um aumento da tensão dos supercondensadores e respectivo SoC. O aumento do SoC leva a que, durante as novas fases que requerem maiores potências, os supercondensadores estejam em condições de ajudarem verdadeiramente as baterias, não sendo necessário, novamente, o recurso mais severo às baterias, mantendo a corrente das mesmas praticamente constante desde o instante da primeira grande solicitação em potência $t = 40$ s.

Por outro lado, o algoritmo *PSO* (Figura 7.21 b)), no período em análise embora começasse com um SoC_{SC} similar ao algoritmo *SA*, regista um comportamento mais estável, iniciando de imediato o aumento gradual do seu estado de carga, fazendo com estes estejam preparados para melhor ajudarem as baterias no instante da primeira solicitação de potência mais severa $t = 40$ s. Nesse instante os supercondensadores fornecem corrente ao DC_{Link} permitindo que as baterias de Ni-MH não fossem chamadas a compensar o sistema com um aumento abrupto de fornecimento de corrente. Esse fornecimento de potência, leva a uma nova descida do SoC_{SC} , sendo de imediato compensado através da sua recarga, pelo fornecimento de energia das baterias, para preparar os mesmos para as ajudarem aquando de novas solicitações bruscas de potência ($t = 120$ s e $t = 150$ s), instantes em que os supercondensadores responderam como previsto em função das suas principais características. Contudo, essas ações levaram a novos descarregamentos dos supercondensadores e o algoritmo decidiu continuar a induzir a carga progressiva para atingir níveis aceitáveis e assim se obter melhores respostas dinâmicas dos mesmos.

Relativamente à estabilidade da tensão do DC_{Link} , todas as estratégias apresentam oscilações com amplitudes e tempos de ocorrência similares durante as transições de potência mais exigentes.

Mais uma vez o desempenho destes dois algoritmos demonstraram excelentes capacidades de implementação em tempo real, para responder a solicitações de potência de ciclos de condução urbanos. Estas estratégias de gestão, baseadas em módulos separados de gestão de energia e potência, permitem em tempo real, reajustar o nível de carga dos supercondensadores permitindo a sua utilização eficiente na hibridização de sistemas de alimentação em veículos eléctricos. No caso particular do ciclo de condução ARTEMIS, as técnicas de gestão optimizada possibilitam a realização de todo o ciclo, com uma capacidade instalada de supercondensadores bastante reduzida.

7.3.5 CICLO DE CONDUÇÃO EPA NEW YORK CITY CYCLE (NYCC)

Por último, realizaram-se ensaios para o ciclo de condução NYCC, com dois ciclos consecutivos para uma melhor comparação com o ciclo de condução ARTEMIS. Dos dados recolhidos durante estes ensaios, apresentam-se nas Figuras 7.22 e 7.23 períodos de 200 s para as quatro estratégias de gestão em estudo.

Também neste caso, as estratégias de gestão baseadas em regras (Figura 7.22) conduziram à realização de vários recarregamentos aos supercondensadores, o que levou à interrupção do ciclo para realizar os mesmos. Como se verifica pelos dados apresentados para o período $t \in [645, 845]$ s (Figura 7.22), nesta fase do ciclo existem rápidas descargas dos supercondensadores induzidas pelo fornecimento de potência ao DC_{Link} durante as solicitações de maior amplitude. No entanto, o fornecimento de potência dos supercondensadores estipulado por estas estratégias origina ainda um complemento bastante grande das baterias de Ni-MH, constatando-se pela evolução da corrente das mesmas, através da existência de bastantes variações de grande amplitude.

Por outro lado, as estratégias de gestão optimizada (Figura 7.23) apresentam uma maior estabilidade no fornecimento de corrente pelas baterias ao DC_{Link} , onde nesse particular, o algoritmo *PSO* regista valores de corrente mais constantes, em torno dos 3 A. Esse resultado revela uma acção constante nos supercondensadores, onde se procura obter em tempo real o valor mais adequado do estado de carga para fazer frente a novas solicitações energéticas (tracção ou regeneração).

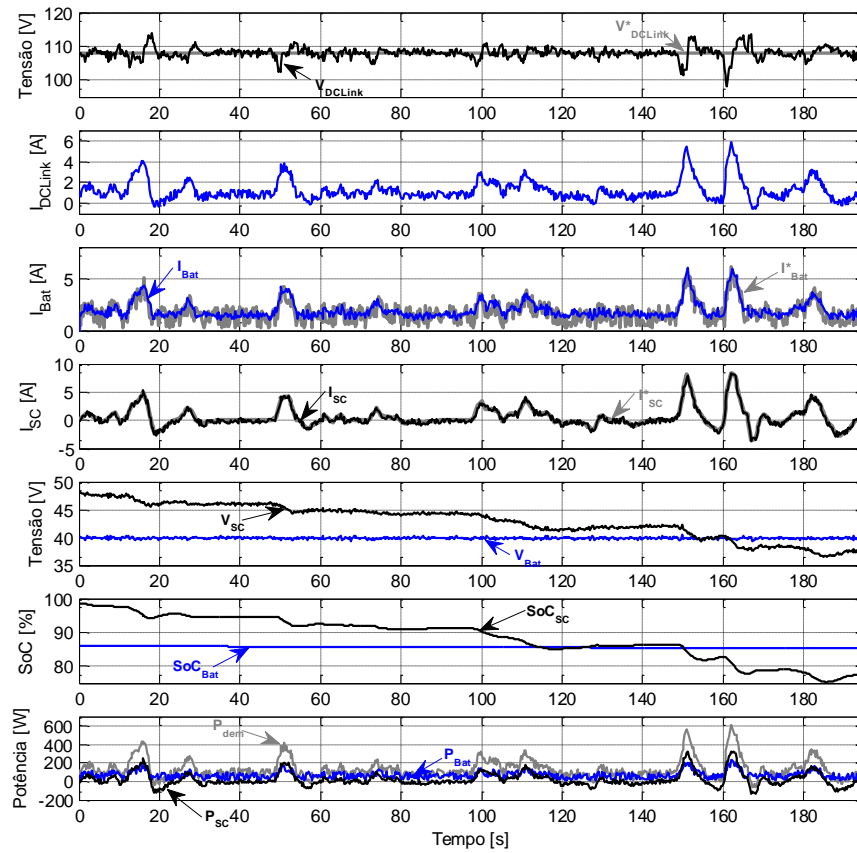
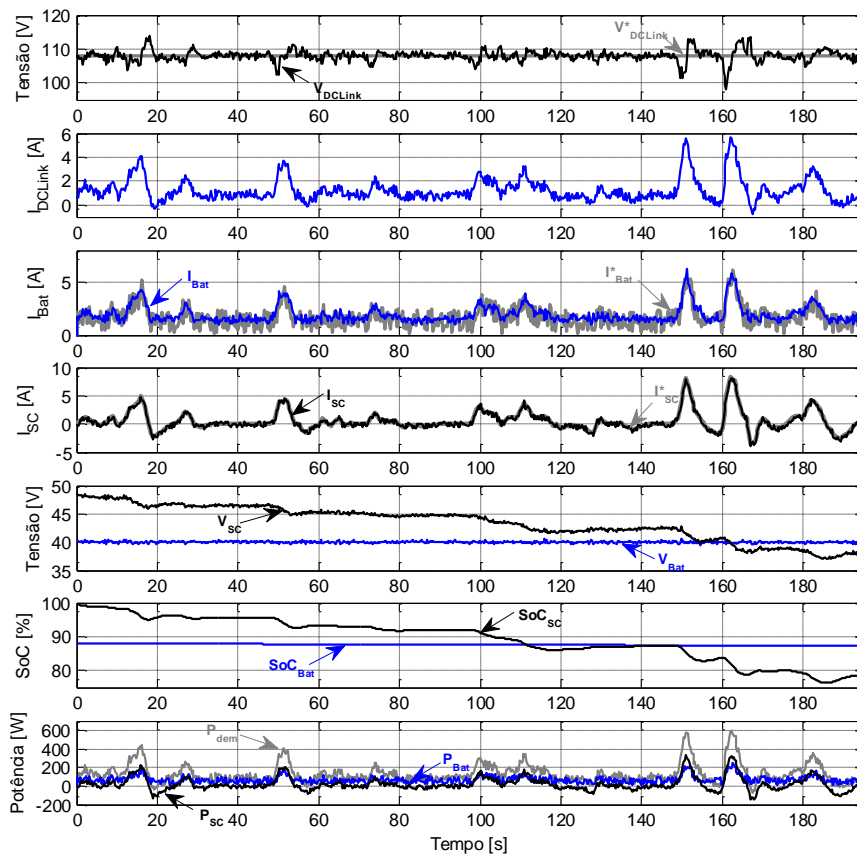
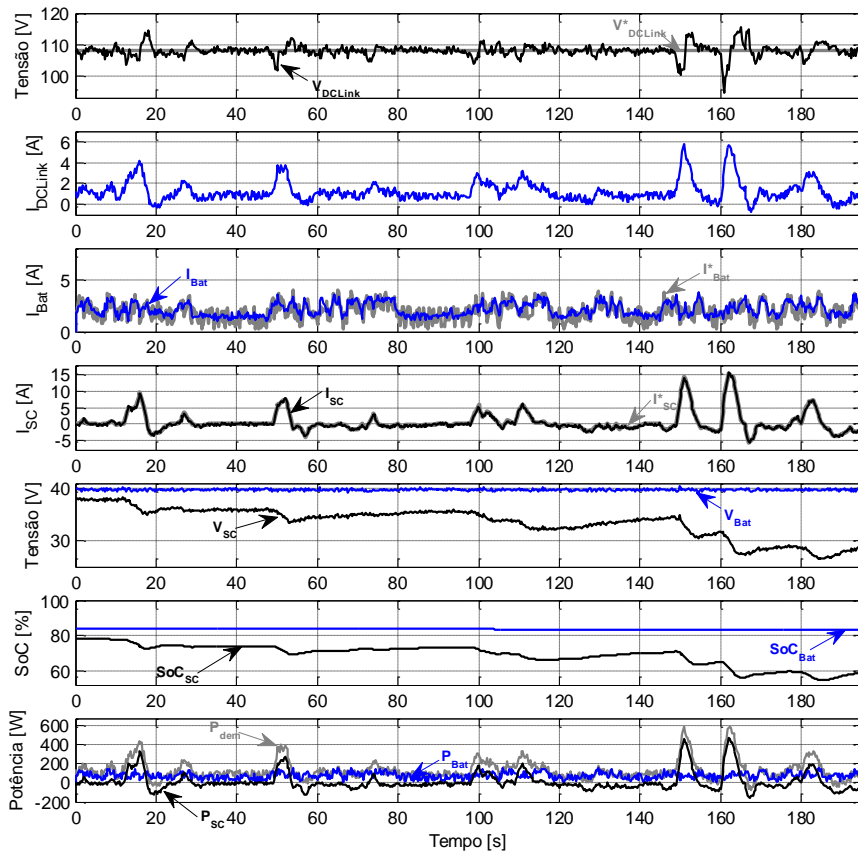
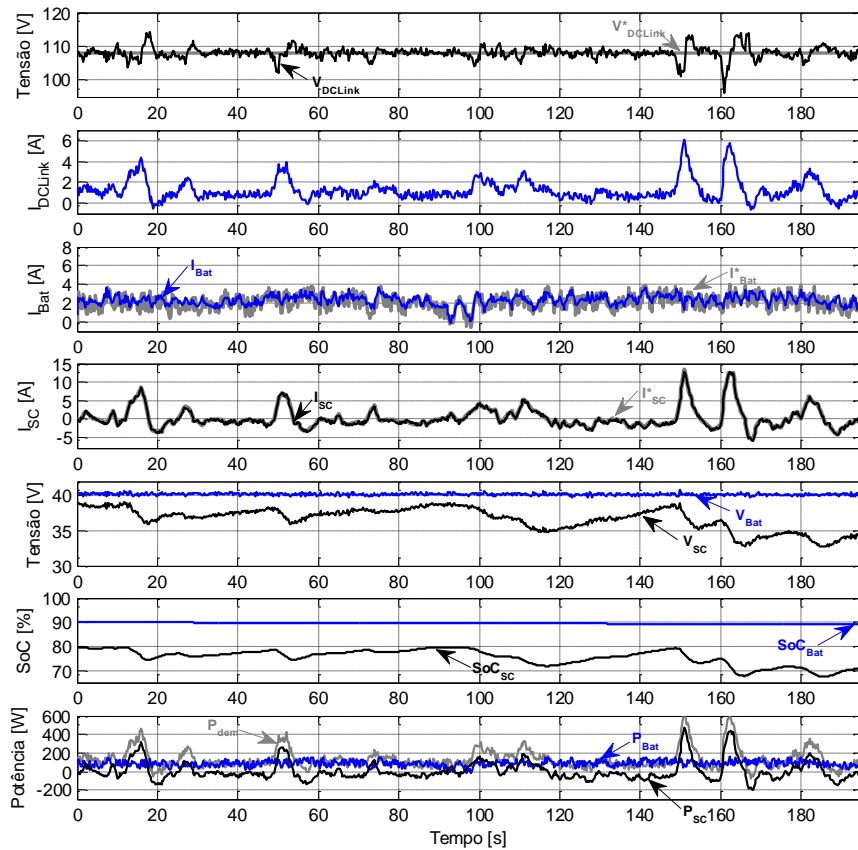


Figura 7.22. Resultados experimentais obtidos para uma parte do ciclo de condução *EPA New York City Cycle* ($t \in [645, 845]$ s), utilizando diferentes estratégias de gestão baseadas em regras.



a) gestão otimizada com SA



b) gestão otimizada com PSO

Figura 7.23. Resultados experimentais obtidos para uma parte do ciclo de condução *EPA New York City Cycle* ($t \in [645, 845]$ s), utilizando diferentes estratégias de gestão otimizada de energia.

De salientar, ainda, que, para a mesma fase do ciclo de condução, enquanto que as estratégias de gestão baseadas em regras têm uma variação do SoC_{SC} , $\Delta \approx 25\%$, as estratégias optimizadas apresentam uma variação máxima de 9,0%. É notório que o recurso às técnicas de gestão optimizada permitem restringir o funcionamento dos supercondensadores a uma gama de SoC em que estes tenham eficiência máxima (curva do SoC_{SC} para $t \in [645, 845]$ s).

Relativamente à tensão do DC_{Link} , registaram-se variações muito idênticas para todas as estratégias de gestão, com variações máximas inferiores a 10%, nos instantes em que o sistema de tracção solicita as potências mais acentuadas.

Analisando os ensaios experimentais que permitiram aferir o desempenho das diferentes estratégias de gestão, verificou-se um muito bom desempenho das estratégias de gestão optimizada baseadas numa arquitectura hierárquica de três níveis de gestão (estratégico, tático e operacional).

7.4 CONCLUSÃO

Este capítulo serve essencialmente para validar em ambiente real as estratégias de gestão optimizada desenvolvidas e apresentadas no Capítulo 5. Para isso, começa-se por introduzir o conceito da técnica HIL, com vista a uma implementação metodológica e estruturada dos ensaios a realizar em ambiente controlado de laboratório, com emulação do sistema de tracção do veículo eléctrico em estudo neste trabalho. Portanto, optou-se por se realizar um *set-up* experimental de escala reduzida, no sentido de se efectuarem vários ensaios de validação dos diversos subsistemas, necessários à implementação de um sistema global de gestão e respectivo sistema a controlar. A complexidade de um sistema com múltiplas fontes de energia levou a explicitarem-se objectivos de controlo bem definidos, com vista a poder-se realizar a validação, em ambiente real, do sistema global de gestão de múltiplas fontes de energia.

Após a introdução da técnica HIL e definição do nível de validação experimental (potência), reflectiu-se sobre a forma de emulação da carga dinâmica e sobre o elemento estruturante da implementação das estratégias de gestão, o controlador de tempo real do sistema. Assim, propôs-se a execução da emulação da carga através de um terceiro conversor DC/DC, controlado em corrente e alimentado com baterias de ácido-chumbo, resultando numa fonte de corrente controlável bidireccional. Relativamente ao controlador de tempo real, várias opções estão disponíveis no mercado, com maior ou menor grau de interacção com o utilizador, no entanto e

pretendendo-se um sistema que permita evoluções futuras, optou-se por equacionar apenas plataformas com capacidade de resposta aos propósitos de um laboratório académico, onde os recursos são limitados e um mesmo *set-up* serve de plataforma de ensaio para testes de diversos protótipos. Dessas soluções disponíveis, a escolha recaiu numa unidade de controlo de tempo real cRIO da National Instrument™, pela sua adaptabilidade e facilidade no desenvolvimento de *software* com interacção com o utilizador.

A unidade de processamento de controlo escolhida serviu principalmente para a implementação dos diversos níveis de gestão estipulados na Secção 5.4, onde a camada de controlo serve de suporte a todas as estratégias de gestão estudadas e comparadas nestes últimos capítulos. Por outro lado, essa unidade também realiza as rotinas de aquisição e tratamentos dos sinais das variáveis a controlar, bem como a rotina necessária à geração dos sinais de comando dos controladores dos interruptores de potência, em resultado da estratégia de gestão e malhas de controlo. O controlador responsável pelo seguimento da referência em potência, gerada por simulação do sistema de tracção real, é também implementado nesta unidade de processamento e controlo.

A topologia de hibridização de fontes activa em paralelo, implica a utilização de conversores DC/DC bidireccionais, sendo estes implementados através de dois braços de um inversor trifásico industrial, reservando o terceiro braço para se implementar um terceiro conversor DC/DC que permite emular a carga dinâmica do sistema de tracção.

Os restantes elementos necessários à implementação do *set-up* de escala reduzida foram apresentados, nomeadamente, as fontes de energia utilizadas, os transdutores de tensão e corrente para aquisição dos sinais a controlar, e os componentes passivos, bobinas dos conversores DC/DC e condensador do DC_{Link} .

A validação experimental teve dois propósitos diferentes: um referente à validação do próprio *hardware* e respectiva camada de controlo (nível operacional), por servir de suporte a todas as estratégias de gestão de energia estudadas e comparadas, noutra a comparação do desempenho das diferentes estratégias de gestão, com principal ênfase nas desenvolvidas durante este trabalho. A comparação realizada teve por base quatro ciclos de condução normalizados: US06 *Highway*, ECE 15, ARTEMIS e NYCC.

Apresentou-se um conjunto de ensaios que pretenderam validar o *set-up* experimental, onde se obtiveram resultados bastante satisfatórios e em linha com o previsto. Os testes realizados permitiram verificar a boa funcionalidade dos conversores DC/DC, mostrando um perfeito

controlo sobre o fluxo energético das fontes para o DC_{Link} e vice-versa. Por outro lado, também se constatou a eficácia da técnica de controlo proposta para estabilização da tensão do DC_{Link} , com recurso a uma cascata de controladores de corrente e tensão, complementada com o método *decoupling*. Mais uma vez, os resultados experimentais estão de acordo com as simulações anteriormente apresentadas no Capítulo 6, mostrando um desempenho muito bom na regulação da tensão do DC_{Link} e no encaminhamento dos fluxos de energia entre várias fontes de energia e a carga. Incluiu-se, neste conjunto de ensaios, a validação do sistema de emulação de carga, onde se verificou a sua influência no sistema de alimentação. Registou-se um ligeiro aumento do ruído nos sinais adquiridos, na implementação do terceiro conversor DC/DC, no entanto, este permitiu um muito bom seguimento da referência em potência, obtida por simulação do sistema de tracção do protótipo VEIL. Destes testes, concluiu-se ser viável o estudo mais aprofundado das diferentes estratégias de gestão, com o *set-up* experimental de escala reduzida implementado. O recurso a este, permitiu por um lado, validar todos os conceitos desenvolvidos durante estes trabalhos de doutoramento, como acrescentar uma dificuldade que se prende com a ordem de grandeza das variáveis a controlar e aparecimento de algum ruído sobreposto aos mesmos, devido às escalas dos transdutores, de tensão e corrente, utilizados.

A comparação das diversas estratégias de gestão conduziu à realização de vários ensaios com diferentes ciclos de condução normalizados, tendo-se extraído conclusões sobre o desempenho dessas estratégias em diferentes contextos de condução (extra-urbana ou urbana).

Assim, verificou-se que, para as estratégias baseadas em regras é fundamental ter-se um conhecimento *a priori* e completo das exigências energéticas do sistema de tracção, para permitir uma eficácia desses métodos, o que implica um dimensionamento adequado e rigoroso de cada fonte de alimentação. Dos resultados apresentados, conclui-se que, embora exista energia suficiente para o veículo completar um determinado ciclo, se a segunda fonte não tiver o nível de energia mínimo necessário, para auxiliar a primeira com respostas em potência, o veículo perderá capacidade de operação, o que o levará a não cumprir com o seu principal objectivo, ou seja, terminar a sua deslocação. As estratégias de gestão baseadas em regras são essencialmente utilizadas em sistemas de mobilidade que tenham rotas bem definidas e para as quais o grau de incerteza nas deslocações é mínimo, sendo o dimensionamento das fontes associado à estratégia de gestão a utilizar e ao percurso a realizar.

Por outro lado as estratégias de gestão optimizada propostas neste trabalho, mostraram, durante a realização destes testes, uma perfeita adaptação a qualquer tipo de ciclo de condução e um excelente desempenho sem o conhecimento prévio das necessidades de energia e de potência

do veículo. Verificou-se serem estratégias que tomam decisões sobre a partilha da alimentação em tempo real, não comprometendo as operações do veículo, decidindo sobre o recarregamento dos supercondensadores, nas fases de menores exigências energéticas, para antecipar novas necessidades de resposta a solicitações mais severas de potência. Os resultados obtidos experimentalmente confirmaram que os ciclos que exigem maior coordenação das duas fontes de energia só são perfeitamente concretizados com estratégias de gestão otimizada, não sendo necessário um sobredimensionamento dos supercondensadores.

As estratégias baseadas numa arquitectura de gestão hierárquica, com um módulo para a gestão de energia e outro para a gestão da potência, permitem a utilização das melhores características de cada fonte, a fim de reduzir o consumo global de energia inicialmente armazenado nas baterias, utilizando os supercondensadores no fornecimento dos picos de potência em resposta às altas frequências, e simultaneamente armazenar toda a energia regenerativa.

De salientar que embora a implementação destas estratégias de gestão tenham induzido algum atraso no seu processamento em tempo real, atendendo à arquitectura da estratégia de gestão global, que independentemente dos contributos da segunda fonte, a primeira tenta manter estável a tensão do DC_{Link} , esses atrasos não são registados. Assim, existe algum atraso (ms) na produção de novas soluções para a referência em corrente dos supercondensadores, mas as baterias mantêm a tensão do DC_{Link} durante esse atraso, aguardando pela nova acção dos supercondensadores. Desta forma, os referidos atrasos acabam por não se notar na dinâmica do veículo, por serem tipicamente inferiores a 10 ms e portanto inferior ao tempo de resposta dos controladores de corrente.

Desta forma, os resultados experimentais obtidos em laboratório com um *set-up* de escala reduzida, demonstram que um sistema global de gestão de energia baseado numa arquitectura hierárquica com recurso a meta-heurísticas é uma solução adequada a veículos eléctricos com múltiplas fontes de energia, permitindo uma gestão em tempo real, sem o prévio conhecimento das necessidades de potência solicitada. Com base nos excelentes resultados experimentais obtidos, perspectiva-se, como trabalhos futuros, o aumento da potência do *set-up* experimental e implementação dos controladores e estratégias de gestão otimizada no protótipo VEIL.

BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 7

- [7.1] Bouscayrol, A.: “Different Types of Hardware-In-The-Loop Simulation for Electric Drives”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008), pp.2146-2151, June 30 2008-July 2 2008.
- [7.2] Suh, M. W.; Chung, J. H.; Seok, C. S.; Kim, Y. J.: “Hardware-In-The-Loop Simulation for ABS Based on PC”, International Journal of Vehicle Design, vol. 24, no. 2/3, pp. 157-170, 2000.
- [7.3] Shidore, N.; Iohse-Busch, H.: “Component and Subsystem Evaluation from a System Perspective Using Hardware-In-The-Loop”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’07), Arlington (USA), September 2007.
- [7.4] Bouscayrol, A.; Davat, B.; de Fornel, B.; François, B.; Hautier, J. P.; Meibody-Tabar, F.; Pietrzak-David, M.: “Multimachine Multiconverter System: Application for Electromechanical Drives”, European Physics Journal - Applied Physics, vol. 10, no. 2, pp. 131-147, May 2000.
- [7.5] Wagener, A.; Schulte, T.; Waeltermann, P.; Schuette, H.: “Hardware-In-The-Loop Test Systems For Electric Machines In Advanced Powertrain Applications”, SAE’07, No. 2007-01-498, Detroit, February 2007.
- [7.6] Q. Zhang, J. F. Reid, D. Wu, “Hardware-In-The-Loop Simulator of an Off-Road Vehicle Electrohydraulic Steering System”, Transaction on ASAE, pp. 1323-1330, Septembre 2001.
- [7.7] Lhomme, W.; Trigui, R.; Delarue, P.; Bouscayrol, A.; Jeanneret, B.; Badin, F.: “Validation of Clutch Modeling for Hybrid Electric Vehicle Using Hardware-In-The-Loop Simulation”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’07), Arlington (USA), September 2007.
- [7.8] Ren, W.; Steurer, M.; Woodruff, S.: “Applying Controller and Power Hardware-In-The-Loop Simulation in Designing and Prototyping Apparatuses for Future all Electric Ship,” IEEE Electric Ship Technologies Symposium 2007, Arlington, VA, May 21-23, 2007.

- [7.9] Palla, S.; Srivastava, A. K.; Schulz, N. N.: “Hardware in the Loop Test for Relay Model Validation”, IEEE Electric Ship Technologies Symposium, (ESTS’07), pp. 449-454, May 2007.
- [7.10] Dufour, C.; Bélanger, J.: “Real-Time HIL Simulation of a Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle”, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM’06), pp.930-936, 23-26 May 2006.
- [7.11] Bouscayrol, A.; Lhomme, W.; Delarue, P.; Lemaire-Semail, B.; Aksas, S.: “Hardware-In-The-Loop Simulation of Electric Vehicle Traction Systems Using Energetic Macroscopic Representation”, 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics (IECON’06), pp.5319-5324, 6-10 November 2006.
- [7.12] de Castro, R.; Trovão, J. P.; Pacheco, P. Melo, P.; Freitas, D. Pereirinha, P. G.; Araujo, R. E.: “DC Link Control for Multiple Energy Sources in Electric Vehicles”, 7th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’11), Chicago, Illinois, USA, September 6-9, 2011.
- [7.13] de Castro, R.; Araujo, R. E.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Melo, P.; Freitas, D.: “Robust DC-Link Control in EVs with Multiple Energy Storage Systems”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 8, pp. 3553-3565, October 2012.
- [7.14] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Simulation Model and Road Tests Comparative Results of a Small Urban Electric Vehicle”, 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON’09), Porto, Portugal, November 3-5, 2009.
- [7.15] Allègre, A. L.; Bouscayrol, A.; Verhille, J. N.; Delarue, P.; Chattot, E.; El-Fassi, S.: “Reduced-Scale-Power Hardware-in-the-Loop Simulation of an Innovative Subway”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 4, pp.1175-1185, April 2010
- [7.16] Bouscayrol, A.; Guillaud, X.; Delarue, P.; Lemaire-Semail, B.: “Energetic Macroscopic Representation and Inversion-Based Control Illustrated on a Wind-Energy-Conversion System Using Hardware-in-the-Loop Simulation”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 12, pp.4826-4835, December 2009
- [7.17] Azib, T.; Bethoux, O.; Remy, G.; Marchand, C.; Berthelot, E.: “An Innovative Control Strategy of a Single Converter for Hybrid Fuel Cell/Supercapacitor Power Source”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 12, pp.4024-4031, December 2010.

- [7.18] Thounthong, P.; Chunkag, V.; Sethakul, P.; Davat, B.; Hinaje, M.: “Comparative Study of Fuel-Cell Vehicle Hybridization with Battery or Supercapacitor Storage Device”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.58, no.8, pp.3892-3904, October 2009
- [7.19] Saft, “Smart VH module”, Saft Rechargeable Battery Systems, Doc N°11088-2-0508, France. [Online]. Disponível em: <http://www.saftbatteries.com> (Acedido em 07.11.2008).
- [7.20] NESSCAP, “NESSCAP® Ultracapacitor Datasheet”, NESSCAP Co., Ltd., Doc. ESHSR-0100C0-002R7, Korea. [Online]. Disponível em: <http://www.nesscap.com> (Acedido em 27.01.2010).
- [7.21] Infineon Technologies AG 2006, PrimeSTACK – Documentation and Operating Instructions, Rev. 2.3, 30 October 2008. [Online]. Disponível em: <http://www.infineon.com> (Acedido em 22.05.2009).
- [7.22] dSPACE, *dSPACE homepage*. 2012. [Online]. Disponível em: <http://www.dspaceinc.com> (Acedido em 12.07.2012).
- [7.23] OPAL-RT, *Opal-RT Technologies homepage*. 2012. [Online]. Disponível em: <http://www.opal-rt.com> (Acedido em 12.07.2012).
- [7.24] National Instruments, CompactRIO Developers Guide - Recommended LabVIEW Architectures and Development Practices for Machine Control Applications, Dec. 2009. [Online]. Disponível em: <http://www.ni.com/pdf/products/us/criodevgudsec5.pdf> (Acedido em 02.08.2009)
- [7.25] Mohan, N., Undeland T. M., Robbins, W. P; (1989). *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons Inc.
- [7.26] Neacsu D. O.; (2006). *Power Switching Converters: Medium and Hight Power*, CRC Press.
- [7.27] Silva, M. A.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.: “Implementation of a multiple input DC/DC converter for Electric Vehicle power system”, Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE), pp.1-8, 7-9 July 2011.

8

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este capítulo apresenta as conclusões relacionadas com todo o trabalho que levou ao desenvolvimento e implementação de estratégias de gestão optimizada, que funcionem em tempo real e com total desconhecimento da potência solicitada pelo sistema de tracção de um veículo eléctrico quando alimentado por múltiplas fontes de energia. Como principais conclusões sobressaem os objectivos atingidos, as suas contribuições e as metodologias utilizadas para o efeito, sendo dada, ainda, uma especial atenção à enumeração de um conjunto de trabalhos futuros. No final deste capítulo, é também apresentada uma lista dos artigos publicados e resultantes de trabalhos realizados no âmbito deste doutoramento.

8.1 CONCLUSÕES

Embora se tivesse optado por redigir uma conclusão no final de cada Capítulo, atendendo à abrangência do trabalho desenvolvido, apresentam-se conclusões mais gerais, as quais são relacionadas com os artigos já publicados, que decorreram directamente do trabalho desenvolvido.

De uma forma amplamente reconhecida, os veículos eléctricos destacam-se na perspectiva de se alcançar uma mobilidade mais sustentável. A menos que seja conseguido um rápido e grande desenvolvimento tecnológico ao nível do armazenamento electroquímico de energia, o futuro dos veículos eléctricos passará, pelo menos em algumas situações, por sistemas de alimentação com múltiplas fontes [8.1] [B8.1] [C8.15] [C8.16]. O recurso a esses sistemas origina dois problemas fundamentais, um relacionado com o dimensionamento e outro com a gestão otimizada da energia, sem conhecimento prévio das necessidades energéticas do veículo.

Assim, esta tese de doutoramento debruçou-se sobre a temática da optimização e gestão de múltiplas fontes de energia na alimentação de veículos eléctricos e a sua implementação em tempo real. No sentido de se alcançarem os objectivos propostos, o Capítulo 1 forneceu uma discussão sobre os problemas económicos e ambientais no sector dos transportes, introduzindo algumas perspectivas de soluções para um transporte rodoviário mais sustentável, das quais emerge o conceito de hibridização de fontes em veículo eléctrico. Seguidamente, no Capítulo 2, apresentou-se a transformação de um pequeno automóvel de combustão interna num veículo eléctrico a baterias [C8.19] [C8.12], que serviu de base a toda a investigação realizada neste trabalho, nas vertentes de aumento do seu desempenho e da sua autonomia. Nessa perspectiva, houve necessidade de se proceder a uma análise comparativa dos diversos sistemas de armazenamento de energia, embarcáveis em veículos eléctricos e comercialmente disponíveis, tendo esta sido realizada no Capítulo 3.

Na primeira parte da tese estabeleceu-se o âmbito do trabalho a realizar, com exaustiva definição das fontes a utilizar e da plataforma a estudar, remetendo para os restantes capítulos a apresentação, discussão, desenvolvimentos e respectiva validação, das metodologias, técnicas e abordagens directamente relacionadas com tema deste doutoramento. O trabalho apresentado nesta tese foi dividido em dois tópicos de principal relevância na utilização de múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos: o dimensionamento do seu sistema de alimentação e o desenvolvimento de estratégias de gestão otimizada.

❖ *Dimensionamento de sistemas de alimentação baseado em múltiplas fontes de energia*

Foi proposta uma metodologia adequada ao dimensionamento de um sistema de alimentação multi-fontes assente em restrições que derivam directamente das características dos sistemas escolhidos e do desempenho pretendido para o veículo, baseado em diversos ciclos de condução. Foram considerados factores como a velocidade e aceleração máximas, efeito da regeneração de energia e percursos com diferentes graus de inclinação. Foi, ainda, incluído neste estudo a possibilidade de se utilizar um sistema de produção de energia baseado em painéis solares fotovoltaicos numa perspectiva do aumento da autonomia. A metodologia foi validada através de simulação para diferentes configurações de múltiplas fontes, considerando vários cenários de uma rotina diária. Uma primeira versão da referida metodologia foi apresentada no *10th Portuguese-Spanish Congress in Electrical Engineering (XCLEEE)* [C8.17]. Essa versão foi melhorada, tornando-a mais abrangente e foi apresentada no *24th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS24)* [C8.11]. Esta comunicação foi seleccionada para publicação na revista da associação mundial do veículo eléctrico (WEVA), onde após a introdução de algumas das sugestões que resultaram da sua apresentação na EVS24, foi publicada no *World Electric Vehicle Journal* [J8.3].

❖ *Estratégias de gestão optimizada aplicadas a múltiplas fontes de energia*

Antes de se estruturarem soluções de gestão optimizada, procurou-se ter um amplo conhecimento de alguns dos métodos mais utilizados na literatura e suas principais lacunas frente a métodos que tenham capacidade de resposta em tempo real.

Desta forma, desenvolveu-se um estudo relativo ao sistema de alimentação partilhado por baterias de NiMH (existente no protótipo VEIL) e supercondensadores (a adicionar), onde foi possível calcular o rendimento do conjunto e produzir um mapa de eficiência da hibridização proposta. Baseado nesse mapa de eficiência definiu-se uma função que minimiza as perdas do sistema de alimentação, produzindo uma estratégia de gestão definida na literatura, como seguidor de potência. Os resultados desta investigação foram apresentados na *6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'10)* [C8.8].

Por outro lado, com o intuito de se compararem as estratégias de gestão desenvolvidas durante a realização deste trabalho, estudou-se e implementou-se, tanto através de

simulações, como de ensaios experimentais, uma outra estratégia baseada em regras, conhecida como a técnica da desagregação da frequência do sinal de potência solicitada ao sistema de alimentação. Este método necessita de conhecer previamente as necessidades energéticas do veículo, sendo utilizado em veículos eléctricos com rotas bem definidas (autocarro, *tram-tram*, troleicarro, etc.). Esta técnica foi utilizada para validar conceitos relacionados com os controladores usados no módulo de controlo de operações, como o estudo realizado e publicado no *IEEE Transactions on Vehicular Technology* [J8.1].

Baseadas numa arquitectura de gestão clássica, foram propostas duas estratégias de gestão optimizada onde o problema foi dividido em três módulos, com capacidades de planeamento estratégico, de planeamento da acção e de execução de tarefas. Esta arquitectura permite uma abordagem modular e sistemática, consentindo a sua separação, no qual se identifica, mais facilmente, como implementar cada nível de planeamento. Assim, o planeamento estratégico define o módulo de gestão de energia, através da restrição dinâmica do espaço de pesquisa, e o planeamento da acção concretiza o módulo de gestão de potência, realizada com recurso a meta-heurísticas para tratamento da componente estocástica do problema. Finalmente, o terceiro nível faz o controlo ao microssegundo da electrónica de potência.

Para o módulo de gestão de energia, com planeamento de longo prazo (maximização da autonomia), foi proposto um método que mapeia, em cada ciclo de tomada de decisão, o estado de carga das fontes utilizadas num espaço dinâmico de pesquisa de soluções para partilha do fornecimento de energia, em função do nível de potência solicitada. A restrição dinâmica do espaço de pesquisa limita as decisões do módulo de gestão de potência, forçando-o a praticar soluções dentro de acções que maximizem a utilização conveniente das fontes de energia embarcadas.

No módulo de gestão de potência, as tomadas de decisão são baseadas no espaço de pesquisa previamente definido, onde, em cada ciclo de decisão, se minimiza a diferença entre a potência solicitada e as fornecidas, através do recurso a meta-heurísticas. Na implementação desta abordagem, recorreram-se a duas técnicas, *Simulated Annealing (SA)* e *Particle Swarm Optimization (PSO)*, para as quais se obtiveram excelentes resultados tanto por simulação como experimentalmente. No decurso deste trabalho ainda se realizou uma análise de sensibilidade aos parâmetros de entrada dos algoritmos *SA* e *PSO*, por forma a se obter, sem degradar a qualidade dos resultados, uma implementação que funcione em tempo real.

Finalmente, a execução de tarefas é realizada através do módulo de controlo de operações, no qual se utilizam controladores PI, com prioridade na estabilização da tensão do barramento DC comum e no seguimento das referências produzidas pelo módulo de gestão de potência. A implementação deste tipo de controladores foi apresentada na *6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'11)* [C8.1]. Uma outra abordagem à problemática da estabilidade da tensão do barramento DC e seguimento das referências produzidas por sistemas de gestão de energia, através de controladores robustos, foi publicada no *IEEE Transactions on Vehicular Technology* [J8.1].

A par destes dois tópicos principais realizou-se todo um trabalho de modelização computacional e concepção de *hardware*, no sentido de permitir a implementação integrada das estratégias de gestão previamente desenvolvidas.

Assim, desenvolveu-se um modelo global de veículo eléctrico com múltiplas fontes de energia, considerando todos os subsistemas da cadeia de tracção e ainda o sistema global de gestão de energia. Várias foram as publicações onde se utilizou parte ou a totalidade do modelo desenvolvido nesta investigação, tendo, relativamente ao tópico da modelização, as principais sido apresentadas na *18th International Conference on Electrical Machines (ICEM'08)* [C8.13] e na *35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'09)* [C8.10].

A concepção de um *set-up* experimental, que servisse para se validar as estratégias de gestão desenvolvidas, foi outra das tarefas realizadas no decorrer deste trabalho, tendo este sido implementado seguindo a técnica *Hardware-In-The-Loop (HIL)*, por forma a conseguir-se emular os ciclos de carga e poder efectivamente comparar todas as estratégias de gestão para um mesmo ciclo de condução. Partes da construção do *hardware*, que suportaram os testes experimentais, foram apresentadas nas seguintes conferências: *3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE 2011)* [C8.3], *XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM'10)* [C8.9] e *7th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'11)* [C8.1].

Por outro lado, houve a necessidade de estabelecer como ponto de partida um caso de estudo, tendo sido utilizada a conversão de um pequeno veículo tradicional num protótipo de veículo eléctrico. Desta forma, os trabalhos conducentes à transformação do veículo e respectivos resultados experimentais em estrada foram apresentados na *2nd European Ele-Drive Conference (EET-2007)* [C8.19] e na *24th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS24)* [C8.12]. Alguns desafios técnicos específicos foram investigados com maior profundidade, tendo resultado em algumas publicações divulgadas na

11th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA'06) [C8.20] e na *10th Portuguese-Spanish Conference on Electrical Engineering (XCLEEE)* [C8.18].

Realizaram-se, ainda, alguns estudos sobre aspectos relacionados com a monitorização de baterias, tendo-se procurado obter soluções técnicas embarcáveis e das quais se pudessem extrair dados que permitissem calcular de forma rigorosa o seu estado de carga, aspecto fundamental na implementação das estratégias de gestão optimizada. Os trabalhos realizados neste âmbito foram apresentados na *19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM'08)* [C8.14], na *12th Portuguese-Spanish Conference on Electrical Engineering (XIICLEEE)* [C8.5] [C8.6] [C8.7], e na *3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE 2011)* [C8.2] [C8.4] e, ainda, publicados na revista *Electrical Review - Przegląd Elektrotechniczny* [J8.2].

De uma forma bastante resumida, as principais conclusões e contribuições do trabalho realizado durante este doutoramento, podem ser enumeradas da seguinte forma:

1. A gestão optimizada de sistemas com múltiplas fontes cuja carga é bastante dinâmica, como é o caso dos veículos eléctricos, é um assunto que relaciona diversas áreas da engenharia electrotécnica, portanto, complexo e ainda não definitivamente resolvido, razão pela qual muita investigação deverá ser realizada antes de soluções de hibridização de fontes em veículos puramente eléctricos se tornarem comercialmente disponíveis;
2. Da comparação das diversas tecnologias disponíveis comercialmente para alimentação de veículos eléctricos, verificou-se nenhuma ter capacidade, em dimensões e volume aceitáveis, para fornecer energia de forma similar aos actuais veículos tradicionais. Mesmo, o recurso à hibridização de fontes levanta sérias dificuldades inibindo tecnicamente algumas possíveis soluções. Conclui-se, portanto, que ao optar-se por soluções com múltiplas fontes, essas resultam de imediato em dois desafios: dimensionamento e gestão em tempo real;
3. Em resposta ao primeiro, definiu-se uma metodologia de dimensionamento optimizado para múltiplas fontes de energia em função do desempenho pretendido para o veículo, nas vertentes, velocidade, aceleração, regeneração de energia, inclinação da estrada e autonomia máximas pretendidas. A metodologia proposta considera ainda a possibilidade de se adicionar um sistema de produção de energia baseado em painéis

solares fotovoltaicos, resultando numa mais-valia para o recarregamento das baterias durante os períodos de exposição solar, permitindo aumentar a autonomia inicial do veículo e compensando a auto-descarga das baterias em longos períodos de paragem;

4. Em resposta ao segundo desafio, foi definida uma arquitectura de gestão baseada numa estrutura hierárquica de três níveis que interagem com o sistema a controlar, incluindo funções de planeamento estratégico, de planeamento da acção e execução de tarefas. A arquitectura proposta assegura as funções de gestão de energia, realizadas através da restrição dinâmica do espaço de pesquisa, e de gestão de potência, implementadas com recurso a meta-heurísticas. Os muito bons resultados obtidos, tanto por simulação com através de ensaios experimentais, perspectivam êxito na implementação em escala real;
5. O modelo computacional de toda a cadeia de tracção de veículos eléctricos, revelou ser uma ferramenta bastante útil para uma mais rápida implementação experimental de todos os subsistemas considerados e sobretudo permitiu extrair resultados que ajudaram na definição concreta dos parâmetros a utilizar tanto nos controladores como nas estratégias de gestão;
6. A definição da metodologia de controlo cujo primeiro objectivo é a estabilização da tensão do barramento DC, permitiu maximizar as potencialidades das estratégias de gestão optimizada baseadas numa estrutura hierárquica;
7. A implementação de um *set-up* experimental baseada na técnica HIL com emulação dinâmica da carga do sistema de tracção, utilizando um conversor de electrónica de potência e uma fonte de energia, possibilitou a realização de testes efectivos onde se comparam diversas estratégias de gestão de energia para um mesmo ciclo de condução, e ainda, as suas repetições para outros ciclos;
8. A abordagem seguida, na investigação deste tema, culminou na validação experimental de um sistema global de gestão optimizada, da qual se observou um maior aproveitamento da energia regenerativa dos supercondensadores, especialmente em percursos mais urbanos. Esse sistema permite, por um lado, o aumento da autonomia do veículo eléctrico e, por outro, a redução da capacidade embarcada dos supercondensadores, quando comparado com métodos mais clássicos de gestão.

8.2 TRABALHOS FUTUROS

O principal tópico deste trabalho foi investigar novas estratégias de gestão de energia, com recurso a técnicas de optimização, para veículos eléctricos com múltiplas fontes de energia. Os próximos desafios colocados a esta linha de investigação resultam, naturalmente, da profundidade atingida durante a realização dos trabalhos conducentes à redacção desta tese. Alguns dos conceitos aqui apresentados foram validados através de simulação e/ou experimentalmente, sendo, contudo, possível a melhoria de alguns aspectos directamente relacionados com as metodologias propostas.

Portanto, e especialmente focado na questão dos veículos eléctricos, será relevante dar continuidade ao trabalho desenvolvido, equacionando os seguintes tópicos:

1. Prosseguir com os estudos relativos à gestão optimizada de energia;
2. Procurar a integração de novas topologias de electrónica de potência mais eficientes;
3. Migrar a actual modelização para uma nova, baseada na representação energética macroscópica (REM);
4. Aprofundar novas técnicas de controlo para a estabilização da tensão no barramento DC e sua integração nas estratégias de gestão;

Em relação ao ponto 1, existem diversos caminhos ainda por explorar, podendo estes dividir-se em dois tópicos: gestão da energia e gestão da potência. A título de exemplo, mantendo estes dois tópicos em módulos separados, a implementação do módulo de gestão de energia, actualmente baseado em regras determinísticas, pode evoluir para uma “fuzzificação” do problema através de lógica difusa [8.2] ou para uma modelização do processo estocástico por cadeias de Markov [8.3]. Quanto à implementação do módulo de gestão de potência, poderá considerar-se o aperfeiçoamento da estrutura de decisão meta-heurística, bem como o recurso à técnica de programação multiobjectivo [8.5].

Relativamente às novas topologias de electrónica de potência, existe, por um lado, a possibilidade de procurar novas abordagens na arquitectura do barramento DC comum, onde um estudo à combinação de diversos esquemas de hibridização, activa ou passiva, poderá rentabilizar melhor as características de cada fonte, podendo contudo investigarem-se novas arquitecturas [8.6]. Por outro lado, o recurso a topologias de conversores DC/DC mais eficientes, como são os conversores designados por *zero-voltage-switching* e/ou *zero-current-switching*, poderão ter

aplicabilidade no problema em análise [8.7]. Além disso, a simples evolução dos actuais conversores, integrando bobinas que possibilitem o controlo da sua saturação [8.8], poderá levar a uma diminuição do seu volume e massa, questão de redobrado interesse em matéria de veículos eléctricos, que deverá ser investigada. Contudo, a evolução na arquitectura do barramento DC comum e nas topologias dos conversores DC/DC, terão directa implicação, tanto nas tomadas de decisões produzidas pelas estratégias de gestão, como no controlo dos mesmos.

Outro aspecto, de grande interesse, corresponderá à migração da actual modelização global de veículos eléctricos com múltiplas fontes, baseada em modelos dinâmicos, para uma modelização baseada em REM [8.9], destacando-se as propriedades energéticas do modelo e permitindo a dedução sistemática das cadeias de controlo através das regras específicas de inversão do modelo REM. Esta modificação permitirá abordagens mais rápidas às alterações topológicas realizadas no sistema de alimentação e à construção eficaz de novas malhas de controlo.

Por último, mas não menos importante, investigar novas estratégias de controlo que permitam maior robustez na estabilização do barramento DC, através de um seguimento eficaz das referências geradas pelos módulos de gestão e, sobretudo, uma mais rápida resposta dos controladores [J8.1]. Desta forma prevê-se investigar a aplicabilidade de técnicas com filtros de Kalman, na realimentação das variáveis a controlar, e em controladores baseados em observadores de estados, no sentido de melhorar a resposta dinâmica do sistema [8.10]. A forma como se construir qualquer nova malha de controlo terá que ser devidamente reflectida nas novas estratégias de gestão desenvolvidas.

Em conclusão, os resultados alcançados com os trabalhos desenvolvidos durante a realização deste doutoramento são pertinentes e estimulam o prosseguimento de actividades e projectos de investigação nos tópicos estudados, nomeadamente em torno de caminhos de pesquisa que ficaram entreabertos, longe de se encontrarem esgotados e com grande potencial de desenvolvimento no futuro.

8.3 PUBLICAÇÕES

Os trabalhos de doutoramento relatados nesta tese originaram ou contribuíram para publicações científicas publicadas na forma de capítulo de livro, em revistas da especialidade e em actas de conferências internacionais, encontrando-se a maior parte disponível *on-line*, nomeadamente através da plataforma *IEEEExplore* do IEEE.

8.3.1 CAPÍTULO DE LIVRO INTERNACIONAL

[B8.1] Paulo G. Pereirinha and João P. Trovão (2012). *Multiple Energy Sources Hybridization: The Future of Electric Vehicles?, New Generation of Electric Vehicles*, Prof. Zoran Stevic (Ed.), ISBN: 978-953-51-0893-1, InTech, DOI: 10.5772/53359.

8.3.2 ARTIGOS EM REVISTAS INTERNACIONAIS

[J8.1] de Castro, R.; Araujo, R. E.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Melo, P.; Freitas, D.: “Robust DC-Link Control in EVs with Multiple Energy Storage Systems”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 8, pp. 3553-3565, October 2012.

[J8.2] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.; Santiago, A.: “Set Up and Test of a LiFePO₄ Battery Bank for Electric Vehicle”, Electrical Review - Przegląd Elektrotechniczny, Warszawa, Poland, ISSN PL 0033-2097, R. 88 NR 1a/2012, pp. 193-197, 2012.

[J8.3] Trovão, J. P.; Pereirinha, P.; Jorge, H.: “Design Methodology of Energy Storage Systems for a Small Electric Vehicle”, World Electric Vehicle Journal, Volume 3 (2009), ISSN 2032-6653.

8.3.3 ARTIGOS EM ACTAS DE CONFERÊNCIAS CIENTÍFICAS INTERNACIONAIS

[C8.1] de Castro, R.; Trovão, J. P.; Pacheco, P. Melo, P.; Freitas, D. Pereirinha, P. G.; Araujo, R. E.: “DC Link Control for Multiple Energy Sources in Electric Vehicles”, 7th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’11), Chicago, Illinois, USA, September 6-9, 2011.

- [C8.2] de Melo, H. N.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.: “Batteries usability for Electric Vehicle powertrain”, 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE 2011), Leiria, Portugal, 7 - 9 July, 2011.
- [C8.3] Silva, M. A.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.: “Implementation of a multiple input DC/DC converter for Electric Vehicle power system”, Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE), pp.1-8, 7-9 July 2011.
- [C8.4] Santiago, A.; Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.: “Charge and Discharge Test Bench Monitoring System For Lithium Ion Batteries for Electric Vehicle”, 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE 2011), Leiria, Portugal, 7-9 July, 2011.
- [C8.5] Pereirinha, P. G.; Santiago, A.; Trovão, J. P.: “Characterization of a Lithium Iron Phosphate Battery Bank for Electric Vehicle”, 12th Portuguese-Spanish Conference on Electrical Engineering, XIICLEEE, Ponta Delgada, Portugal, June 30 - July 2, 2011.
- [C8.6] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.: “Standardization in Electric Vehicles”, Proceedings of the 12th Portuguese-Spanish Conference on Electrical Engineering (XIICLEEE), Ponta Delgada, Portugal, June 30–July 2, 2011.
- [C8.7] Marques, A. L.; Vasconcelos, V.; Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.: “Lithium Modular Batteries Bank for Electric Vehicles”, 12th Portuguese-Spanish Conference on Electrical Engineering, XIICLEEE, Ponta Delgada, Portugal, June 30 –July 2, 2011.
- [C8.8] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Analysis of Operation Modes for a Neighborhood Electric Vehicle with Power Sources Hybridization”, 6th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, France, September 1-3, 2010.
- [C8.9] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.; Jorge, H.: “Study of Inductor Effects in a Bidirectional DC/DC Converter for Electrical Vehicle Drivetrain”, XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010), Rome, Italy, September 6-8, 2010.
- [C8.10] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Simulation Model and Road Tests Comparative Results of a Small Urban Electric Vehicle”, 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON’09), Porto, Portugal, November 3-5, 2009.
- [C8.11] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Design Methodology of Energy Storage Systems for a Small Electric Vehicle”, The 24th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS24), Stavanger, Norway, May 13-16, 2009.

- [C8.12] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; Silva, M.; Silvestre, J.; Santos, F.: “Advances in the Electric Vehicle Project-VEIL Used as a Modular Platform for Research and Education”, International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, Stavanger (EVS24), Norway, 13-16 May 2009.
- [C8.13] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.: “Comparative Study of Different Electric Machines in the Powertrain of a Small Electric Vehicle”, 18th International Conference on Electrical Machines (ICEM’08), Vilamoura, Portugal, 6-9 September 2008.
- [C8.14] Silva, M; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G., Marques, A. L.: Multiple energy sources monitoring system for electric vehicle, 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM’08), Ischia, Italy, 11-13 June 2008.
- [C8.15] Pereirinha, P. G.; Trovão, J. P.: “Comparative study of multiple energy sources utilization in a small electric vehicle”, 3rd European Ele-Drive Transportation Conference EET-2008 - Geneva, March 11-13, 2008. *(Esta comunicação foi uma das nomeadas para o best conference paper, Professor Gaston Maggetto Award)*
- [C8.16] Pereirinha P., Trovão J. P.: “The Future of Electric Vehicles: Multiple Energy Sources Hybridization”, Proceedings of the 2nd International Conference on Electrical Engineering (CEE’07), Coimbra, Portugal, November 26-28, 2007.
- [C8.17] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Methodology for Optimal Sizing of Energy Sources Used in a Small Electric Vehicle for Urban Cycles”, Proceedings of the 10th Portuguese-Spanish Congress in Electrical Engineering (XCLEEE), Funchal, Madeira Island, Portugal, July 5-7, 2007.
- [C8.18] Santos, F.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; “A Dashboard based on PalmOS for a Small Electric Vehicle”, Proceedings of the 10.th Portuguese-Spanish Congress in Electrical Engineering (XCLEEE), Funchal, Madeira Island, Portugal, July 5- 7, 2007.
- [C8.19] Pereirinha, P. G., Trovão, J. P., Marques, A. L., Silvestre, J., Santos, F., Campos, A., Silva, M., Tavares, P., “The Electric Vehicle VEIL Project: A Modular Platform for Research and Education”, Proceedings of the 2nd European Ele-Drive Conference (EET-2007), Brussels, Belgium, May 30 – June 01, 2007.

- [C8.20] Santos, F.; Trovão, J. P.; Marques, A. L.; Pedreiras, P.; Ferreira, J.; Almeida, L.; Santos, M.: “A Modular Control Architecture for a Small Electrical Vehicle”, Proceedings of the 11th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA '06), Czech Republic, September 20-22, 2006.

BIBLIOGRAFIA DO CAPÍTULO 8

- [8.1] Thounthong, P.; Rael, S.: “The Benefits of Hybridization”, IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 3, nº. 3, pp.25-37, September 2009.
- [8.2] Martinez, J. S.; Hissel, D.; Pera, M. C.; Amiet, M.: “Practical Control Structure and Energy Management of a Testbed Hybrid Electric Vehicle”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 60 , no. 9, pp.4139 – 4152, 2011.
- [8.3] Opila, D. F.; Wang, X.; McGee, R.; Gillespie, R. B.; Cook, J. A.; Grizzle, J. W.: “An Energy Management Controller to Optimally Trade Off Fuel Economy and Drivability for Hybrid Vehicles”, IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 20 , no. 6, pp. 1490 – 1505, 2012
- [8.4] Tazelaar, E.; Veenhuizen, B.; van den Bosch, P.; Grimminck, M.: “Analytical Solution of the Energy Management for Fuel Cell Hybrid Propulsion Systems”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61 , nº. 5, pp. 1986 – 1998, 2012.
- [8.5] Knoke, T.; Romaus, C.; Bocker, J.; Dell'Aere, A.; Witting, K.: “Energy Management for an Onboard Storage System Based on Multi-Objective Optimization”, 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics (IECON'06), pp. 4677 – 4682, 2006.
- [8.6] Cao, J.; Emadi, A.: “A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27 , nº. 1, pp. 122 – 132, 2012.
- [8.7] Pahlevaninezhad, M.; Das, P.; Drobnik, J.; Jain, P.K.; Bakhshai, A.: “A Novel ZVZCS Full-Bridge DC/DC Converter Used for Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27 , nº. 6, pp. 2752 – 2769, 2012.
- [8.8] Alonso, J. M.; Perdigao, M. S.; Gacio, D.; Campa, L.; Saraiva, E. S., “Magnetic Control of DC-DC Resonant Converters Provides Constant Frequency Operation”, *Electronics Letters*, vol.46, no.6, pp.440-442, March 2010.
- [8.9] Chen, K.; Bouscayrol, A.; Berthon, A.; Delarue, P.; Hissel, D.; Trigui, R.: “Global Modeling of Different Vehicles”, IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 4, nº. 2, pp. 80 – 89, 2009.

- [8.10] Klein, R.; Chaturvedi, N. A.; Christensen, J.; Ahmed, J.; Findeisen, R.; Kojic, A.:
“Electrochemical Model Based Observer Design for a Lithium-Ion Battery”, IEEE
Transactions on Control Systems Technology, Vol. PP , no. 99, pp. 1 – 13, 2012.

ANEXOS

ANEXO 1 – NEIGHBORHOOD ELECTRIC VEHICLES.....A1-1

ANEXO 2 – COMPONENTES PASSIVOS | DIMENSIONAMENTOA2-1





**ANEXO 3 – ESTUDO DO EFEITO DA SATURAÇÃO NAS BOBINAS DOS
CONVERSORES DC/DC BIDIRECCIONAIS UTILIZADOS EM VEÍCULOS
ELÉCTRICOS.....A3-1**

**ANEXO 4 – CONTROLADOR PROPORCIONAL, INTEGRAL E
DERIVATIVO (PID)A4-1**





ANEXO 1 - NEIGHBORHOOD ELECTRIC VEHICLES

Actualmente são produzidos milhares de veículos eléctricos de proximidade por ano nos EUA e um pouco por todo o Mundo, sendo caracterizados essencialmente pela energia utilizada na sua propulsão, energia eléctrica. Este subgrupo de veículos eléctricos oferece bastantes benefícios em alguns nichos de mercado (e.g. golf, comunidades seniores, aeroportos e instâncias turísticas). Estes benefícios incluem baixos custos de manutenção e operação, situando-se a sua autonomia usualmente em torno dos 70 km. Este tipo de veículos tem sérias restrições na sua velocidade máxima (~40 km/h), em média tem uma tara inferior a uma tonelada e tem soluções mínimas de conforto, segurança e iluminação.

Tabela A1.1. Veículos eléctricos NEV e respectivas características. [A1.1]

Modelo:	Kurrent NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / 4,1 kW / 120 V	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	56 - 64 km / -- /--	
Ano / Massa	2007 / 1133 kg	
Número de passageiros	2	
Modelo:	Bug E (3 Wheel) NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / 48 V	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	64 km / 64 km/h / --	
Ano / Massa	2007 / 181 kg	
Número de passageiros	1	
Modelo:	It NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / --	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	48 km / 48 km/h / --	
Ano / Massa	2001 / --	
Número de passageiros	--	
Modelo:	Maya-300 Low_Speed NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / 120 V	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	193 km / 40 - 56 km/h / --	
Ano / Massa	-- / --	
Número de passageiros	--	

Modelo:	Columbia ParCar Mega NEV	
Tipo	Comercial	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / --	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	-- / 56 km/h / --	
Ano / Massa	-- / --	
Número de passageiros	2	
Modelo:	Flybo XFD 3000 ZH NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / 5 kW / 48 V	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima / 0-100 km/h	96 km / 64 km/h / --	
Ano / Massa	--	
Número de passageiros	2	
Modelo:	GEM e2 NEV	
Tipo	Comercial	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / 120 V	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	56 km / 40 km/h / --	
Ano / Massa	1998 / --	
Número de passageiros	--	
Modelo:	OR70 NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / --	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	112 km / 56 km/h / --	
Ano / Massa	-- / --	
Número de passageiros	--	
Modelo:	G-Wiz / NXG NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / 240 V	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	112 km / 72 km/h / --	
Ano / Massa	2001 / 400 kg	
Número de passageiros	2	
Modelo:	XY80 NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / --	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	152 km / 49 km/h / --	
Ano / Massa	-- / --	
Número de passageiros	--	
Modelo:	Tara NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / --	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	96 km / 49 km/h / --	
Ano / Massa	-- / --	
Número de passageiros	2	
Modelo:	Solar Bug NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / --	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima / 0-100 km/h	-- / 56 km/h / --	
Ano / Massa	-- / --	
Número de passageiros	--	

Modelo:	Topia HUVO NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / --	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima / 0-100 km/h	-- / -- / --	
Ano / Massa	-- / 149 kg	
Número de passageiros	1	
Modelo:	Xebra (3 Wheel) NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / 120 V	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	40 km / 64 km/h / --	
Ano / Massa	-- / 845 kg	
Número de passageiros	4	
Modelo:	ZENN Hatchback NEV	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / -- / 120 V	
Baterias (tipo)	--	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	56 km / 40 km/h / --	
Ano / Massa	2002 / --	
Número de passageiros	2	
Modelo:	Renault Twizy	
Tipo	De passageiros	
Motor (tipo / potência útil / tensão de alimentação)	-- / 15 kW / 120 V	
Baterias (tipo)	Li-ion	
Autonomia / Velocidade Máxima/ 0-100 km/h	56 km / 75 km/h / --	
Ano / Massa	2012 / --	
Número de passageiros	2	

BIBLIOGRAFIA DO ANEXO 1

- [A1.1] Beck, L. J.; (2009). *V2G – 101: A text about Vehicle-to-Grid, the technology which enables a future of clean and efficient electric-powered transportation*, USA, L. Beck MBA.

ANEXO 2 – COMPONENTES PASSIVOS | DIMENSIONAMENTO

Nos conversores DC/DC bidireccionais utilizados, os elementos passivos têm funções determinantes no funcionamento do circuito, como é o caso da indutância que funciona como dispositivo de armazenamento de energia para posteriormente ser libertada para uma das extremidades, caso funcione como redutor ou elevador, servindo ainda para controlar a oscilação (ripple) da corrente fornecida pela fonte e minimizar os efeitos da elevada frequência de comutação [A2.1] [A2.2] [A2.3].

Tendo em conta que o presente trabalho assenta no protótipo VEIL, estas bobinas devem ser dimensionadas para suportar o valor de corrente mais elevado, que ocorre quando a tensão associada ao banco de baterias ou de supercondensadores é mínima e a potência exigida é máxima (50 kW), independentemente do modo de funcionamento.

Importa ainda salientar, que a concepção física destes componentes de acordo com os valores obtidos matematicamente não é linear, sendo bastante difícil de obter com rigor o valor dimensionado, face às características reais dos núcleos e dos condutores utilizados.

A corrente considerada, I_{Med} , para efeitos de dimensionamento dos elementos passivos dos conversores DC/DC, resulta da potência nominal das baterias (5,8 kW), reajustada para a tensão mínima das mesmas, assumindo o fornecimento da mesma potência [A2.4]. Relativamente ao conversor dos supercondensadores, utilizou-se o mesmo valor, embora se espere uma maior amplitude na variação da corrente fornecida pelos mesmos [A2.4]. É importante referir que a corrente na bobina é composta por uma componente contínua, com valor médio I_{Med} e à qual se sobrepõe uma componente alternada de elevada frequência (kHz), de muito menor amplitude.

De forma a determinar a indutância, a corrente I_{Med} considerada pode ser calculada, em função de I_{DCLink} , pela equação (A2.1):

$$I_{Med} = \frac{I_{DCLink}}{(1 - d_{max})} \quad (A2.1)$$

em que o $d_{max} = 0,873$, tal como de (6.12) é possível verificar:

$$d_{max} = 1 - \frac{76,2}{600} = 0,873$$

Assim a corrente de saída pode ser encontrada através da equação (A2.2).

$$I_{DC_{Link}} = \frac{V_j I_j}{V_{out}}, \quad \text{com } j = \{bat, SC\} \quad (A2.2)$$

Através das equações (A2.1) e (A2.2) foi possível obter uma corrente média na bobina de 76,2 A, cujo valor foi arredondado para 75 A para efeitos de dimensionamento.

Assim os parâmetros de entrada do sistema são os que se apresentam na tabela seguinte.

Tabela A2.1. Parâmetros de entrada.

Símbolo	Valor	Unidade	Símbolo	Valor	Unidade
V_{bat_max}	115,8	V	$V_{DC_{Link_max}}$	800	V
V_{bat_min}	76,2	V	$V_{DC_{Link_min}}$	450	V
V_{bat_nom}	96	V	$V_{DC_{Link_nom}}$	600	V
V_{SC_min}	50	V	I_{Med}	75	A
V_{SC_max}	81	V	f	20	kHz

A2.1 FONTE PRINCIPAL: BATERIAS DE Ni-MH

Fazendo a análise para o redutor, pode-se utilizar a equação (A2.3), de forma a obter o valor de L_{bat} .

$$L_{bat} = \frac{V_{bat_min}}{2 \cdot \Delta i_{bat}} \cdot \frac{(1 - d_{min})}{f} \quad (A2.3)$$

Assim, tendo em conta a equação (6.11) podemos escrever:

$$d \rightarrow \begin{cases} d_{min} = \frac{76,2}{800} = 0,0953 \\ d_{max} = \frac{115,6}{600} = 0,193 \end{cases}$$

Então, dimensionando a bobina L_{bat} usou-se 4% de *ripple* da corrente nominal (3 A), resultando:

$$L_{bat} = \frac{76,2}{3} \cdot \frac{(1 - 0,0953)}{20} = 1,15 \text{ mH}$$

Para o caso do elevador a equação a utilizar é a (A2.4).

$$L_{bat} \rightarrow \begin{cases} L_{bat_min} = \frac{V_{bat_min}}{\Delta i_{bat}} \cdot T_{on_max} \\ L_{bat_max} = \frac{V_{bat_max}}{\Delta i_{bat}} \cdot T_{on_min} \end{cases} \quad (A2.4)$$

Tendo em conta a equa o (6.13), resulta:

$$dT = T_{on} \rightarrow \begin{cases} T_{on_min} = \left(1 - \frac{115,6}{600}\right) \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 40 \mu s \\ T_{on_max} = \left(1 - \frac{76,2}{600}\right) \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 44 \mu s \end{cases}$$

usando o mesmo valor de *ripple* da corrente nominal, vem L_{bat} dado por:

$$L_{bat} \rightarrow \begin{cases} L_{bat_min} = \frac{76,2}{3} \cdot 44 \cdot 10^{-6} = 1,12 \text{ mH} \\ L_{bat_max} = \frac{115,6}{3} \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 1,54 \text{ mH} \end{cases}$$

Assim, o valor de indutância a escolher seria o que contempla o pior caso, sendo este de 1,54 mH.

A2.2 FONTE SECUNDÁRIA: SUPERCONDENSADORES

A título de exemplo, considera-se a mesma corrente I_{Med} que no caso das baterias. Assim, recorrendo à mesma análise realizada para o conversor redutor das baterias, obt m-se a equa o (A2.5) para calcular o valor de L_{SC} .

$$L_{SC} = \frac{V_{SC_min}}{2 \cdot \Delta i_{SC}} \cdot \frac{(1 - d_{min})}{f} \quad (A2.5)$$

Assim, pode-se escrever:

$$d \rightarrow \begin{cases} d_{min} = \frac{55}{800} = 0,069 \\ d_{max} = \frac{81}{600} = 0,135 \end{cases}$$

Então, dimensionando a bobina L_{SC} para 4% de *ripple* da corrente nominal, resulta:

$$L_{SC} = \frac{55}{3} \cdot \frac{(1 - 0,069)}{20} = 0,853 \text{ mH}$$

Para o caso do conversor elevador, a equação a utilizar é a (A2.6).

$$L_{SC} \rightarrow \begin{cases} L_{SC_min} = \frac{V_{SC_min}}{\Delta i_{SC}} \cdot T_{on_max} \\ L_{SC_max} = \frac{V_{SC_max}}{\Delta i_{SC}} \cdot T_{on_min} \end{cases} \quad (A2.6)$$

Tendo em conta a equação (6.13) pode-se escrever:

$$dT = T_{on} \rightarrow \begin{cases} T_{on_min} = \left(1 - \frac{81}{600}\right) \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 43 \mu\text{s} \\ T_{on_max} = \left(1 - \frac{55}{600}\right) \cdot 50 \cdot 10^{-6} = 45 \mu\text{s} \end{cases}$$

usando um valor de *ripple* de 5% da corrente nominal, vem L_{SC} :

$$L_{SC} \rightarrow \begin{cases} L_{SC_min} = \frac{55}{3} \cdot 45 \cdot 10^{-6} = 0,83 \text{ mH} \\ L_{SC_max} = \frac{81}{3} \cdot 43 \cdot 10^{-6} = 1,2 \text{ mH} \end{cases}$$

Assim, seria escolhido o maior valor da bobina (1,2 mH) de forma a contemplar o pior caso.

No entanto, atendendo a uma questão de uniformização dos valores dos componentes utilizados, e à semelhança do que foi feito em trabalhos prévios, decidiu-se uniformizar o valor destas indutâncias para as duas fontes, escolhendo-se um valor de 1,35 mH.

Essa decisão deve-se ao facto de existir uma dificuldade significativa na obtenção de um valor preciso no processo de construção final das bobinas, atendendo às restrições das dimensões dos núcleos normalizados e do número de voltas do condutor, e onde a aquisição de componentes para a realização de várias bobinas com o mesmo valor de indutância será mais benéfico.

Efectuando a verificação do *ripple* para uma indutância de 1,35 mH, através da equação de L_{SC_max} expressa por (A2.6), obtém-se um *ripple* de 2,58 A, isto é, cerca de 0,5 A a menos que o valor determinado anteriormente. Da mesma forma, através da equação (A2.4), para L_{bat_max} , obtém-se um *ripple* de 3,43 A, portanto, ligeiramente superior ao estipulado (0,43 A).

A2.3 CONDENSADOR DO BARRAMENTO DC COMUM

O C_{DCLink} serve de suporte energético face   potência exigida no barramento DC comum (DC_{Link}) e auxilia na estabilidade da tensão do mesmo. Estas características foram tidas em conta no seu dimensionamento, bem como as questões relacionadas com a dinâmica de controlo do conversor DC/DC bidireccional, tendo o seu dimensionamento contemplado a dinâmica do controlador utilizado e a potência solicitada ao DC_{Link} . Para o efeito, tendo em considera o o protótipo VEIL em resposta   solicita o mais severa dos ciclos de condu o estudados (Figura 4.3), considerou-se uma potência máxima de 50 kW, de onde resulta um I_{Load_max} , considerando a pior situa o no fornecimento desta tensão, isto é, V_{DCLink_min} :

$$I_{Load_max} = \frac{P_{Max}}{V_{DCLink_min}} = \frac{50000}{450} = 111,1 \text{ A}$$

Em que, utilizando a equa o (A2.7), o valor de C_{DCLink} mínimo vem:

$$C_{DCLink} = I_{Load_max} \cdot \frac{T_{on_max}}{\Delta V_{DCLink}} \Leftrightarrow C_{DCLink} = 111,1 \cdot \frac{45 \cdot 10^{-6}}{150} = 33 \mu\text{F} \quad (\text{A2.7})$$

Dado que o controlador de tensão, projectado para a estabiliza o da tensão do DC_{Link} , é o que tem a resposta mais lenta (100 Hz), sendo esse que marca a dinâmica da malha de controlo, gerando respostas de 10 ms em 10 ms. Assim, o condensador terá de suportar as necessidades energéticas do DC_{Link} durante 222 vezes os 45 μs (maior tempo), resultando um condensador de 7,3 mF.   semelhança do que foi efectuado para as indutâncias, o valor deste condensador também foi normalizado para 10 mF, tendo como referência componentes disponíveis. Desta forma, com esta capacidade no barramento DC comum   possível manter a tensão em torno dos 600 V. De referir ainda, que aquando da selec o deste condensador, o elemento escolhido deverá suportar a tensão máxima admissível no barramento DC comum, ou seja, 800 V.

A2.4 QUADRO RESUMO - ELEMENTOS PASSIVOS DIMENSIONADOS

As bobinas foram construídas recorrendo a núcleos de p  magnético para reduzir as perdas por correntes induzidas devido às altas frequências, resultantes da electrónica de potência, tal como é descrito no Anexo 3. O condensador, deverá ser escolhido, com base no valor mínimo

apresentado na Tabela A2.2, tendo em atenção a tensão máxima admissível, recorrendo-se a associações em série ou em paralelo para combinar o valor mínimo pretendido de capacidade com a tensão máxima admissível aos seus terminais.

Tabela A2.2. Valores dos elementos passivos dimensionados para efeitos de construção e selecção.

Símbolo	Valor	Unidade
L_{bat}	1,35	mH
L_{SC}	1,35	mH
C_{DCLink}	7,3	mF

A2.4 SET-UP EXPERIMENTAL – REDEFINIÇÃO DOS ELEMENTOS PASSIVOS

Para efeitos de validação das estratégias de gestão de energia desenvolvidas neste trabalho, foi necessária a implementação de um *set-up* experimental de escala reduzida e dimensionar uma terceira indutância para o conversor DC/DC bidireccional que emula a carga relativa aos ciclos de condução normalizados. Portanto, seguindo-se a metodologia proposta na Secção A2.1 (ou A2.2), dimensionou-se essa nova bobina, sendo os valores obtidos muito similares aos do caso das baterias NiMH, tendo sido seleccionado para o efeito uma indutância com valor uniformizado também de 1,35 mH.

Tabela A2.3. Elementos passivos dimensionados vs. elementos passivos utilizados.

Símbolo	Descrição	Valor
Elementos Passivos normalizados para efeitos de simulação*		
L_{bat}	Indutância da bobina do conversor DC/DC das baterias NiMH	1,35 mH
L_{SC}	Indutância da bobina do conversor DC/DC dos supercondensadores	1,35 mH
C_{DCLink}	Capacidade do condensador do barramento DC	7,30 mF
Elementos Passivos Utilizados no <i>set-up</i> experimental		
L_{bat}	Indutância da bobina do conversor DC/DC das baterias NiMH	1,20 mH
L_{SC}	Indutância da bobina do conversor DC/DC dos supercondensadores	2,10 mH
L_{Load}	Indutância da bobina do conversor DC/DC para emulação da carga	1,24 mH [§]
C_{DCLink}	Capacidade do condensador do barramento DC	~10 mF

* e de construção dos elementos indutivos;

§ bobina (variável) com núcleo de chapas magnéticas (Figura 7.2).

BIBLIOGRAFIA DO ANEXO 2

- [A2.1] Silva, M. A.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.: “Implementation of a multiple input DC/DC converter for Electric Vehicle power system”, Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE), pp.1-8, 7-9 July 2011.
- [A2.2] de Castro, R.; Trovão, J. P.; Pacheco, P. Melo, P.; Freitas, D. Pereirinha, P. G.; Araujo, R. E.: “DC Link Control for Multiple Energy Sources in Electric Vehicles”, 7th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC’11), Chicago, Illinois, USA, September 6-9, 2011.
- [A2.3] de Castro, R.; Araujo, R. E.; Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Melo, P.; Freitas, D.: “Robust DC-Link Control in EVs with Multiple Energy Storage Systems”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 68, no. 8, pp. 3553-3565, October 2012.
- [A2.4] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.; Jorge, H: “Study of Inductor Effects in a Bidirectional DC/DC Converter for Electrical Vehicle Drivetrain”, XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010), Rome, Italy, September 6-8, 2010.

ANEXO 3 – ESTUDO DO EFEITO DA SATURAÇÃO NAS BOBINAS DOS CONVERSORES DC/DC BIDIRECCIONAIS UTILIZADOS EM VEÍCULOS ELÉCTRICOS

Este anexo surge da necessidade de expor a problemática da construção da(s) bobina(s) a utilizar no(s) conversor(es) DC/DC, recorrendo a núcleos de diferentes geometrias bem como à alteração da sua indutância, resultante dos efeitos da saturação provocados por variações na amplitude de corrente, passíveis de exceder o valor para a qual a bobina foi efectivamente dimensionada. O recurso a uma alimentação baseada em múltiplas fontes de energia em veículos eléctricos leva à utilização de conversores DC/DC e portanto à necessidade de elementos passivos, onde a bobina desempenha um papel fundamental. Tendo presente a utilização de uma arquitectura do barramento DC assente numa associação activa paralela de fontes, verifica-se ser fundamental uma análise minuciosa à construção das bobinas, de modo a evitar fenómenos indesejados e a garantir que as mesmas sejam capazes de proporcionar a performance desejada para o sistema hibridizado de alimentação.

Tipicamente, os estudos por simulação e o dimensionamento dos controladores dos conversores de electrónica de potência, consideram um valor de indutância da bobina constante para toda a gama de funcionamento. Não obstante, um veículo eléctrico impõe a estes conversores uma grande variação de carga, reflectindo-se nos seguintes aspectos: o dimensionamento da bobina é feito para um funcionamento restrito à zona de comportamento linear do núcleo magnético, o que resulta em bobinas de grandes dimensões, pesadas e de custo elevado ou, então, o dimensionamento admite operações, durante alguns períodos, na zona de saturação do núcleo magnético, sendo para tal, muito importante o estudo das suas consequências.

A variação do valor da indutância da bobina, bem como as perdas, podem ser analisadas recorrendo à modelização através do Método dos Elementos Finitos ou, se possível, a softwares utilizados pelos fabricantes dos núcleos, uma vez que esses são ajustados com base nos valores obtidos experimentalmente [A3.1]. No presente estudo as variações supracitadas foram analisadas tendo em conta resultados fornecidos pelo projecto realizado, com o auxílio do software disponibilizado pelo fabricante dos núcleos considerados para construção das bobinas.

A3.1 PROJECTO DE BOBINAS DOS CONVERSORES DC/DC

De acordo com o dimensionamento apresentado no Anexo 2, considerou-se uma corrente média de funcionamento de 75 A e da qual resultaram valores normalizados de 1,35 mH, para os quais se projectaram as diferentes bobinas. Foram considerados vários núcleos (núcleos em “E” e núcleos toroidais, “T”), tendo-se obtido as curvas de evolução do valor da indutância⁸ da bobina, em função da corrente do conversor, com o auxílio do *software* do fabricante [A3.1] e que são apresentadas na Figura A3.1.

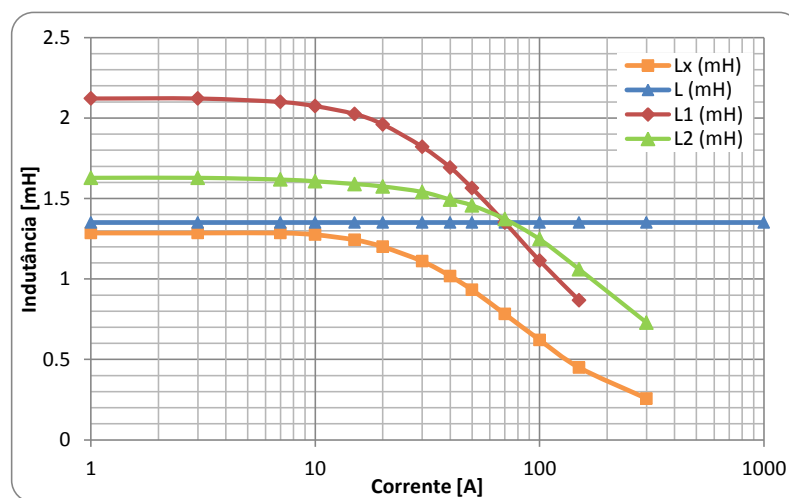


Figura A3.1. Variação da indutância em função da corrente do conversor, para os diferentes núcleos considerados: L – bobina ideal; Lx – bobina real (saturação alta); L1 – bobina real (duplo “T”) e L2 – bobina real (duplo “E” espelhados) [A3.2].

Os valores observados na Figura A3.1 têm em consideração, não só o valor de indutância que cumpre os requisitos dos cálculos teóricos, mas também a corrente que irá atravessar a bobina e a sua construção. Para demonstrar a necessidade de cuidados no seu projecto, considerou-se uma bobina Lx, com núcleo toroidal, de indutância igual a 1,29 mH mas na qual se verifica um grande efeito de saturação e respectivo decréscimo do valor de indutância para correntes acima dos 10 A.

As restantes bobinas reais, L1 e L2, com núcleo toroidal duplo e com núcleo em duplo “E” espelhados, respectivamente, são resultado do projecto optimizado através do *software* do fabricante. Os seus comportamentos estão ilustrados na Figura A3.1, apresentando a evolução da indutância em função da corrente do conversor DC/DC.

⁸ Embora a designação “indutância” só se deva usar quando a relação entre o fluxo ligado e a corrente é constante ($L = \frac{\Psi(t)}{i(t)}$).

As bobinas LX, L1 e L2 são baseadas em núcleos de pó magnético e são vocacionadas para aplicações de electrónica de potência com comutações de elevada frequência. Um aspecto importante a ter em conta é que o pó magnético tem na sua constituição substâncias orgânicas que provocam efeitos térmicos indesejados aquando do seu envelhecimento, o que levará ao decréscimo natural do valor da indutância da bobina, bem como ao seu factor de qualidade (Q). Ainda relacionado com o decréscimo do factor de qualidade, está o facto de, em aplicações de elevada potência este acontecimento provocar o aparecimento de perdas devido às correntes induzidas (ou de Foucault), e posteriormente o aquecimento do núcleo, o que poderá conduzir, no extremo, à sua destruição. Para prevenir esta situação, o projecto de uma bobina deve contemplar obrigatoriamente perdas no núcleo magnético menores do que as perdas no cobre do(s) seu(s) enrolamento(s).

Além do decréscimo do valor de indutância da bobina LX para correntes superiores a 10 A, também as restrições térmicas da mesma não permitem a sua utilização, na aplicação considerada, o protótipo VEIL. Desta forma, e apoiado no *software* do fabricante, mantendo-se uma temperatura de funcionamento abaixo dos 40°C, duas soluções foram consideradas (Figura A.3.2):

- L1 – dois núcleos toroidais construídos com um material, que embora dispendioso, provoca pequenas perdas no núcleo e tem um comportamento linear bastante bom, mesmo a altas frequências;
- L2 – montagem em duplo “E” espelhados, com um material de baixo custo, apresentando um bom comportamento ao nível da linearidade, baixa permeabilidade e bastante usado em electrónica de potência associada às *Uninterruptible Power Supply* (UPS).

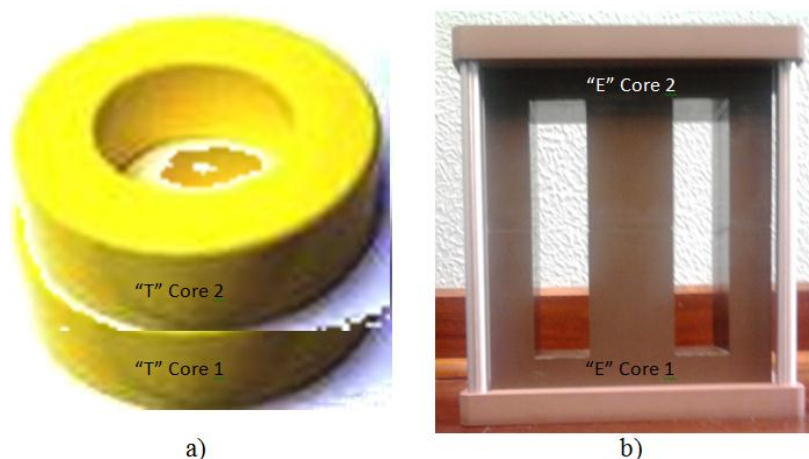


Figura A3.2. Núcleos das bobinas: a) L1 – toroidal duplo; b) L2 – duplo “E” espelhados.

As características principais, resultantes do projecto dessas duas bobinas são apresentadas na Tabela A3.1, onde é possível observar que ambas foram idealizadas para um *ripple* na corrente abaixo de 3 A. No entanto, sobressaem diferenças notórias ao nível do custo, peso e curvas características, $L(i)$.

Tabela A3.1. Características das bobinas projectadas.

	L1 – núcleo em “T”	L2 – núcleo em “E”
Número de núcleos:	2	2 (espelhados)
Secção do condutor:	# 2 AWG 33.6 mm ²	# 5 AWG 16.8 mm ²
Número de espiras:	73	54
Características eléctricas:		
Resistência (DC):	14,70 mΩ	28,90 mΩ
Indutância*:	1,35 mH	1,37 mH
<i>Ripple</i> da Corrente*:	2,73 A	2,69 A
Características mecânicas:		
Massa do núcleo:	9,52 kg	28,6 kg
Volume do núcleo:	1,47 dm ³	4,77 dm ³
Massa dos enrolamentos:	7,57 kg	3,71 kg
Custo:	Elevado	Baixo

* para uma corrente média de funcionamento de 75 A.

A quantidade de cobre a utilizar na construção da bobina L1 foi verificada directamente através do contacto com o fabricante dos núcleos, no qual referiu que, no caso das bobinas com núcleos toroidais, existe uma maior dificuldade na dissipação térmica, a qual deve ser compensada pela redução da resistência do enrolamento e por conseguinte o aumento da secção do condutor, conforme demonstra os projectos da Tabela A3.1.

A3.2 MODELO PARA BOBINAS INCLUINDO EFEITO DA SATURAÇÃO

No sentido de se avaliar o desempenho da cada bobina considerada para implementação e suas repercussões na dinâmica dos conversores, estudaram-se por simulação os efeitos da saturação através dos modelos obtidos e implementados em Matlab[®]/Simulink[®] (Capítulo 6) para o conversor DC/DC e para a bobina saturável. [A3.3]

Neste tipo de estudo, é fundamental a utilização de um modelo adequado que considere convenientemente os efeitos da saturação da bobina. Nesse sentido, o modelo proposto na Secção 6.3.3.1 é essencialmente baseado em dados extraídos do projecto que foi apoiado no *software* do fabricante, contemplando a evolução do valor da indutância em função da corrente do conversor DC/DC. Desta forma, com os valores de indutância em função da corrente, apresentados na Figura A3.1, foi criada uma *look-up table* que relaciona o valor de indutância da bobina com a corrente do conversor, $L_j = f(i_j)$ com $j \in \{bat, SC\}$. Porém, este modelo não considera os efeitos relacionados com aumentos excessivos da temperatura e perdas no núcleo da bobina.

A3.3 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

No presente estudo, considerou-se o modelo global do protótipo VEIL (Tabela 2.6), com uma alimentação exclusivamente baseada em baterias (Figura 6.2), ao qual se aplicou a referência de velocidade do ciclo de condução normalizado ECE 15. Para a alimentação do veículo foram considerados dois bancos de baterias com tensão nominal de 96 V, capacidade de 13 Ah, com uma carga inicial de 95%. Das simulações realizadas foram obtidas as curvas de velocidade do veículo, tensão do barramento DC comum, correntes e tensões nas baterias, apresentadas na Figura A3.3.

Ao substituir no modelo do conversor DC/DC, a bobina ideal (valor constante de indutância) pelo modelo da bobina que considera os efeitos da saturação (bobinas reais L1 e L2), obtiveram-se curvas de velocidade, corrente e tensão (Figura 6.17), para as quais não se afiguraram grandes diferenças em relação às apresentadas na Figura A3.3.

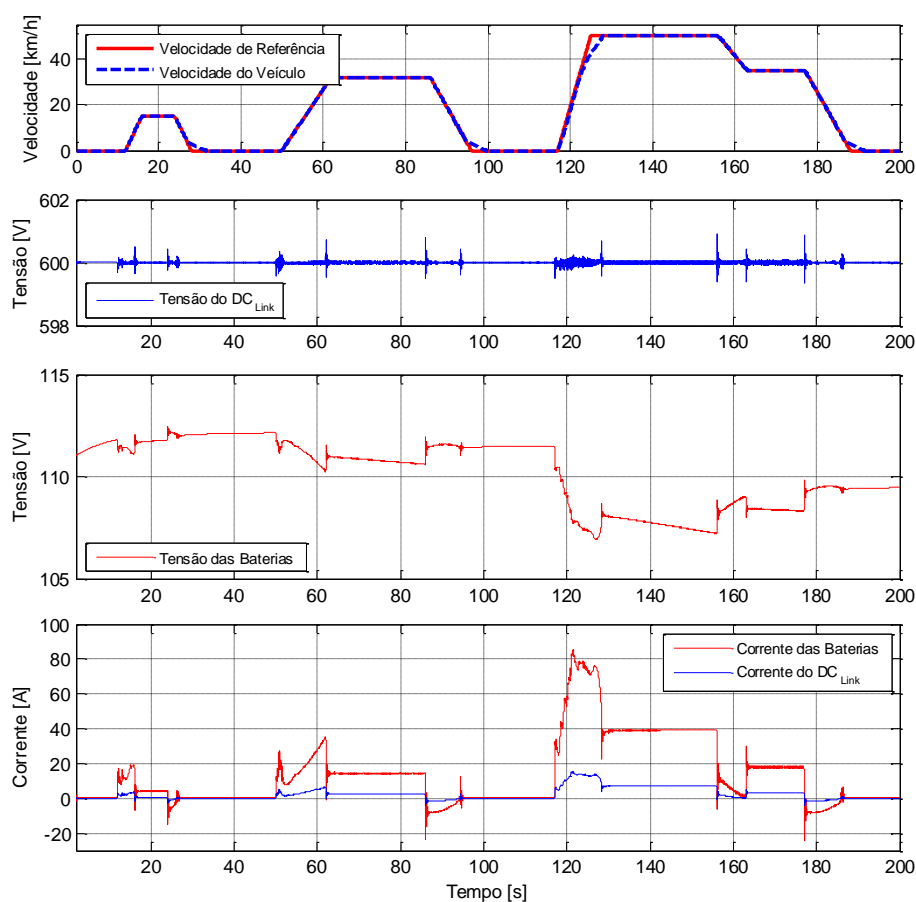


Figura A3.3. Resposta do modelo de simulação do protótipo VEIL a um ciclo de condução ECE 15, considerando uma bobina ideal para o conversor DC/DC.

Porém, reduzindo a escala temporal, foi possível registarem-se algumas oscilações, particularmente, nas curvas de tensão, sobretudo quando ocorriam maiores solicitações de corrente (picos). Esses picos de corrente induzem um decréscimo no valor de indutância, resultando assim numa significativa saturação do núcleo magnético, que por conseguinte, faz com que aumente o *ripple* da corrente do conversor, com naturais repercussões na tensão das baterias e barramento DC.

Através das curvas obtidas (Figura 6.17) conclui-se imediatamente que, o controlador PI da tensão do conversor DC/DC manipula o *duty-cycle*, garantindo que a tensão do barramento DC se mantenha constante. Consequentemente, para cada referência de velocidade e de aceleração requeridas pelo ciclo de condução, é exigido ao motor que desenvolva o mesmo valor de binário (verificado nas simulações presentes na Figura A3.3). Assim, os valores médios de tensão e corrente presentes no barramento DC comum são os mesmos, independentemente do valor de indutância utilizado.

Das curvas apresentadas na Figura 6.17, não é visível a variação do *ripple* da corrente, no entanto esta aumenta quando a indutância decresce (equações (A2.4) e (A2.6)). Este facto faz com que apareçam outras questões indesejadas, como por exemplo, o aumento da temperatura na bobina e o aumento das perdas no núcleo, para além de induzirem erros nos controladores e, por conseguinte, instabilidade no valor de tensão do barramento DC, como se verifica pela análise à Figura A3.4.

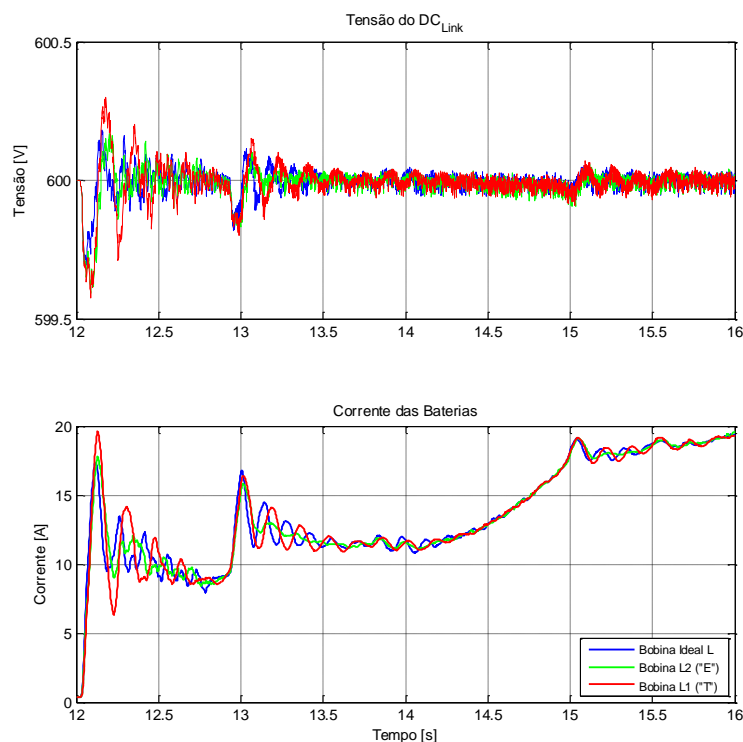


Figura A3.4. Curvas de resposta a degrau (tensão e corrente) considerando várias bobinas.

Os factores acima descritos sugerem que a escolha acertada do núcleo e o dimensionamento da bobina são essenciais e com grande contributo para um projecto eficiente do conversores de electrónica de potência no fornecimento de energia à carga (dinâmica), como é o caso dos veículos eléctricos.

A3.4 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

De forma a estudar o impacto da variação da indutância no comportamento dos conversores DC/DC, foram realizadas várias simulações com diferentes valores de corrente. Os valores de *duty-cycle*, *ripple* de tensão e *ripple* de corrente foram escolhidos como parâmetros de análise de resposta do sistema. Os resultados destes testes são apresentados nas Figuras A3.5, A3.6 e A3.7.

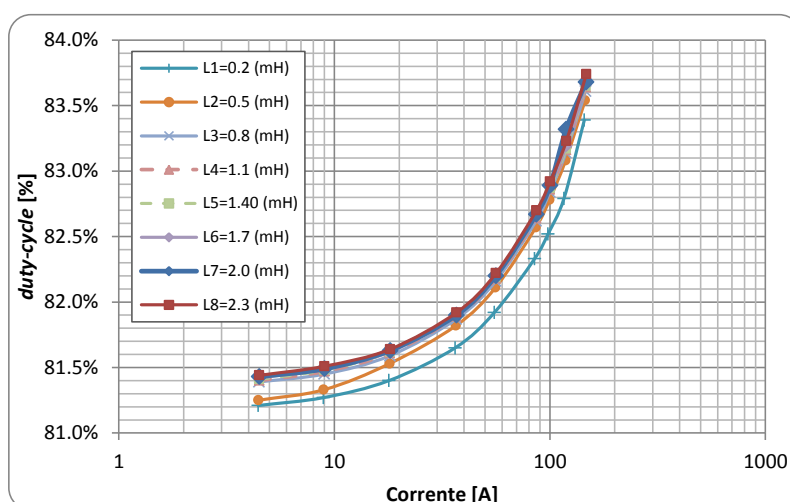


Figura A3.5 Evolução do *duty-cycle* em função da corrente na bobina para vários valores de indutância.

Analisando a Figura A3.5, conclui-se que a variação da indutância não afecta de modo acentuado o *duty-cycle* para idêntico valor de corrente na bobina. No entanto, o aumento da corrente leva a grandes alterações do *duty-cycle* ($\approx 3\%$).

Conclusões similares podem ser retiradas da análise da Figura A3.6, onde à semelhança do que acontece com a Figura A3.5, a variação do valor de indutância da bobina tem pouca influência nos diferentes parâmetros eléctricos em análise (tensão e corrente). Porém, neste caso, a variação do valor da corrente fornecida pelo conversor tem maior impacto no *ripple* da tensão das baterias. Conclui-se, portanto que, tanto o *ripple* da tensão como o *duty-cycle* apresentam variações ligeiras com a alteração do valor de corrente fornecida, conferindo uma boa estabilidade ao conversor DC/DC.

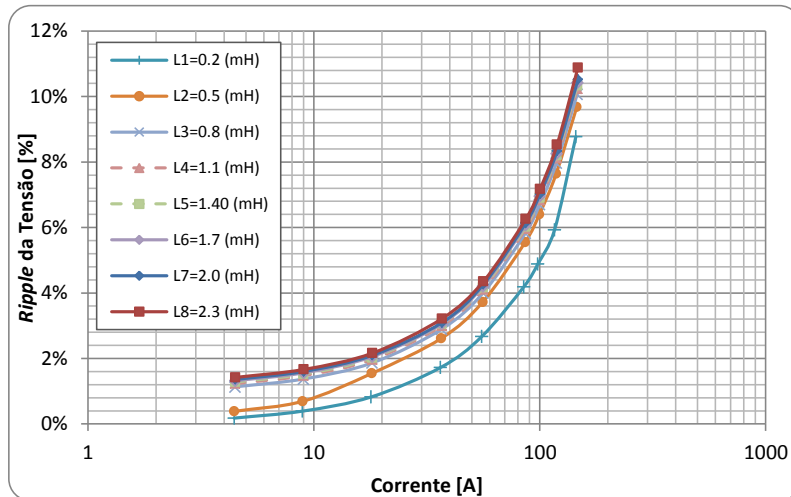


Figura A3.6 Evolução do *ripple* da tensão em função da corrente na bobina para vários valores de indutância.

Na Figura A3.7 está representada a evolução do *ripple* da corrente de carga em função do valor da indutância (valores constantes e evolução da indutância das bobinas reais). Neste caso pode-se ver que, a variação do valor da indutância influencia de forma mais acentuada, como era espectável, a amplitude do *ripple* da corrente, quando comparado com os casos anteriores.

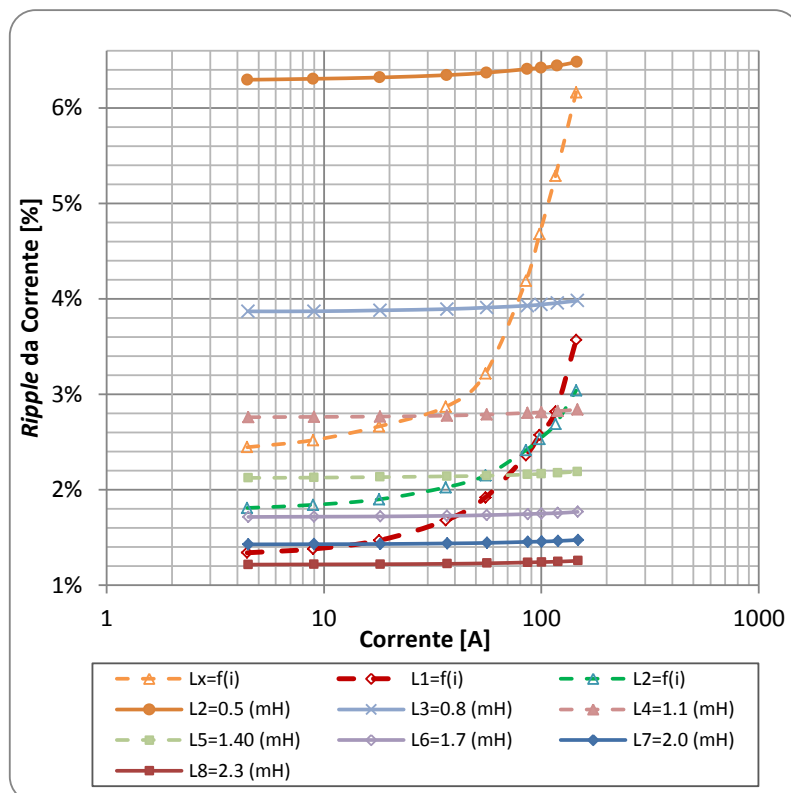


Figura A3.7. Evolução do *ripple* da corrente em função da corrente de carga para diferentes valores de indutância.

Para o caso da bobina LX, na qual o valor de indutância decresce acentuadamente, por saturação, à medida que o valor de corrente aumenta, o *ripple* da corrente aumenta significativamente, chegando a ser 4,5 vezes superior quando o valor de indutância é 4 vezes inferior. Este aumento na amplitude do *ripple* causa alguma instabilidade na resposta do conversor DC/DC, levando a que haja consequentemente um decréscimo da eficiência, aumento da temperatura de operação e das perdas na bobina.

Assim, o valor de indutância tem um impacto significativamente maior no *ripple* da corrente quando comparado com o que tem na variação do *duty-cycle* ou do *ripple* da tensão.

Com a sobreposição na Figura A3.7 das curvas de evolução do *ripple* da corrente de carga para as bobinas estudadas (LX, L1, L2), verifica-se que, para a bobina LX o *ripple* da corrente ultrapassa o valor admissível, chegando a valores de 3% para uma corrente de 30 A e 6% para uma corrente de 150 A, onde se pretendia apenas um *ripple* não superior a 3 A (pico-a-pico). Este facto faz com que existam perdas excessivas, levando a um aumento da temperatura do núcleo da bobina (acima dos 40°C), o que não é aceitável do ponto de vista do fabricante. Desta forma o projecto da bobina em causa (LX), não foi considerado para execução.

A escolha da bobina para o projecto recai agora nas bobinas L1 e L2, cujos núcleos estão ilustrados na Figura A3.2 e cujas propriedades já foram expostas anteriormente. Estas duas bobinas, revelam comportamentos semelhantes e bastante aceitáveis, apresentando uma influência semelhante no desempenho do conversor DC/DC e consequentemente na eficiência do veículo eléctrico.

Através da presente análise conclui-se que, a saturação na bobina tem uma elevada influência no *ripple* da corrente, sendo as bobinas L1 e L2 projectadas para uma corrente média de utilização de 75 A, apresentando-se como equivalentes e tendo uma resposta muito semelhante para as mesmas variações de carga. Dessa forma, a escolha entre as duas bobinas L1 e L2 não será unicamente baseada no desempenho apresentado, verificado pela sua inserção no sistema onde se pretende a sua acção, mas incluindo, também, aspectos como o custo, o volume, o peso ou até a facilidade de construção. De referir, que na área dos veículos eléctricos o peso é um dos aspectos com redobrada importância, sendo que a bobina L2 apresenta o dobro da massa total da L1, sensivelmente. Portanto, globalmente a melhor solução seria a implementação da bobina L1 para os conversores embarcados no protótipo VEIL. No entanto, e como o projecto tem um cariz académico, decidiu-se pela aquisição dos dois tipos de núcleos e concretização das duas bobinas em análise, tendo o seu aspecto final resultado nas fotografias apresentadas na Figura A3.8.

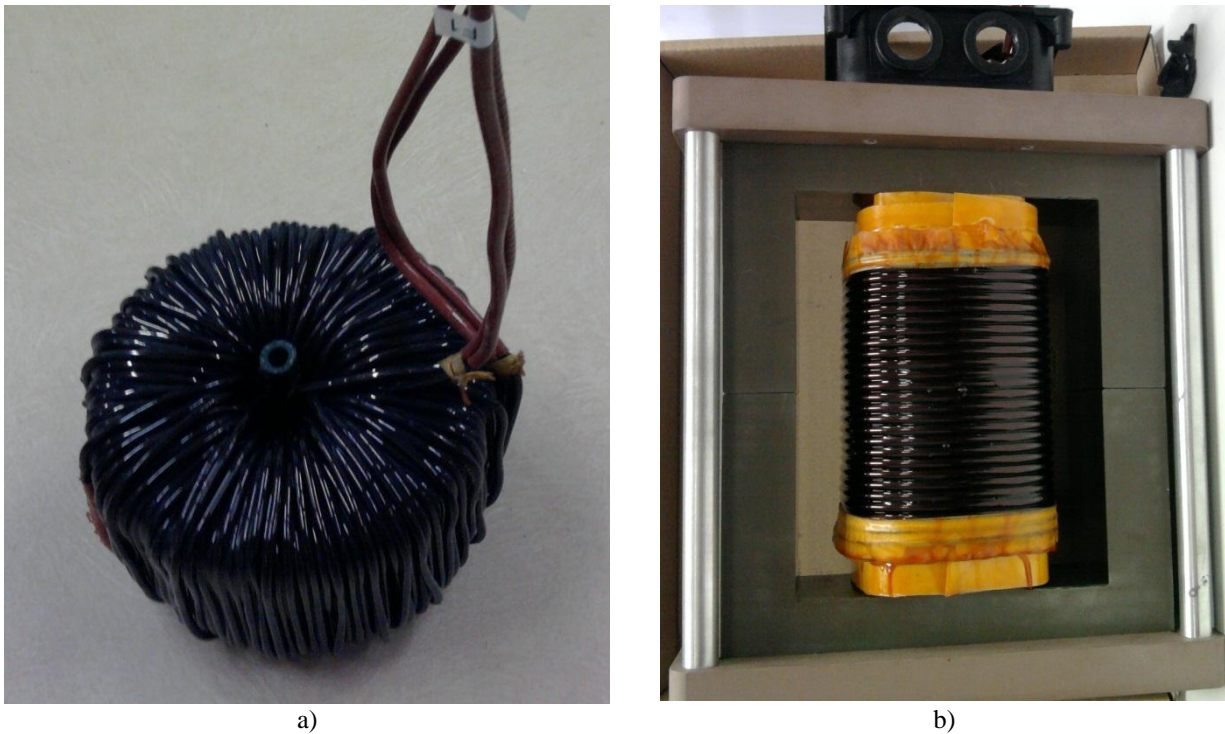


Figura A3.8. Fotografias com o aspecto final da construção das bobinas estudadas: a) L1 e b) L2.

Em jeito de conclusão, este estudo, que teve como principal objectivo a escolha acertada de uma configuração para a implementação das bobinas dos conversores de um veículo eléctrico, possibilitou a percepção do verdadeiro desafio, não só na selecção de um núcleo para as bobinas, mas também na concretização da sua construção, tendo em vista o seu correcto funcionamento. Foram consideradas bobinas com valores diferentes de indutância, bem como vários núcleos de pó magnético. Para fundamentar a ponderação relativamente ao tipo de núcleo a utilizar na construção das bobinas, recorreu-se um modelo em Matlab[®]/Simulink[®] com inclusão do efeito da saturação no valor da indutância, através de uma *look-up table* com valores reais $L_j = f(i_j)$ com $j \in \{bat, SC\}$. Deste modo foi possível comparar, através de resultados simulados, o comportamento do sistema com recurso às bobinas: ideal, LX, L1 e L2.

Desta comparação ficou provado que a influência da saturação na variação do *duty-cycle* e no *ripple* da tensão não é muito elevada, contrariamente ao verificado no *ripple* da corrente de carga, podendo-se atingir valores que colocam em causa o correcto funcionamento de todo o sistema.

BIBLIOGRAFIA DO ANEXO 3

- [A3.1] Micrometals, Inc., Iron Powder Cores, 5615 E. La Palma Avenue, Anaheim, CA 92807 USA. [Online]. Disponível em: www.micrometals.com (Acedido em 12.11.2009).
- [A3.2] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Ferreira, F.; Jorge, H.: “Study of Inductor Effects in a Bidirectional DC/DC Converter for Electrical Vehicle Drivetrain”, XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM 2010), Rome, Italy, September 6-8, 2010.
- [A3.3] Trovão, J. P.; Pereirinha, P. G.; Jorge, H.: “Simulation Model and Road Tests Comparative Results of a Small Urban Electric Vehicle”, 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON’09), Porto, Portugal, November 3-5, 2009.

ANEXO 4 – CONTROLADOR PROPORCIONAL, INTEGRAL E DERIVATIVO (PID)

Os controladores do tipo PID usam três termos de controlo, designados por proporcional, integrativo e derivativo, tal como o próprio nome indica e se apresenta na Figura A4.1. Este tipo de controladores tem uma longa história na área do controlo automático desde o início do século passado, até ao presente, devido às suas características de utilização intuitiva, relativa simplicidade e performance bastante satisfatória, sendo portanto utilizados em larga escala em processos industriais.

Como os termos que caracterizam este tipo de controladores têm definições físicas bem definidas, pode-se traduzir o efeito de cada um dos seus parâmetros como se segue:

- **Termo Proporcional:** Com a aplicação deste termo a saída do controlador é alterada de forma proporcional ao erro actual, através da multiplicação da diferença da variável do processo e a referência (*setpoint*) pela constante K_P . Tem portanto, uma elevada relevância na obtenção da estabilidade e na resposta transitória do sistema, apesar de ser incapaz de eliminar o erro em regime estacionário. Geralmente um aumento do ganho K_P aumenta a velocidade de resposta do controlador, havendo conseqüentemente um aumento de *overshoot*. Assim, se o ganho for demasiadamente grande, a variável do processo pode tornar-se oscilatória, levando o sistema à instabilidade [A4.1] [A4.2] [A4.3].
- **Termo Integrativo:** A contribuição deste termo é proporcional à magnitude e duração do erro. Assim, o erro em cada instante ao longo do tempo (integração do erro, que introduz um pólo na origem do sistema em malha aberta) dá-nos o *offset* acumulado que deve ser corrigido. Este é multiplicado pelo ganho K_I e adicionado à saída do controlador, que quando associado ao proporcional faz convergir a saída do processo rapidamente para a referência desejada, eliminando o erro em regime estacionário. No entanto, uma vez que o termo integrativo responde aos erros acumulados no passado, pode causar um desvio da resposta face à referência actual, tendo assim que haver precaução na atribuição de K_I . Quanto maior for este ganho mais depressa é eliminado o erro em regime estacionário, tendo também como consequência, um maior *overshoot* no transitório [A4.1] [A4.2] [A4.3].

- Termo Derivativo:** A resposta derivativa é proporcional à taxa de alteração da variável do processo e é determinada pela derivada do seu erro em ordem ao tempo, multiplicada pelo ganho K_D . Um aumento do ganho K_D fará com que se restrinja o erro, aumentando a velocidade de resposta global do controlador do sistema, e atenua o *overshoot*. No entanto, o diferencial do erro amplifica o seu ruído, o que faz com que este termo seja muito susceptível ao mesmo, podendo levar à instabilidade. Esta característica pode ser minimizada através da aplicação de filtros quer ao nível do controlo ou da instrumentação, sendo tipicamente utilizados pequenos ganhos derivativos [A4.1] [A4.2] [A4.3].

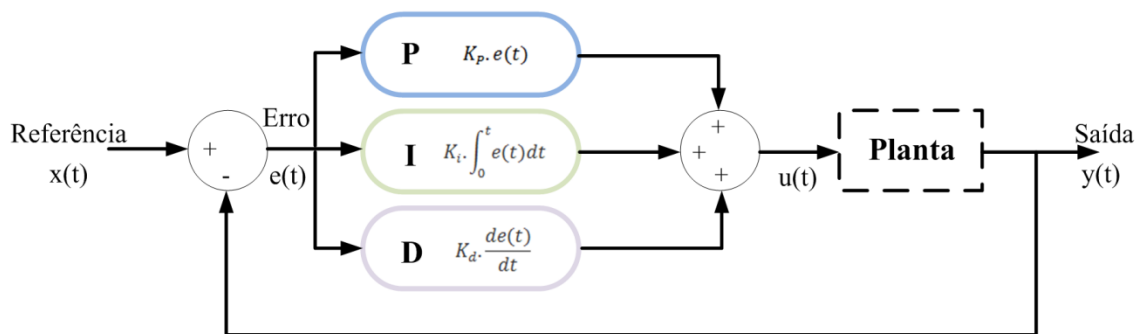


Figura A4.1. Diagrama de blocos referente a aplicação típica de controladores PID.

Este tipo de controladores gera um sinal de comando de acordo com a equação (A4.1)

$$u(t) = K_p \cdot [e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \cdot \frac{de(t)}{dt}] \quad (A4.1)$$

onde T_i e T_d são respectivamente o tempo integral e derivativo.

Assim, a função de transferência em malha aberta para um controlador PID, após a aplicação da transformada de Laplace é a que se apresenta na equação (A4.2). [A4.2].

$$C(S) = \frac{Y(S)}{X(S)} = \frac{K_D \cdot S^2 + K_P \cdot S + K_I}{S} \quad (A4.2)$$

Partindo da função de transferência em malha fechada do sistema a controlar, apresentada em (6.31), pode-se determinar os ganhos do controlador PI, utilizando as equações descritas de (6.31) até (6.37). De salientar que ξ é escolhido de acordo com a informação disponível nas Figuras A4.2 e A4.3, referente a uma resposta a degrau unitário de um sistema de segunda ordem.

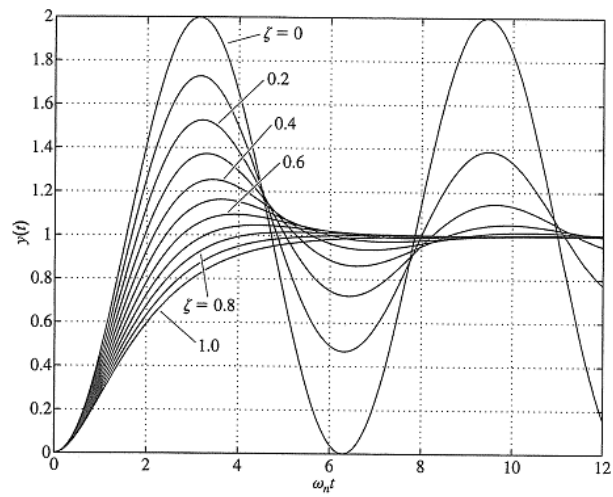


Figura A4.2. Respostas a degrau de sistemas de segunda ordem vs. o coeficiente de amortecimento (ζ) [A4.2].

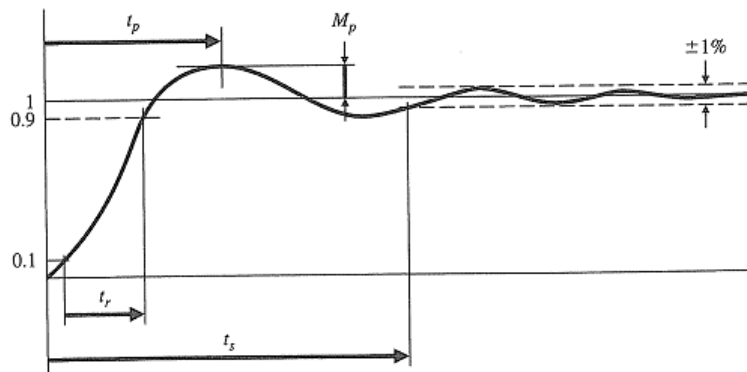


Figura A4.3. Definição gráfica de *rise time* (t_r), *settling time* (t_s) e *overshoot* (M_p), para resposta a degrau de um sistema de 2ª ordem [A4.2].

BIBLIOGRAFIA DO ANEXO 4

[A4.1] Ogata, K.; (2003). *Engenharia de Controle Moderno*. 4th ed. : Pearson Prentice Hall.

[A4.2] Franklin, G., F., Powell, J., D., Workman M.; (1998). *Digital Control of Dynamic Systems*. 3rd ed. : Ellis-Kagle Press.

[A4.3] Åstrom, K., J.; Wittenmark, B.; (1997). *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*, 3rd ed.: Prentice Hall.

