



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Carlos Simão Almeida Pinheiro

Desenvolvimento de um *Range Extender*
para Veículo Elétrico

Desenvolvimento de um *Range Extender*
para Veículo Elétrico

Carlos Simão Almeida Pinheiro

UMinho | 2013

dezembro de 2013



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Carlos Simão Almeida Pinheiro

Desenvolvimento de um *Range Extender*
para Veículo Elétrico

Tese de Mestrado
Ciclo de Estudos Integrados Conducentes ao Grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor João Luiz Afonso

e coorientação do
Professor Doutor Francisco Carrusca Pimenta de Brito

DECLARAÇÃO

Carlos Simão Almeida Pinheiro

Endereço eletrónico: a55722@alunos.uminho.pt Telefone: 914926603

Número do Bilhete de Identidade: 13741255

Título da Tese:

Desenvolvimento de um *Range Extender* para Veículo Elétrico

Orientador:

Doutor João Luiz Afonso

Coorientador:

Doutor Francisco Carrusca Pimenta de Brito

Ano de conclusão: 2013

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

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

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

Aos meus pais.

Agradecimentos

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

Ao meu orientador Doutor João Luiz Afonso, pelas sugestões, disponibilidade, e acima de tudo pelo constante incentivo ao longo da realização do trabalho.

Ao meu coorientador Doutor Francisco Carrusca Pimenta de Brito, pela disponibilidade e constante vontade de ajudar.

Um especial agradecimento ao investigador do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia) Delfim Pedrosa, cujas contribuições para esta dissertação foram de valor inestimável.

Aos doutorados e restantes investigadores do GEPE, Gabriel Pinto, Henrique Gonçalves, Bruno Exposto, Rui Araújo, Rui Moreira e Vítor Monteiro, pela verdadeira vontade de ajudar e pela prontidão com que sempre tentaram esclarecer qualquer dúvida que lhes fosse colocada.

Aos meus colegas e amigos que, tal como eu, realizaram as suas dissertações de Mestrado no GEPE, Ricardo Vasco, Bruno Duarte, Bruno Silva, Fernando Pinto, Hugo Peixoto, Jorge Carvalho, Paulo Mota, Raul Almeida e Tiago Rodrigues, com quem cresci a nível pessoal e profissional ao longo dos últimos 5 anos, e a quem agradeço pela camaradagem e espírito de entreajuda proporcionados.

Aos técnicos das oficinas do Departamento de Eletrónica Industrial, Carlos Torres, Joel Almeida e Ângela Macedo, que sempre me atenderam com empenho e boa disposição.

Aos meus pais, não só pelo apoio dado no último ano, mas por 23 anos de carinho e dedicação.

Resumo

O inevitável fim das reservas de petróleo existentes no planeta e consequente aumento do preço dos combustíveis, bem como uma maior consciencialização relativamente às questões ambientais, fazem com que hoje em dia, mais do que nunca, se valorize a redução do consumo de combustíveis e da emissão de gases poluentes, e se procurem de forma exaustiva novas soluções para o transporte de pessoas e bens. Exemplo disso é o investimento sempre crescente em investigação e desenvolvimento de novas aplicações relacionadas com a mobilidade elétrica. Contudo, as vantagens oferecidas hoje em dia pelos veículos que utilizam sistemas puramente elétricos são ainda eclipsadas pela baixa autonomia que os mesmos disponibilizam.

Um sistema *Range Extender* (extensor de autonomia) é basicamente uma unidade auxiliar de produção de energia, que quando em aplicação num veículo elétrico possibilita aumentar a autonomia do mesmo. Para tal, é normalmente utilizado um motor de combustão interna que aciona um gerador elétrico, cuja função consiste em produzir energia elétrica que poderá ser utilizada pelo sistema de tração do veículo, ou para carregar o sistema de armazenamento de energia elétrica do mesmo.

Esta dissertação de mestrado centra-se no desenvolvimento de um conversor de potência integrável num sistema *Range Extender*, cuja função passa por fazer a interface entre o gerador elétrico e o barramento CC (Corrente Contínua) do veículo, bem como efetuar o carregamento do sistema de baterias do mesmo. A topologia implementada é constituída por um estágio CA-CC (Corrente Alternada – Corrente Contínua) trifásico, responsável por regular a tensão do barramento CC, e ao mesmo tempo fazer com que as correntes extraídas do gerador tenham baixo conteúdo harmónico e estejam em fase com as tensões produzidas pelo mesmo. O conversor é ainda constituído por um estágio CC-CC, cuja finalidade consiste em efetuar o carregamento de um sistema de baterias de chumbo-ácido, através da imposição de um estágio de corrente constante seguido de um outro de tensão constante.

Após revisão bibliográfica do estado da arte dos sistemas *Range Extender* e dos conversores de potência adequados para este tipo de aplicação, procedeu-se à simulação do sistema proposto, de forma a comprovar o seu correto funcionamento, antes da implementação do protótipo e da realização de ensaios ao mesmo.

Palavras-Chave: *Range Extender* – Extensor de Autonomia, Veículo Elétrico, Conversor de Potência, Gerador Elétrico, Motor de Combustão Interna.

Abstract

The unavoidable end of oil reserves across the planet combined with the consequent increase in fuel price, as well as a growing concern regarding environmental matters, are the causes for the rising need to reduce fuel consumption and the emissions of pollutant gases, as well as the reasons behind the exhaustive search for new ways to provide transport for people and goods. An example of that is the ever increasing investment in research and development of new applications related to Electric Mobility. However, the major advantages provided by battery electric vehicles are almost always overshadowed by the little autonomy provided by them.

A Range Extender is basically an auxiliary power unit that when applied to an electric vehicle helps increasing its autonomy. To do so, the system normally uses an internal combustion engine coupled to an electric generator, whose function is to produce electric energy that could either be used by the traction system or to charge the energy storage system.

The focus of this Master Thesis is the development of an electronic power converter which could be used in a Range Extender system, and whose function is to make the connection between the electric generator and the vehicle's DC (Direct Current) bus, as well as to charge its battery system. The implemented topology uses a three phase AC-DC (Alternating Current – Direct Current) converter responsible for regulating the DC bus voltage, and at the same time makes sure that the currents flowing from the generator have little harmonic content and are in phase with the correspondent phase voltages. The developed power converter also integrates a DC-DC stage whose function is to charge a lead-acid battery system with constant current followed by constant voltage.

After reviewing the state of the art on Range Extender systems and the adequate power converters for this kind of application, the proposed system was simulated in order to validate its proper functioning, before the assembling of the prototype and the performing of practical tests.

Keywords: Ranger Extender, Autonomy, Electric Vehicle, Power Converter, Electric Generator, Internal Combustion Engine.

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xix
Lista de Acrónimos	xxi
CAPÍTULO 1 Introdução	1
1.1. Enquadramento do <i>Range Extender</i> na Mobilidade Elétrica	1
1.2. Motivações	2
1.3. Objetivos e Contribuições	2
1.4. Organização e Estrutura da Dissertação	3
CAPÍTULO 2 Veículos Híbridos e Elétricos	5
2.1. Introdução	5
2.2. Veículos Híbridos	6
2.2.1. Arquiteturas de Veículos Híbridos	7
2.2.2. Grau de Hibridização dos HEVs.....	11
2.3. Veículos Elétricos com <i>Range Extender</i>	14
2.4. Veículos Elétricos a Baterias	18
2.5. Estratégias de Gestão de Energia num Veículo Híbrido	20
2.5.1. Estratégia do Termóstato	22
2.5.2. Estratégia <i>Power Follower</i>	25
2.5.3. Lógica <i>Fuzzy</i>	26
2.5.4. Estratégias de Otimização	26
2.6. Armazenadores de Energia no Âmbito da Mobilidade Elétrica	28
2.6.1. Baterias.....	29
2.6.2. Ultracondensadores e Sistemas de Armazenamento Híbridos	36
2.7. Conclusões	37
CAPÍTULO 3 Sistemas <i>Range Extender</i>	39
3.1. Introdução	39
3.2. Tecnologias de <i>Range Extender</i>	39
3.3. Motores Utilizados.....	42
3.3.1. Motor de Combustão Interna Convencional	42
3.3.2. Motor Rotativo <i>Wankel</i>	45
3.3.3. Microturbina.....	47
3.3.4. Células de Combustível	48
3.3.5. Motor de Combustão Adaptado.....	50
3.4. Máquinas de Fluxo Axial.....	50
3.4.1. Topologias de Máquinas de Fluxo Axial com Ímãs Permanentes	53
3.4.2. Máquina Elétrica Utilizada	59
3.5. Conversores de Potência	61
3.5.1. Retificador a Díodos com Filtro Capacitivo	62
3.5.2. Retificador a Díodos seguido de Conversor CC-CC.....	64
3.5.3. Retificador de <i>Vienna</i>	66
3.5.4. Conversor CA-CC Bidirecional.....	67
3.5.5. Conversor CA-CC Bidirecional seguido de Conversor CC-CC	68
3.6. Exemplos de <i>Range Extender</i>	70
3.6.1. <i>Range Extenders</i> de Primeira Geração	70
3.6.2. <i>Range Extenders</i> de Segunda Geração	71
3.6.3. <i>Range Extenders</i> de Terceira Geração.....	73
3.7. Conclusões	75

CAPÍTULO 4 Simulações do Conversor de Potência.....	77
4.1. Introdução	77
4.2. Andar de Potência	77
4.3. Gerador Elétrico.....	78
4.4. Controlo do Estágio CA-CC do Conversor de Potência.....	79
4.4.1. PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>).....	80
4.4.2. Regulação da Tensão no Barramento CC.....	82
4.4.3. Controlo de Corrente por PI Síncrono.....	85
4.4.4. Modulador PWM	90
4.5. Controlo do Estágio CC-CC do Conversor de Potência.....	93
4.5.1. Algoritmo de Carregamento.....	94
4.5.2. Modelo da Bateria.....	95
4.5.3. Resultados de Simulação do Conversor CC-CC	96
4.6. Conclusões	98
CAPÍTULO 5 Implementação do Conversor de Potência.....	99
5.1. Introdução	99
5.2. Andar de Potência	99
5.2.1. Placa e Componentes do Conversor de Potência	100
5.2.2. Placas de <i>Driver</i>	104
5.2.3. Sistema de Acionamento do Gerador.....	105
5.2.4. Sistema de Proteção	107
5.3. Sistema de Controlo	110
5.3.1. DSC (<i>Digital Signal Controller</i>).....	111
5.3.2. Placa de Adaptação do DSC	112
5.3.3. Sensores de Tensão	113
5.3.4. Sensores de Corrente.....	115
5.3.5. Placa de Condicionamento de Sinal.....	117
5.3.6. Placa de Comando.....	118
5.3.7. Placa de DAC (<i>Digital to Analog Converter</i>)	119
5.4. Conclusões	120
CAPÍTULO 6 Resultados Experimentais	121
6.1. Introdução	121
6.2. Ensaio do Gerador	121
6.2.1. Ensaio em Vazio	122
6.2.2. Ensaio em Carga	123
6.3. Resultados da PLL (<i>Phase-Locked Loop</i>).....	124
6.4. Resultados do Funcionamento da Placa de <i>Driver</i>	126
6.5. Resultados do Estágio CA-CC do Conversor de Potência	126
6.6. Resultados do Estágio CC-CC do Conversor de Potência	130
6.7. Resultados da Operação Conjunta dos Estágios CA-CC e CC-CC do Conversor de Potência	132
6.8. Conclusões	135
CAPÍTULO 7 Conclusão.....	137
7.1. Conclusões	137
7.2. Sugestões para Trabalho Futuro.....	139
Referências.....	141

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Interligação entre diferentes fontes de energia e os veículos que as utilizam.....	5
Figura 2.2 – Réplica do modelo <i>Semper Vivus</i> de 1900 (apresentada em 2011) [2].....	7
Figura 2.3 – Esquema da Arquitetura Série.....	8
Figura 2.4 – Esquema da Arquitetura Paralela.....	9
Figura 2.5 – Esquema da Arquitetura Serie-Paralela.....	10
Figura 2.6 – Esquema da Arquitetura Complexa.....	11
Figura 2.7 – Exemplo de veículo híbrido <i>mild</i> – <i>Honda Insight</i> [5].....	13
Figura 2.8 – <i>Toyota Prius</i> [6].....	13
Figura 2.9 – <i>Chevrolet Volt</i> [9].....	15
Figura 2.10 – <i>Opel Ampera</i> [10].....	15
Figura 2.11 – Modos de operação do <i>Chevrolet Volt</i> e <i>Opel Ampera</i> : (a) Modo puramente elétrico de baixa velocidade; (b) Modo puramente elétrico de alta velocidade; (c) Modo <i>extended-range</i> de baixa velocidade; (d) Modo <i>extended-range</i> de alta velocidade.....	17
Figura 2.12 – <i>Fisker Karma</i> [13].....	17
Figura 2.13 – Subsistemas constituintes de um veículo elétrico.....	19
Figura 2.14 – <i>Nissan Leaf</i> [17].....	20
Figura 2.15 – <i>Tesla Model S</i> [18].....	20
Figura 2.16 – Classificação das estratégias de gestão de energia para veículos híbridos <i>plug-in</i> [23].....	21
Figura 2.17 – Exemplo de evolução do SOC (<i>State of Charge</i>) de um EREV segundo a Estratégia do Termóstato.....	24
Figura 2.18 – Distribuição de potência pelas fontes de energia do veículo numa situação de <i>Power-Split</i>	24
Figura 2.19 – Comportamento do sistema com dois pontos de funcionamento face à potência requerida durante o percurso.....	25
Figura 2.20 – (a) Evolução do SOC das baterias de um EREV ao longo de um percurso na Estratégia <i>Power Follower</i> ; (b) Relação entre potência requerida e potência produzida pelo sistema RE a partir de $t1$	26
Figura 2.21 – Ciclo de condução FTP desenvolvido pela agência americana EPA (<i>Environmental Protection Agency</i>), para representar deslocamentos quotidianos que incluem paragens frequentes e uma parte de percurso em autoestrada [26].....	28
Figura 2.22 – Célula Elétrica.....	29
Figura 3.1 – Classificação dos 4 tipos de <i>Range Extender</i> em relação a várias características (Preço, <i>Time-to-market</i> , Eficiência, Emissões, Manutenção, Ruído e Vibrações) [7].....	40
Figura 3.2 – Estrutura de um veículo elétrico com <i>Range Extender</i>	42
Figura 3.3 – Estrutura de um motor monocilíndrico de ignição comandada [37].....	43
Figura 3.4 – Representação das quatro etapas que compõem o ciclo completo de um motor de quatro tempos [37].....	44
Figura 3.5 – Mazda RX-8 e motor <i>Wankel</i> utilizado [40], [41].....	45

Figura 3.6 – Representação das quatro etapas que compõem o ciclo completo de um motor <i>Wankel</i> [41].....	46
Figura 3.7 – Esquema de uma microturbina <i>Single-shaft</i> a operar em ciclo simples.....	47
Figura 3.8 – Esquema de uma microturbina <i>Split-shaft</i> a operar em ciclo simples.....	48
Figura 3.9 – Estrutura de uma célula de combustível.....	49
Figura 3.10 – Origem do motor de combustão adaptado: (a) Motociclo <i>BMW K75</i> ; (b) Detalhe do motor incorporado no motociclo (vista superior).....	50
Figura 3.11 – Estruturas comuns de máquinas elétricas: (a) Máquina de fluxo axial <i>double-sided</i> com rotor interior (AFIR); (b) Máquina de fluxo radial [46].....	52
Figura 3.12 – Topologias de máquinas de fluxo axial com ímãs permanentes.....	53
Figura 3.13 – Máquinas de fluxo axial <i>single-sided</i> com: (a) Estator <i>slotless</i> ; (b) Estator <i>slotted</i> [16].....	54
Figura 3.14 – Nomenclatura TORUS.....	55
Figura 3.15 – Máquinas de fluxo axial <i>double-sided</i> : (a) NN TORUS-NS; (b) NS TORUS-NS [16].....	55
Figura 3.16 – Máquinas de fluxo axial <i>double-sided</i> : (a) NN TORUS-S; (b) NS TORUS-S [16].....	55
Figura 3.17 – <i>Coreless</i> TORUS [16].....	56
Figura 3.18 – Máquinas de fluxo axial <i>double-sided</i> : (a) AFIR-NS; (b) AFIR-S [16].....	57
Figura 3.19 – Máquinas de fluxo axial <i>multi-stage</i> : (a) <i>Slotted</i> NN [16]; (b) <i>Slotted</i> NS.....	58
Figura 3.20 – Máquinas de fluxo axial <i>multi-stage</i> : (a) <i>Slotless</i> NN [16]; (b) <i>Slotless</i> NS.....	58
Figura 3.21 – AFPM <i>multi-stage Coreless</i>	59
Figura 3.22 – Motor / Gerador elétrico <i>Emrax</i> [50].....	59
Figura 3.23 – Retificador monofásico em ponte completa a díodos com filtro capacitivo.....	62
Figura 3.24 – Formas de onda típicas da Tensão (preto) e Corrente (vermelho) de entrada de um retificador monofásico em ponte completa a díodos com filtro capacitivo.....	62
Figura 3.25 – Retificador trifásico em ponte completa a díodos com filtro capacitivo.....	63
Figura 3.26 – Formas de onda típicas da Tensão (preto) e Corrente (vermelho) de entrada de uma das fases de um retificador trifásico em ponte completa a díodos com filtro capacitivo.....	63
Figura 3.27 – Retificador trifásico em ponte completa a díodos, com filtro capacitivo na saída e filtro indutivo na entrada.....	64
Figura 3.28 – Formas de onda de Tensão (preto) e Corrente (vermelho) de entrada de uma das fases com a utilização de filtros indutivos.....	64
Figura 3.29 – Retificador a díodos seguido de conversor CC-CC do tipo <i>boost</i>	64
Figura 3.30 – Formas de onda da tensão (preto) e corrente (vermelho) de entrada do pré-regulador de tensão.....	65
Figura 3.31 – Retificador trifásico em ponte completa a díodos seguido de conversor CC-CC <i>boost</i>	65
Figura 3.32 – Formas de onda de tensão (verde) e corrente (vermelho) de entrada de uma das fases de um retificador trifásico em ponte completa a díodos seguido de conversor CC-CC <i>boost</i> [56].....	66
Figura 3.33 – Retificador de <i>Vienna</i>	66

Figura 3.34 – Formas de onda de tensão (preto) e corrente (vermelho) de entrada de uma das fases de um retificador de <i>Vienna</i>	66
Figura 3.35 – Conversor CA-CC bidirecional.	67
Figura 3.36 – Formas de onda da tensão (preto) e corrente (vermelho) de entrada de uma das fases do conversor CA-CC bidirecional.	68
Figura 3.37 – Demonstração do nível de tensão que se pretende para o barramento CC (V_{cc}) face àquele que se obtém com um retificador trifásico a diodos (V_{ponte}).	68
Figura 3.38 – Conversor CA-CC bidirecional seguido de conversor CC-CC <i>buck</i>	69
Figura 3.39 – Conversor CA-CC bidirecional seguido de conversor CC-CC bidirecional.	69
Figura 3.40 – Possíveis estados do conversor CC-CC: (a) Conversor <i>buck</i> ; (b) Conversor <i>boost</i>	70
Figura 3.41 – (a) Microturbina desenvolvida pela <i>Bladon Jets</i> e gerador elétrico produzido pela <i>SR Drives</i> [59]; (b) <i>Jaguar C-X75 Concept</i> [60].	71
Figura 3.42 – (a) Unidade <i>Range Extender</i> desenvolvida pela AVL; (b) <i>Audi A1 e-tron</i> [62].	72
Figura 3.43 – a) MCI <i>Lotus</i> de 2 cilindros; (b) MCI <i>Lotus</i> de 3 cilindros; (c) <i>Lotus Evora 414 Evolution</i> [63].	73
Figura 3.44 – (a) Módulo de células de combustível <i>PM 200</i> ; (b) Veículo <i>Smith Newton</i> [65], [64].	74
Figura 3.45 – (a) Estrutura de um <i>Range Extender</i> da <i>Capstone</i> [66]; (b) <i>Capstone CMT-380</i> equipado com uma unidade <i>C30</i> [67].	74
Figura 3.46 – <i>Range Extender</i> desenvolvido pela <i>Peec-Power</i> [68].	75
Figura 4.1 – Modelo do andar de potência implementado em <i>PSIM</i>	78
Figura 4.2 – (a) Velocidade de rotação do gerador; (b) Tensão composta v_{AB} produzida pelo gerador.	79
Figura 4.3 – Bloco “Controlo_CA_CC” implementado em <i>PSIM</i>	80
Figura 4.4 – Esquema da estratégia de controlo do conversor CA-CC.	80
Figura 4.5 – Esquema da PLL digital implementada.	81
Figura 4.6 – Resultados da PLL implementada: (a) Fase A (preto) e sinal <i>PLLA</i> (azul) logo após o instante inicial da simulação; (b) Fase A (preto) e sinal <i>PLLA</i> (azul) aquando da entrada em funcionamento do conversor.	82
Figura 4.7 – Malha externa de controlo da tensão no barramento CC.	83
Figura 4.8 – Evolução da tensão no barramento CC ao longo da simulação.	83
Figura 4.9 – Evolução da tensão no barramento CC após ser atingido o valor de referência.	84
Figura 4.10 – Evolução da tensão no barramento CC após o início do processo de carregamento do sistema de baterias.	84
Figura 4.11 – Evolução da tensão no barramento CC em regime permanente.	85
Figura 4.12 – Malha interna de controlo das correntes no referencial $d-q$	86
Figura 4.13 – Correntes no referencial síncrono ($d-q$): (a) Evolução de i_d (azul) em relação a i_{d_ref} (preto); (b) Evolução de i_q (azul) em relação a i_{q_ref} (preto).	87
Figura 4.14 – Formas de onda da corrente: (a) i_A ao longo da simulação; (b) i_A durante a primeira etapa; (c) i_A em regime permanente (Etapa 3); (d) i_A , i_B , e i_C em regime permanente.	88
Figura 4.15 – Tensões e correntes nas 3 fases: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.	89
Figura 4.16 – Exemplo de funcionamento da técnica de modulação SPWM: (a) Onda portadora (preto) e sinal de referência (azul); (b) Sinal PWM resultante.	90

Figura 4.17 – Modulador PWM implementado em <i>PSIM</i>	91
Figura 4.18 – (a) Sinais de referência gerados pelo sistema de controlo; (b) Onda portadora com frequência de 20 kHz.	92
Figura 4.19 – Pormenor do <i>deadtime</i> entre os sinais PWM aplicados aos IGBTs de um braço do conversor de potência.....	93
Figura 4.20 – Esquema da estratégia de controlo do conversor CC-CC.	93
Figura 4.21 – (a) Bloco “Controlo_CC_CC” onde está implementado o controlo do conversor em linguagem C; (b) Circuito modulador.	94
Figura 4.22 – Evolução da tensão (preto) e corrente (vermelho) nas baterias durante os estágios de corrente constante e tensão constante.....	95
Figura 4.23 – Modelo de bateria utilizado em simulação.	95
Figura 4.24 – Corrente com que é feito o carregamento do sistema de baterias durante o estágio de corrente constante: (a) Vista geral; (b) Pormenor do <i>ripple</i> da corrente.	97
Figura 4.25 – Evolução da tensão aos terminais do sistema de baterias durante o processo de carregamento.	97
Figura 4.26 – Pormenor da transição do estágio de corrente constante para o de tensão constante.	98
Figura 5.1 – Módulo de potência do conversor.	100
Figura 5.2 – <i>Layout</i> desenvolvido em <i>PADS</i> da placa do conversor de potência.....	101
Figura 5.3 – Resistência de <i>gate</i> e circuito de proteção de <i>gate</i> dos IGBTs.	102
Figura 5.4 – Esquema de ligação dos condensadores do barramento CC e respetivas resistências de equalização.....	102
Figura 5.5 – Indutâncias utilizadas: (a) Indutância utilizada em série com uma das fases do gerador; (b) Indutância utilizada no estágio CC-CC.	103
Figura 5.6 – Placa do conversor de potência.	103
Figura 5.7 – Placas de <i>driver</i>	104
Figura 5.8 – Motor de indução responsável por acionar o gerador.	105
Figura 5.9 – Sistema de acoplamento entre o motor e o gerador.	106
Figura 5.10 – Gerador elétrico mecanicamente acoplado ao motor de indução.	106
Figura 5.11 – Variador de frequência <i>Midimaster Eco</i> fabricado pela <i>Siemens</i>	107
Figura 5.12 – Sistema de refrigeração do gerador.	107
Figura 5.13 – Esquemas do sistema de proteção: (a) Circuito de Comando; (b) Circuito de Potência.	108
Figura 5.14 – Conjunto de dispositivos composto pelo contactor KM1, alguns disjuntores e a botoneira.	109
Figura 5.15 – Placa de proteção do barramento CC.	109
Figura 5.16 – Elementos constituintes do sistema de controlo.	110
Figura 5.17 – Caixa onde foram colocadas algumas das placas do sistema de controlo.	110
Figura 5.18 – Elementos constituintes do <i>kit</i> adquirido: (a) <i>Control card TMDSCNCD28335</i> ; (b) <i>Docking station TMDSDOCK2833</i>	111
Figura 5.19 – Fluxograma representativo do programa executado pelo controlador.	112
Figura 5.20 – Placa de adaptação do DSC.	113

Figura 5.21 – Placa de circuito impresso para o sensor de tensão.	114
Figura 5.22 – Esquema de ligação de um sensor de tensão.	114
Figura 5.23 – Placa de circuito impresso para o sensor de corrente.	116
Figura 5.24 – Esquema de ligação de um sensor de corrente.....	116
Figura 5.25 – Placa de condicionamento dos sinais provenientes dos sensores.	117
Figura 5.26 – Placa de comando.	119
Figura 5.27 – Placa de DAC.	120
Figura 6.1 – Esquema de ligação (Y) das cargas durante os ensaios do gerador.	121
Figura 6.2 – Tensões compostas produzidas pelo gerador em vazio à velocidade de 3500 RPM.	122
Figura 6.3 – Tensões compostas produzidas pelo gerador em vazio à velocidade de 600 RPM.	122
Figura 6.4 – Tensões e correntes nas três fases do gerador quando acionado a uma velocidade de 3500 RPM e com $R = 26 \Omega$	123
Figura 6.5 – Tensões e correntes nas três fases do gerador quando acionado a uma velocidade de 600 RPM e com $R = 6,5 \Omega$	124
Figura 6.6 – Tensão na fase A (azul) e sinal <i>PLLA</i> (preto) produzido pela PLL implementada (583 Hz).....	125
Figura 6.7 – Tensão na fase A (azul) e sinal <i>PLLA</i> (preto) produzido pela PLL implementada (100 Hz).....	125
Figura 6.8 – Sinais PWM à saída de uma placa de <i>driver</i> : (a) Vista geral; (b) Pormenor do <i>deadtime</i> entre os dois PWMs.....	126
Figura 6.9 – Formas de onda da corrente nas 3 fases do sistema e da tensão no barramento CC quando a alimentação da carga é feita por intermédio dos díodos do conversor.	127
Figura 6.10 – Formas de onda da corrente nas 3 fases do sistema e da tensão no barramento CC após a entrada em funcionamento do conversor.	128
Figura 6.11 – Formas de onda da corrente e tensão nas 3 fases do sistema após a entrada em funcionamento do conversor.....	128
Figura 6.12 – Formas de onda da corrente nas 3 fases do sistema e da tensão no barramento CC após a entrada em funcionamento do conversor.	129
Figura 6.13 – Formas de onda da corrente e tensão nas 3 fases do sistema após a entrada em funcionamento do conversor.....	129
Figura 6.14 – Esquema utilizado nos testes realizados ao conversor CC-CC.....	130
Figura 6.15 – Resultados experimentais do ensaio do conversor CC-CC com uma carga resistiva de 13 Ω : (a) Corrente consumida pela carga no estágio de corrente constante com a referência definida em 2 A; (b) Corrente consumida pela carga no estágio de corrente constante com a referência definida em 3 A; (c) Tensão na carga resistiva no estágio de tensão constante com uma referência de 56 V.....	131
Figura 6.16 – Resultados experimentais do ensaio do conversor CC-CC com uma carga constituída por 4 baterias ligadas em série: (a) Corrente que flui para as baterias durante o estágio de corrente constante; (b) Pormenor do <i>ripple</i> da corrente à frequência de comutação (20 kHz); (c) Tensão aplicada às baterias no estágio de tensão constante; (d) Evolução da corrente e tensão nas baterias aquando da transição entre estágios.	132
Figura 6.17 – Resultados experimentais do ensaio realizado ao conversor de potência com uma carga resistiva de 13 Ω : (a) Tensão no barramento CC e corrente e tensão nas baterias no	

estágio de corrente constante; (b) Tensão no barramento CC e corrente e tensão nas baterias no estágio de tensão constante; (c) Tensões e correntes nas 3 fases do sistema..... 133

Figura 6.18 – Resultados experimentais do ensaio do conversor de potência com uma carga constituída por 4 baterias ligadas em série: (a) Tensão no barramento CC e corrente e tensão nas baterias no estágio de corrente constante; (b) Tensão no barramento CC e corrente e tensão nas baterias durante a transição entre estágios; (c) Tensões e correntes nas 3 fases do sistema durante o estágio de corrente constante..... 135

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Características dos vários graus de hibridização.	12
Tabela 2.2 – Condições regentes da Estratégia do Termóstato.	22
Tabela 2.3 – Características de uma bateria <i>WCG-UI</i> [32], [33].	33
Tabela 2.4 – Comparação entre diferentes tecnologias de baterias [35].	36
Tabela 3.1 – Características do motor / gerador elétrico <i>Emrax</i> [50], [51].	60
Tabela 3.2 – Características e estrutura do <i>Range Extender</i> desenvolvido pela <i>Peec-Power</i> [68].	75

Lista de Siglas e Acrónimos

ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
AER	<i>All Electric Range</i>
AFM	<i>Axial Flux Machine</i>
AFPM	<i>Axial Flux Permanent Magnet</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current</i>
CA	Corrente Alternada
CAN	<i>Controller Area Network</i>
CC	Corrente Contínua
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DOD	<i>Depth of Discharge</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EFC	<i>Equivalent Fuel Consumption</i>
EPA	<i>Environmental Protection Agency</i>
eQEP	<i>Enhanced Quadrature Encoder Pulse</i>
EREV	<i>Extended Range Electric Vehicle</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i>
FA	Fluxo Axial
FBRE	<i>Fuel Based Range Extender</i>
FR	Fluxo Radial
FTP	<i>Federal Test Procedure</i>
GEPE	Grupo de Eletrónica de Potência e Energia
GPS	<i>Global Positioning System</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LiFePO ₄	<i>Lithium Iron Phosphate</i>

LiPol	<i>Lithium Polymer</i>
MCI	Motor de Combustão Interna
NiCd	<i>Nickel Cadmium</i>
NiMH	<i>Nickel Metal Hydride</i>
NiZn	<i>Niquel Zinc</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PEM	<i>Proton Exchange Membrane</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PMI	Ponto Morto Inferior
PMS	Ponto Morto Superior
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RE	<i>Range Extender</i>
RERE	<i>Renewable Energy Range Extender</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SAE	<i>Society of Automotive Engineers</i>
SCR	<i>Silicon-Controlled Rectifier</i>
SOC	<i>State of Charge</i>
SOH	<i>State of Health</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
USABC	<i>United States Advanced Battery Consortium</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
VSR	<i>Voltage Source Rectifier</i>
ZEBRA	<i>Zero Emissions Battery Research Association</i>

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1. Enquadramento do *Range Extender* na Mobilidade Elétrica

Após uma breve análise é possível concluir que a situação automóvel atual se encontra num período de transição. Num extremo estão os veículos que utilizam combustíveis convencionais e que estão destinados à obsolescência, enquanto no extremo oposto se encontram os veículos elétricos, que apesar de representarem o futuro da mobilidade, não são ainda capazes de dar resposta a todas as necessidades dos utilizadores. Os veículos elétricos equipados com *Range Extender* (extensor de autonomia) apresentam-se como ponte de ligação entre os dois extremos mencionados, e permitem conjugar o melhor que os dois têm para oferecer.

De forma muito simples um sistema *Range Extender* é uma unidade auxiliar de produção de energia, que utiliza um qualquer tipo de combustível para produzir energia elétrica com o intuito de aumentar a autonomia do veículo. Os veículos equipados com este tipo de tecnologia funcionam recorrendo à energia disponível no sistema recarregável de armazenamento de energia (*Rechargeable Energy Storage System - RESS*), sendo o sistema *Range Extender* ativado apenas quando o nível de energia disponível nas baterias está próximo do mínimo aconselhado. Assim, apesar do objeto de estudo desta dissertação não contribuir de forma direta para a redução do consumo de combustíveis fósseis, representa neste momento uma solução viável para a principal deficiência dos veículos que utilizam sistemas puramente elétricos.

Um outro aspeto positivo dos sistemas *Range Extender* consiste no facto dos condutores de veículos elétricos que sofram da síndrome denominada de *Range Anxiety* (ansiedade da autonomia), deixarem de ter razões para tal. Esta síndrome, que consiste num estado de ansiedade sentido mediante a possibilidade de o veículo ficar sem energia num local onde não seja possível efetuar um recarregamento, deixa de ter razão de ser, pois no caso de veículos equipados com *Range Extender*, a autonomia do veículo depende apenas da capacidade do depósito de combustível. Como tal, uma vantagem colateral inerente aos sistemas *Range Extender*, passa por uma possível mudança de

mentalidades relativamente ao estigma de que os veículos elétricos podem apenas ser utilizados para pequenas deslocações.

1.2. Motivações

A possibilidade de contribuir para o desenvolvimento de novas aplicações que permitam fomentar a aceitação do conceito mobilidade elétrica foi crucial na escolha do tema desta dissertação.

A oportunidade de trabalhar num tema que envolve a utilização de um gerador elétrico para produção de energia, e que ao mesmo tempo implica o desenvolvimento de um conversor de potência trifásico totalmente controlável, foram os fatores relacionados com eletrónica de potência que mais contribuíram para a seleção deste tema.

A nível pessoal, para além dos aspetos relacionados com eletrónica de potência já mencionados, o facto de o tema estar tão intimamente ligado à indústria automóvel foi também determinante na sua escolha. Para além disso, a oportunidade de trabalhar e ganhar experiência num ambiente como o proporcionado pelo GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia), foi também um fator de peso aquando da escolha da área onde realizar o projeto de dissertação.

1.3. Objetivos e Contribuições

Nesta dissertação é descrita a implementação de um conversor de potência com características que possibilitam que o mesmo seja integrado num sistema *Range Extender*. Assim, os requisitos que o referido conversor dever ser capaz de cumprir são:

- Extrair correntes sinusoidais e em fase com as tensões produzidas por um gerador elétrico;
- Regular a tensão no barramento CC (Corrente Contínua);
- Realizar o carregamento de um sistema de baterias com diferentes estágios de corrente e tensão.

Após levantamento do estado da arte sobre sistemas *Range Extender* e estudo de topologias de conversores que cumprem os requisitos mencionados, o principal objetivo desta dissertação passa por validar através de simulação e realização de testes práticos, o correto funcionamento da topologia de conversor selecionada.

Outra contribuição desta dissertação está relacionada com o facto de a redação em língua portuguesa da dissertação subordinada ao tema *Range Extender*, constituir uma

oportunidade para corrigir em certa medida o défice de documentação em português dedicada a este tema.

Inicialmente pretendia-se integrar o sistema desenvolvido com um motor de combustão interna (MCI), e assim implementar um módulo *Range Extender* completo. Contudo, este objetivo não se verificou realizável. As razões que levaram à não execução deste objetivo estão relacionadas com atrasos no desenvolvimento do projeto do MCI pelo Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade do Minho.

1.4. Organização e Estrutura da Dissertação

A linguagem simples empregue em todo o documento e as muitas figuras presentes ao longo do mesmo, têm como finalidade facilitar a compreensão dos conteúdos abordados por parte do leitor.

No Capítulo 1 é feito o enquadramento do tema *Range Extender* no âmbito da mobilidade elétrica. É também neste capítulo que são apresentados os objetivos estipulados para esta dissertação, bem como as motivações que levaram à sua escolha.

No Capítulo 2 é introduzida a noção de escala de eletrificação do automóvel com destaque para a posição ocupada pelos veículos elétricos equipados com *Range Extender*. Ao longo deste capítulo são apresentados os veículos presentes na referida escala, bem como estratégias de gestão de energia em veículos híbridos e sistemas de armazenamento de energia utilizados no âmbito da mobilidade elétrica.

O Capítulo 3 é dedicado aos sistemas *Range Extender*. Neste capítulo são apresentadas várias topologias de *Range Extender*, bem como vantagens e desvantagens inerentes a cada uma. É também feita uma análise dos elementos constituintes destes sistemas, sendo por fim apresentados alguns exemplos de *Range Extenders* existentes no mercado ou que ainda se encontram em desenvolvimento.

No Capítulo 4 são apresentados os modelos de simulação utilizados e os respetivos resultados obtidos. A estratégia de controlo do conversor de potência é também descrita neste capítulo.

No Capítulo 5 são expostos todos os elementos constituintes do protótipo desenvolvido, estando os mesmos divididos entre elementos do andar de potência e elementos pertencentes ao sistema de controlo.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos a partir dos testes realizados ao sistema.

No Capítulo 7 são apresentadas as conclusões gerais que foram retiradas a partir da revisão bibliográfica realizada, das simulações computacionais efetuadas, bem como

dos resultados experimentais obtidos. Neste capítulo são também apresentadas algumas ideias e sugestões de possíveis desenvolvimentos a serem levados a cabo futuramente.

CAPÍTULO 2

Veículos Híbridos e Eléctricos

2.1. Introdução

O conceito de eletrificação do automóvel significa o desenvolvimento e a integração de sistemas e componentes que possibilitem a utilização de energia eléctrica para efeitos de transporte. O conceito resulta da necessidade de a médio e longo prazo se tornar a frota automóvel mundial independente dos recursos petrolíferos. A utilização de energia eléctrica no âmbito da mobilidade de pessoas e bens, para além de conferir independência do petróleo, uma vez que são várias as fontes primárias de energia a partir das quais é possível obter energia eléctrica, proporciona também uma redução das emissões nocivas para o ambiente. Existem no entanto desafios à eletrificação do automóvel, tais como, proporcionar níveis de fiabilidade, durabilidade, tamanho, peso, e sobretudo custo, adequados a aplicações automóveis [1].

A Figura 2.1 ilustra as diversas fontes de energia que podem ser utilizadas para efeitos de transporte por intermédio de automóveis, a forma em que é feito o seu armazenamento no veículo, e os tipos de veículos que as utilizam.

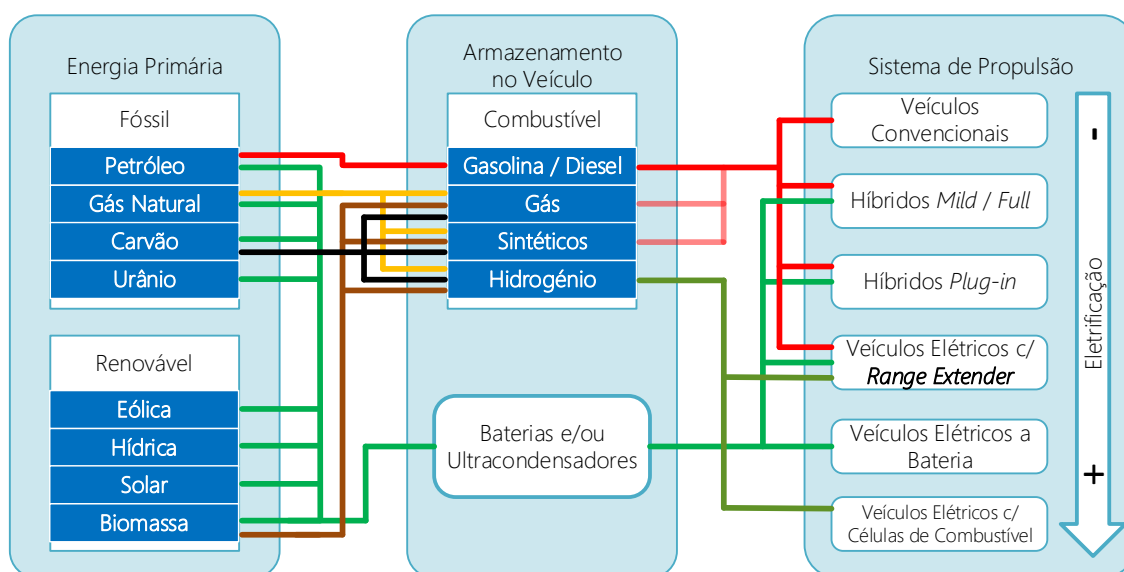


Figura 2.1 – Interligação entre diferentes fontes de energia e os veículos que as utilizam.

A partir da Figura 2.1 é possível também verificar o grau de eletrificação dos diferentes veículos. As ligações a verde interligam, quer as fontes primárias de energia a partir das quais é possível obter energia elétrica, quer os tipos de veículos que a utilizam. É de notar que todas as fontes mencionadas permitem produzir energia elétrica, enquanto que apenas o petróleo permite produzir os combustíveis convencionais (gasolina e gasóleo). Importa também ressaltar a posição dos veículos elétricos com *Range Extender* (Extensor de Autonomia) na escala de eletrificação, onde se encontram imediatamente antes dos veículos elétricos a bateria (BEV - *Battery Electric Vehicle*), que por serem mais independentes do petróleo, representam o grau de eletrificação que se pretende atingir. Na verdade, os BEVs já existem e são atualmente comercializados, mas limitações nos sistemas de armazenamento de energia elétrica, impedem que estes sejam capazes de dar resposta a todas as necessidades dos utilizadores.

Nas secções seguintes são apresentados os diversos tipos de veículos presentes na escala de eletrificação. São também dadas a conhecer algumas estratégias de gestão de energia em automóveis híbridos, sendo por fim apresentados alguns dos principais sistemas de armazenamento de energia elétrica utilizados para efeitos de transporte.

2.2. Veículos Híbridos

A designação de veículo híbrido provém da capacidade destes veículos utilizarem mais do que uma fonte de energia. É comum na literatura associar este tipo de veículo à utilização de um motor de combustão, um sistema de baterias, e um motor elétrico no mesmo sistema de propulsão, passando então a serem designados veículos híbridos elétricos (HEV – *Hybrid Electric Vehicle*).

O conceito não é novo e o primeiro registo de um veículo híbrido data de 1900, quando o alemão Ferdinand Porsche criou o *Lohner-Porsche Sempre Vivus* (Figura 2.2), composto por dois motores de combustão e dois geradores elétricos, que forneciam energia ao sistema de armazenamento e aos motores elétricos montados nos cubos das rodas. Nascia assim o conceito de arquitetura série. Em 1901 Ferdinand Porsche redesenhou o modelo *Semper Vivus*, dando origem ao modelo *Lohner-Porsche Mixte* que passou a ser comercializado [2, 3].

Circunstâncias adversas levaram a que os veículos híbridos, tal como os elétricos, caíssem em desuso no início do século XX, para apenas regressarem ao panorama automóvel perto do final desse mesmo século.

Este tipo de veículo é o resultado da junção dos veículos convencionais equipados com motores de combustão interna, com os veículos elétricos, conseguindo reunir o melhor dos dois e ultrapassar as desvantagens inerentes a cada um. A adição de sistemas eletrónicos ao automóvel, aliada à flexibilidade das suas técnicas de controlo, permite não só tornar o veículo mais eficiente a nível energético, mas também mais seguro, amigo do ambiente, e de condução mais confortável.

As principais vantagens dos veículos híbridos face aos veículos convencionais podem ser sumarizadas na seguinte lista:

- Economia de combustível;
- Redução das emissões de gases poluentes;
- Relativa flexibilidade em relação à origem da energia utilizada;
- Possibilidade de travagem regenerativa;
- Superior autonomia, quer em relação aos veículos puramente elétricos, quer em relação aos veículos convencionais;
- O facto de embraiagem e caixa de velocidade serem elementos prescindíveis em determinadas configurações;

O preço elevado de alguns dos automóveis híbridos existentes no mercado, e a reduzida autonomia providenciada pelos sistemas de baterias atuais, representam um entrave à comercialização em massa desse tipo de veículos.



Figura 2.2 – Réplica do modelo *Semper Vivus* de 1900 (apresentada em 2011) [2].

2.2.1. Arquiteturas de Veículos Híbridos

Tradicionalmente os veículos híbridos eram classificados relativamente à sua arquitetura, sendo que esta podia ser de dois tipos: série ou paralela. No entanto, com os desenvolvimentos realizados nesta área, estas duas designações não são suficientes para

classificar todas as arquiteturas existentes, pelo que, relativamente à arquitetura utilizada, os veículos híbridos são agora classificados como: série, paralela, série-paralela e complexa.

Arquitetura Série

Neste tipo de arquitetura o motor de combustão interna não se encontra mecanicamente acoplado às rodas motrizes, pelo que, o seu funcionamento é sempre realizado em conjunto com um gerador elétrico, responsável por gerar energia elétrica a partir da energia mecânica produzida pelo motor de combustão. A energia elétrica produzida pode ser utilizada para carregar o sistema de baterias, ou pode ser diretamente encaminhada para o sistema de tração do veículo.

O facto do motor de combustão se encontrar mecanicamente desacoplado das rodas motrizes, tem como vantagens a flexibilidade relativamente à colocação do conjunto motor-gerador no veículo, bem como possibilitar que o seu funcionamento se situe apenas na sua região de máximo rendimento. Graças às características dos motores elétricos, é também possível abdicar da utilização de caixa de transmissão, reduzindo assim a complexidade do sistema e o seu custo. No entanto, o rendimento global do sistema é normalmente baixa, pois são necessárias duas conversões de energia (mecânica para elétrica pelo gerador e elétrica para mecânica pelo motor elétrico), bem como três dispositivos para a propulsão (motor de combustão, gerador, e motor elétrico), que aumentam o peso e custo do veículo [3-7]. O esquema da arquitetura pode ser visto na Figura 2.3.

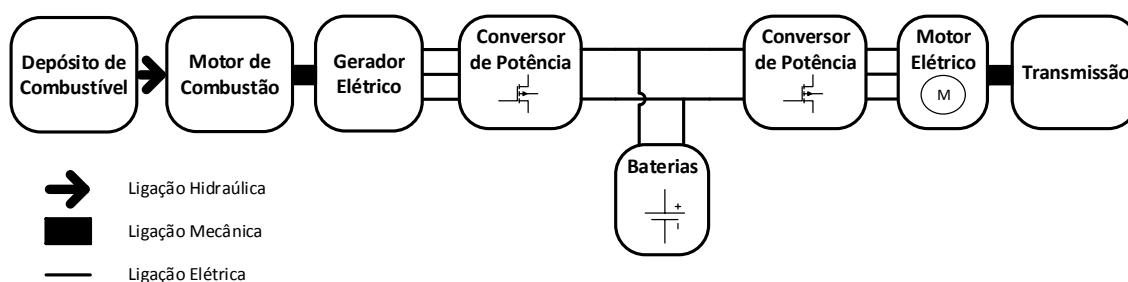


Figura 2.3 – Esquema da Arquitetura Série.

Com esta configuração é possível distinguir seis modos de operação distintos:

1. Modo Puramente Elétrico – O motor de combustão encontra-se desligado, pelo que a energia utilizada provém unicamente das baterias;
2. Modo Motor de Combustão - A energia utilizada provém unicamente do conjunto motor de combustão-gerador;

3. Modo Combinado – O sistema de tração utiliza energia proveniente do conjunto de baterias e do conjunto motor de combustão-gerador;
4. Modo Divisão de Potência – A potência fornecida pelo grupo motor de combustão-gerador é suficiente para satisfazer as necessidades de condução e carregar as baterias;
5. Modo Carregamento de Baterias – O motor de tração não é alimentado, pelo que a energia produzida pelo motor de combustão e pelo gerador é utilizada para carregar as baterias;
6. Modo Travagem Regenerativa – De forma a aproveitar a energia cinética durante o processo de travagem, a máquina eléctrica passa a funcionar como gerador carregando as baterias.

Arquitetura Paralela

Ao contrário do que acontece na Arquitetura Série, e tal como acontece nos veículos convencionais, nos veículos com arquitetura paralela (Figura 2.4) o motor de combustão pode fornecer a sua potência mecânica directamente às rodas motrizes. Paralelamente à potência fornecida pelo motor de combustão, existe também aquela fornecida pelo motor eléctrico. Cada motor encontra-se ligado ao veio de transmissão por intermédio de uma embraiagem, o que permite que a potência necessária para movimentar o veículo, possa provir de um ou outro motor de forma independente, ou dos dois em paralelo.

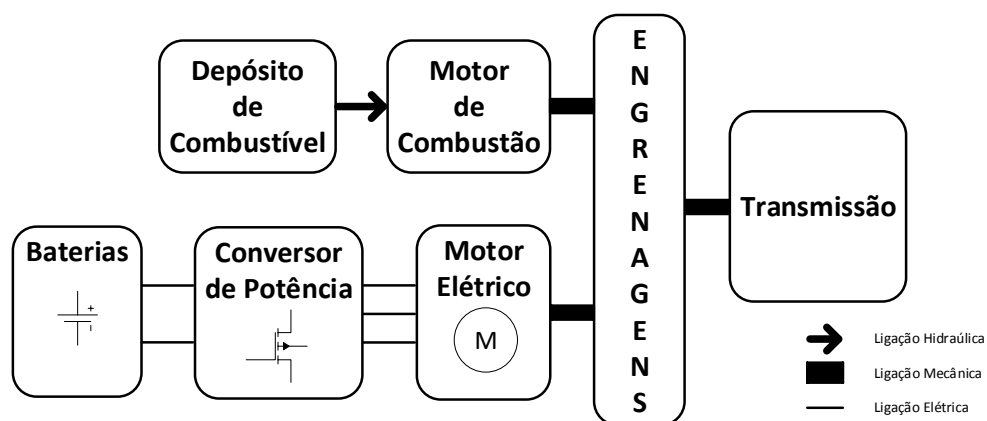


Figura 2.4 – Esquema da Arquitetura Paralela.

Comparativamente à Arquitetura Série, a Arquitetura Paralela apenas necessita de dois dispositivos para propulsão (motor de combustão e motor eléctrico), sendo que ambos podem ser de potência inferior [3-7].

Com esta configuração é possível distinguir seis modos de operação distintos:

1. Modo Puramente Elétrico – O motor de combustão encontra-se desligado, pelo que apenas o motor elétrico propuliona o veículo. A energia utilizada provém do sistema de baterias.
2. Modo Motor de Combustão – O veículo é propulsionado unicamente pelo motor de combustão.
3. Modo Combinado – A potência para movimentar o veículo provém de ambos os motores;
4. Modo Divisão de Potência – A potência gerada pelo motor de combustão é utilizada para propulsionar o veículo e carregar as baterias. Nesta situação o motor elétrico opera como gerador.
5. Modo Carregamento de Baterias – A potência mecânica gerada pelo motor de combustão é utilizada unicamente para acionar a máquina elétrica, que está, nesta situação, a funcionar como gerador, carregando assim as baterias. Neste modo não é fornecida qualquer potência às rodas motrizes.
6. Modo Travagem Regenerativa – De forma a aproveitar a energia cinética durante o processo de travagem, o motor elétrico passa a funcionar como gerador carregando as baterias.

Arquitetura Série-Paralela

Tal como a sua designação indica, este tipo de arquitetura resulta da combinação das arquiteturas Série e Paralela. Relativamente aos veículos híbridos do tipo série, este tipo de veículo dispõe de mais uma ligação mecânica entre o motor de combustão e as rodas motrizes, enquanto que relativamente aos veículos híbridos do tipo paralelo, este tipo de veículo dispõe de mais uma máquina elétrica (gerador) (Figura 2.5).

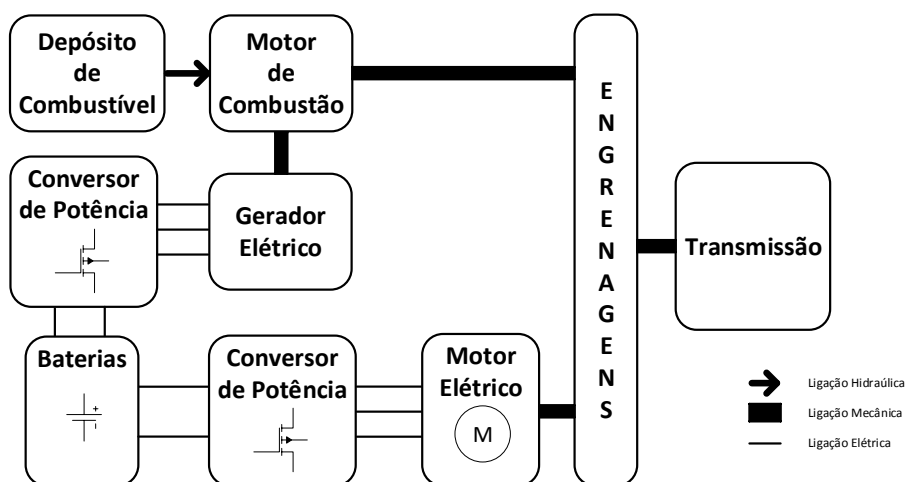


Figura 2.5 – Esquema da Arquitetura Serie-Paralela.

O produto final é um sistema que reúne o melhor das duas topologias anteriores, sendo no entanto significativamente mais complexo e caro, facto que não impede alguns fabricantes de apostarem neste tipo de veículo, como é o caso da *Toyota* e o seu *best-seller* híbrido, o *Toyota Prius* (Figura 2.8).

Arquitetura Complexa

Ainda que contenha semelhanças com a arquitetura Série-Paralela, esta arquitetura é, como o nome indica, mais complexa. A principal diferença reside no facto de que o gerador eléctrico presente na arquitetura Série-Paralela pode agora ser utilizado como motor (Figura 2.6). Esta situação permite novos modos de operação, tais como o veículo ser propulsionado de forma simultânea por 3 motores diferentes (motor de combustão e dois motores eléctricos) [4].

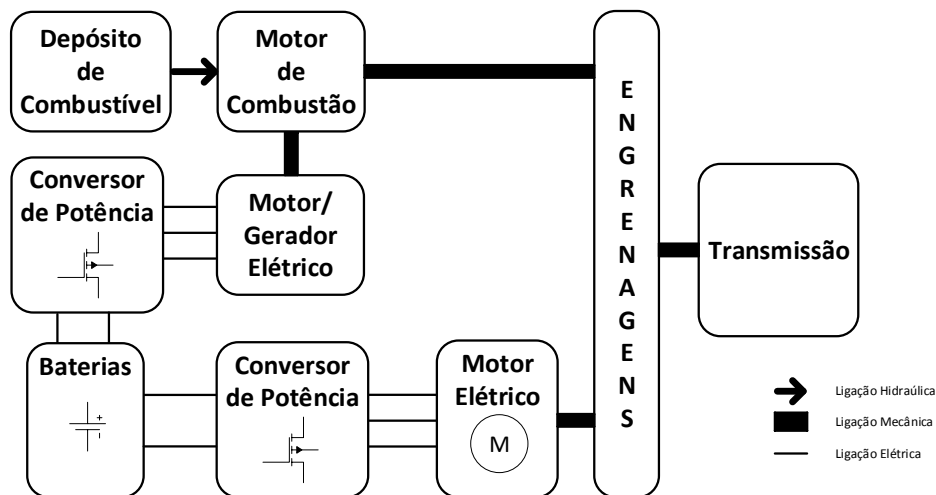


Figura 2.6 – Esquema da Arquitetura Complexa.

2.2.2. Grau de Híbridização dos HEVs

Fabricantes e especialistas na área classificam atualmente os veículos híbridos não em função da sua arquitetura, mas em função do seu grau de híbridização. Este conceito corresponde à relação entre a potência do conjunto motor de combustão-gerador, e a potência do motor eléctrico utilizado [5]. As classificações possíveis e utilizadas são então: *Micro*, *Mild*, *Full*, e híbrido *Plug-In*, sendo que as características de cada uma encontram-se sumarizadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Características dos vários graus de hibridização.

Sistema Híbrido	Função				
	<i>Stop&Start</i>	Tração Elétrica	Travagem Regenerativa	Modo Puramente Elétrico	Carregamento Externo das Baterias
<i>Micro</i>	Sim	Não	Mínimo	Não	Não
<i>Mild</i>	Sim	Limitado	Sim	Mínimo	Não
<i>Full</i>	Sim	Sim	Sim	Sim	Não
<i>Plug-in</i>	Sim	Sim	Sim	Sim	Sim

Híbrido *Micro*

De acordo com os dados da Tabela 2.1 compreende-se que este é o tipo mais limitado de veículo híbrido. As funções da máquina elétrica empregue consistem essencialmente em alimentar alguns dispositivos eletrónicos (como por exemplo o ar-condicionado), auxiliar nas ações de pára-arranca, e regenerar alguma da energia cinética que seria desperdiçada no processo de travagem. A potência dos motores elétricos utilizados ronda os 2,5 kW, e consiste essencialmente na integração do motor de arranque e alternador dos convencionais veículos com motor de combustão [4]. Quando em percurso urbano, normalmente caracterizado por elevada frequência de situações de pára-arranca, é possível economizar aproximadamente 5% a 10% de energia [4]. Os custos inerentes à implementação deste sistema são pouco superiores aos dos veículos convencionais (uma vez que o motor elétrico é pequeno e de estrutura simples), o que leva alguns dos maiores fabricantes mundiais de automóveis a apostar na sua integração em alguns dos seus modelos.

Híbrido *Mild*

Os veículos híbridos *mild* representam o passo seguinte na escala de eletrificação, diferindo dos veículos híbridos *micro* na medida em que o sistema elétrico contribui de forma mais significativa para a tração do veículo [5]. Apesar desta evolução, a propulsão do veículo recorrendo apenas ao motor elétrico é extremamente limitada, ainda que a sua potência típica esteja entre os 10 kW e os 20 kW. Estes veículos são normalmente de configuração paralela e em condução urbana permitem economizar entre 20% a 30% de energia. No entanto, esta economia energética implica um aumento dos custos da mesma ordem [4].

Na Figura 2.7 pode visualizar-se o veículo híbrido *mild* *Honda Insight*.



Figura 2.7 – Exemplo de veículo híbrido *mild* - *Honda Insight* [6].

Híbrido *Full*

Normalmente equipado com um motor eléctrico com uma potência a rondar os 50 kW, este tipo de veículo destaca-se dos anteriores na medida em que é possível conduzi-lo em modo puramente eléctrico. A autonomia e a velocidade com que isso é possível dependem, claro, da potência do motor eléctrico e da capacidade de armazenamento das baterias. As reduções de consumo para este tipo de veículo podem ir desde os 30% até aos 50% (em percurso urbano), o que aliado à necessidade de mais equipamentos (motor de combustão, gerador eléctrico, motor eléctrico, maior sistema de baterias) justifica o facto de ser consideravelmente mais dispendioso que os anteriores [4].

Atualmente existem vários construtores e modelos de veículos híbridos *full*, sendo o mais popular o modelo *Prius* da *Toyota*, que pode ser visto na Figura 2.8.



Figura 2.8 – *Toyota Prius* [7].

Híbrido *Plug-In*

Um veículo híbrido *plug-in* é definido pelo SAE (*Society of Automotive Engineers*) como “um veículo híbrido com a capacidade de armazenar e utilizar energia eléctrica, proveniente de fontes externas, no sistema de armazenamento recarregável de energia” (tradução livre) [8]. Percebe-se então, que o principal fator de distinção

relativamente aos veículos anteriores reside na possibilidade de se conectar o veículo à rede elétrica de maneira a este recarregar o seu sistema de baterias. De forma a realmente se tirar partido desta funcionalidade, os sistemas de baterias com os quais estes veículos estão equipados são capazes de armazenar uma quantidade de energia substancialmente superior às dos restantes veículos híbridos. Assim, a autonomia possível em modo puramente elétrico aumenta significativamente, como é o caso dos 23,4 km de autonomia do *Toyota Prius plug-in*, em comparação com os 2 km da versão não *plug-in* do mesmo carro [9].

2.3. Veículos Elétricos com *Range Extender*

Os veículos equipados com *Range Extender* representam o último passo antes da completa eletrificação do automóvel. A construtora americana *General Motors* define EREV (*Extended Range Electric Vehicle*) como “um veículo que funciona como um veículo elétrico a baterias quando existe energia disponível no sistema de armazenamento recarregável, contendo uma fonte de energia auxiliar que apenas é ativada quando não existe energia disponível no sistema de armazenamento recarregável” (tradução livre) [1].

O sistema *Range Extender* encontra-se habitualmente instalado no interior do veículo (*onboard*), e corresponde à referida fonte auxiliar, sendo normalmente constituído por três elementos: um motor de combustão interna, um gerador elétrico capaz de converter a energia mecânica fornecida pelo motor em energia elétrica, e um conversor de potência responsável pela interface entre o gerador e o barramento CC (Corrente Contínua) do veículo. Informações com maior detalhe acerca dos elementos constituintes do sistema, bem como do seu funcionamento, são fornecidas nos capítulos seguintes desta dissertação.

Ainda que à primeira vista sejam muito similares aos veículos híbridos *plug-in*, os EREVs destacam-se destes na medida em que, quer o sistema de baterias, quer o sistema de propulsão, são dimensionados de tal forma que nunca é requerido ao motor de combustão que entre em funcionamento enquanto existir um certo valor definido de energia armazenada nas baterias. Em sentido contrário, o motor de combustão utilizado pode ser de potência inferior, uma vez que não lhe é solicitado que forneça o valor máximo de potência requerida pelo automóvel.

De forma a ser feita uma analogia com os tipos de veículos apresentados anteriormente, os EREVs podem ser caracterizados como híbridos *plug-in* de arquitetura série, equipados com um sistema de baterias capaz de armazenar uma

quantidade de energia significativamente superior. EREVs são, no verdadeiro sentido da palavra, veículos híbridos, uma vez que utilizam mais do que uma fonte de energia para efeitos de propulsão, contudo, a redação de uma secção dedicada unicamente a este tipo de veículo justifica-se, pois são eles o foco desta dissertação.

De seguida são apresentados alguns veículos classificados como EREV, de onde se destacam a dupla *Chevrolet Volt* (Figura 2.9) e o seu equivalente na Europa, *Opel Ampera* (Figura 2.10), também conhecidos como *Holden Volt* e *Vauxhall Ampera*, respetivamente. O sistema de baterias utilizado nestes veículos é capaz de armazenar 16 kWh de energia, o que permite uma autonomia de cerca de 60 km em modo puramente elétrico. O motor elétrico responsável pela tração é trifásico de indução e tem uma potência de 111 kW, enquanto que o sistema *Range Extender* é formado por um gerador elétrico com uma potência de 53 kW, e um motor de combustão interna com uma cilindrada de 1,4 L [5].



Figura 2.9 – *Chevrolet Volt* [10].

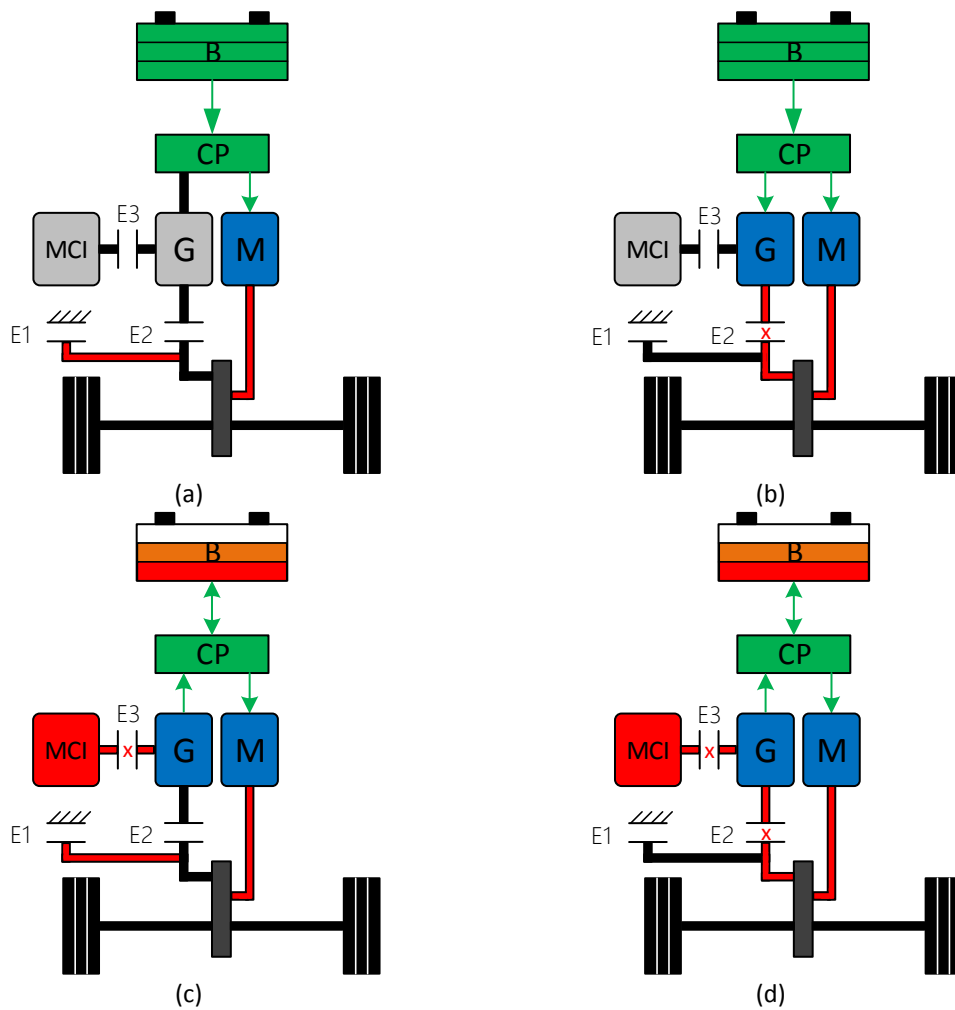


Figura 2.10 – *Opel Ampera* [11].

Quando estes veículos se encontram em funcionamento é possível distinguir quatro modos de operação [8], [12]:

1. Modo Puramente Elétrico de Baixa Velocidade – Todo o binário utilizado para movimentar o veículo é fornecido pelo motor elétrico de tração, utilizando para isso a energia disponível nas baterias.
2. Modo Puramente Elétrico de Alta Velocidade – O gerador elétrico passa também a ser alimentado a partir das baterias, funcionando então como motor. Os esforços de tração ficam assim a cargo das duas máquinas elétricas.
3. Modo *Extended-Range* de Baixa Velocidade – O motor de combustão encontra-se em funcionamento acoplado ao gerador. A energia elétrica produzida é utilizada para alimentar o motor primário de tração, e manter o estado de carga das baterias.
4. Modo *Extended-Range* de Alta Velocidade (Modo Combinado) – Neste modo são utilizados os três motores para efeitos de tração (motor elétrico primário, gerador/motor elétrico e motor de combustão).

Os quatro modos de funcionamento são possíveis mediante a utilização de um complexo sistema de engrenagens. O sistema é composto por três embraiagens cujos estados para os diferentes modos de operação se encontram ilustrados na Figura 2.11. Apesar de ser possível o motor de combustão contribuir de forma direta para a propulsão do veículo (modo 4), este não é capaz de propulsionar o veículo por si só, sendo sempre necessário recorrer à utilização do motor elétrico para o fazer. Esta solução foi implementada pois em certas situações a eficiência do motor elétrico diminui, sendo que o acoplamento do motor de combustão ao sistema de engrenagens permite uma poupança de combustível entre 10% e 15% em percurso de autoestrada [13]. No entanto, devido à existência dessa ligação mecânica, outros fabricantes referem-se a estes veículos não como *Extended Range Electric Vehicles*, mas como uma outra espécie de híbrido [8].



B – Baterias
 CP – Conversor de Potência
 E1, E2, E3 – Embraiagens
 G – Gerador Elétrico
 MCI – Motor de Combustão Interna
 M – Motor Elétrico Primário

Figura 2.11 – Modos de operação do *Chevrolet Volt* e *Opel Ampera*: (a) Modo puramente elétrico de baixa velocidade; (b) Modo puramente elétrico de alta velocidade; (c) Modo *extended-range* de baixa velocidade; (d) Modo *extended-range* de alta velocidade.

O veículo apresentado na Figura 2.12 é o modelo *Karma* produzido pela empresa americana *Fisker*, e é considerado o primeiro EREV de luxo.



Figura 2.12 – *Fisker Karma* [14].

Relativamente aos componentes utilizados, o *Fisker Karma* está equipado com um sistema de baterias com uma capacidade de 20,1 kWh, que lhe proporciona uma autonomia em modo puramente elétrico de aproximadamente 80 km. O MCI do sistema *Range Extender* utiliza gasolina como combustível, e é constituído por 4 cilindros, tendo uma cilindrada total de 2 L. O veículo tem tração traseira, que fica a cargo de dois motores elétricos capazes de produzir um binário total de 1300 Nm [15].

2.4. Veículos Elétricos a Baterias

A exatável escassez de petróleo no futuro, aliada ao inerente aumento do preço dos combustíveis até níveis proibitivos, bem como fatores ambientais, resultam na necessidade de se encontrar alternativas à atual situação automóvel mundial.

No panorama da eletrificação, os veículos apresentados anteriormente, tanto híbridos como elétricos equipados com *Range Extender*, podem ser classificados como veículos de transição, pois apesar de serem cada vez menos dependentes do petróleo, não são capazes de satisfazer todas as necessidades de condução dos utilizadores sem ele recorrerem. Por sua vez, os veículos elétricos representam a meta a alcançar, na medida em que futuramente se espera que possibilitem a autonomia, a performance, o conforto, a segurança, a fiabilidade, e o preço competitivo oferecido atualmente pelos veículos convencionais [16].

Comparativamente aos veículos convencionais com motor de combustão interna, os veículos elétricos oferecem inúmeras vantagens, de entre as quais se podem destacar as seguintes [17]:

- Eficiência superior, pois o rendimento dos motores elétricos é muito superior aos de combustão, o que resulta numa redução do consumo de energia;
- Não emitem gases poluentes nem produzem resíduos de óleo que poderiam contaminar as águas;
- Grande diversidade de fontes de energia;
- Possibilitam travagem regenerativa;
- Cuidados de manutenção reduzida;
- A embraiagem e a caixa de velocidade são elementos prescindíveis em determinadas configurações;
- O nível de ruído é consideravelmente inferior.

Contudo, apesar de serem em número reduzido, existem também algumas desvantagens que não podem ser ignoradas, pois são elas o grande entrave à

comercialização em massa deste tipo de veículo. Estas desvantagens podem ser resumidas em duas palavras: autonomia e custo.

A configuração tradicional de um veículo elétrico pode ser dividida em três sistemas distintos: propulsão, fonte de energia, e sistema auxiliar. Na Figura 2.13 podem ver-se os elementos pertencentes a cada sistema.

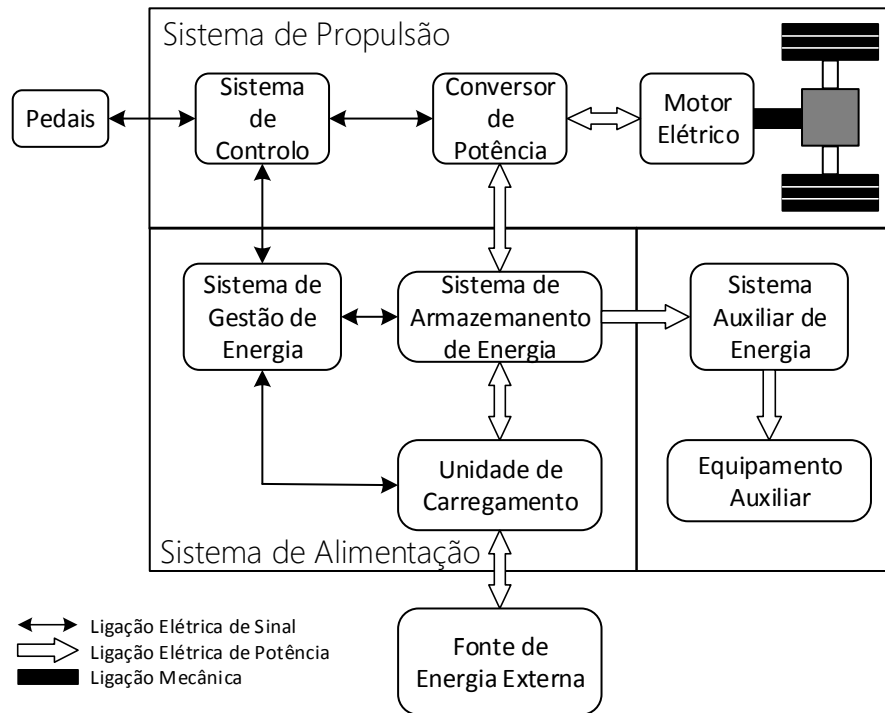


Figura 2.13 – Subsistemas constituintes de um veículo elétrico.

Um exemplo de veículo elétrico de grande sucesso comercializado hoje em dia é o *Nissan Leaf* que pode ser visto na Figura 2.14. O *Nissan Leaf* é um veículo que apresenta algumas características apelativas, principalmente para viagens de curta a média distância. Está equipado com um sistema de baterias de iões de lítio capaz de armazenar 24 kWh de energia elétrica, o que lhe concede uma autonomia de aproximadamente 120 km. O motor elétrico utilizado tem uma potência de 107 cv, capaz de propulsionar o veículo a uma velocidade máxima de 145 km/h [18].



Figura 2.14 – *Nissan Leaf* [18].

Um outro exemplo de veículo elétrico, mas que neste caso apresenta índices de performance muito acima da média, e representa o que de melhor se faz em termos de mobilidade puramente elétrica, é o *Tesla Model S* que pode ser visto na Figura 2.15.



Figura 2.15 – *Tesla Model S* [19].

Este veículo produzido pela *Tesla Motors* é disponibilizado em várias configurações, sendo que a versão de gama superior, e conseqüentemente mais cara, está equipada com um sistema de baterias de íões de lítio com uma capacidade de 85 kWh, o que lhe confere uma autonomia de aproximadamente 480 km. O motor utilizado é trifásico de indução, com uma potência de 310 kW, o que permite uma aceleração dos 0 aos 100 km/h em cerca de 4,4 s, e uma velocidade máxima de aproximadamente 200 km/h [19].

2.5. Estratégias de Gestão de Energia num Veículo Híbrido

Como foi mencionado na secção dedicada aos veículos elétricos com *Range Extender* (RE), EREVs (*Extended Range Electric Vehicles*) são fundamentalmente veículos híbridos *plug-in* de topologia série. No entanto, as características de alguns elementos que o constituem, nomeadamente a superior capacidade de armazenamento de energia das baterias, possibilitam que este tipo de

veículo seja, em sentido prático, um veículo elétrico em grande parte das viagens que realiza, facto que se comprova se for tida em consideração a autonomia de cerca de 60 km em modo puramente elétrico do *Chevrolet Volt*, e os menos de 35 km e 48 km, realizados diariamente em média por 50% dos veículos existentes em Portugal e nos E.U.A, respetivamente [20]. Assim, o funcionamento de um veículo elétrico com *Range Extender* abarca duas zonas de operação distintas. Quando disponível, a energia utilizada pelo sistema de tração do veículo provém unicamente do sistema de baterias, denominando-se esta fase de *Charge-Depleting* (esgotamento de carga), ou *EV Mode* (modo de operação puramente elétrico) [21]. A distância percorrida neste modo é denominada na literatura como *All Electric Range* (AER – autonomia em modo puramente elétrico). Quando o estado de carga das baterias (SOC – *State of Charge*) atinge um determinado valor mínimo, o sistema *Range Extender* entra em funcionamento, e a esta fase dá-se o nome de *Charge-Sustaining* (sustentação de carga) [21]. Enquanto nesta fase o veículo comporta-se fundamentalmente como um veículo híbrido série.

A existência de duas fontes de energia torna necessária a implementação de um sistema de controlo que faça a gestão da energia do veículo, isto é, que determine, em função de parâmetros como os comandos do condutor e o estado de carga das baterias, qual a potência total requerida e qual a sua distribuição pelas fontes de energia do veículo [22]. A utilização de uma estratégia de gestão de energia, ou estratégia de supervisão como também lhe é feita referência, é essencial, pois dela dependem fortemente os melhoramentos relativos à economia de combustível e diminuição de emissões que se verificam nos veículos híbridos [21, 22].

As estratégias de supervisão existentes para controlo de PHEVs (*Plug-in Hybrid Electric Vehicles*) são classificadas de acordo com o esquema da Figura 2.16.

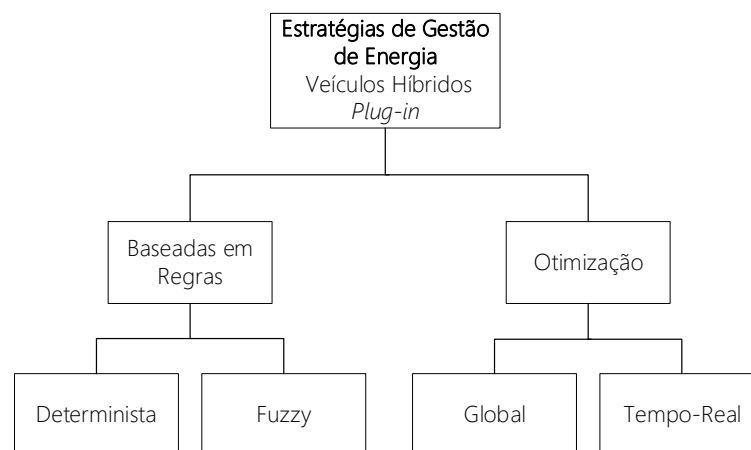


Figura 2.16 – Classificação das estratégias de gestão de energia para veículos híbridos *plug-in* [24].

Estratégias à base de regras são particularmente eficazes no controlo do fluxo de potência de um veículo híbrido em tempo real. O seu conteúdo é normalmente baseado em heurística, intuição, experiência pessoal, e inclusive modelos matemáticos, sendo que neste tipo de estratégias não existe conhecimento à *priori* do ciclo de condução que se irá realizar [25]. São utilizados fluxogramas e máquinas de estados para representar o fluxo de potência de um determinado plano de condução, onde as transições entre modos de operação dependem de critérios pré-definidos, tais como potência total requerida, velocidade, aceleração e desaceleração, e estado de carga das baterias [24].

As decisões tomadas durante a operação do veículo levam em consideração as medições instantâneas dos critérios referidos anteriormente, comparando-as com tabelas de valores pré-determinados [23, 24].

2.5.1. Estratégia do Termóstato

A estratégia determinista mais simples é denominada estratégia do termóstato, e consiste fundamentalmente em controlo Liga-Desliga do motor de combustão interna (MCI), sendo que com esta estratégia o motor ou está desligado ou opera com potência constante no seu ponto de máxima eficiência. O único critério utilizado para determinar o estado de operação do MCI é o estado de carga das baterias, sendo que o funcionamento desta estratégia pode ser resumido no conjunto de condições apresentado na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Condições regentes da Estratégia do Termóstato.

Estado de Carga das Baterias	Estado de Operação Anterior	Estado de Operação do conjunto MCI-Gerador
$SOC \geq SOC_{superior}$	-	0
$SOC_{inferior} < SOC < SOC_{superior}$	0	
$SOC \leq SOC_{inferior}$	-	1
$SOC_{inferior} < SOC < SOC_{superior}$	1	

Quando o estado de carga (SOC – *State of Charge*) está acima de um determinado valor pré-determinado ($SOC_{superior}$) o motor está desligado. Quando o SOC está entre os valores definidos como limites inferior e superior, $SOC_{inferior}$ e $SOC_{superior}$ respetivamente, e o estado de operação anterior era desligado, o conjunto motor-gerador permanecerá nesse estado. Para as situações opostas o motor está operacional, ou seja, com SOC abaixo de $SOC_{inferior}$ o motor liga, e com SOC entre $SOC_{inferior}$ e $SOC_{superior}$, sendo ligado o estado de operação anterior, o motor permanecerá nesse estado.

A Estratégia do Termóstato dá prioridade à eficiência do MCI uma vez que este opera unicamente no seu ponto mais eficiente. Apesar de ser a mais simples, esta estratégia é talvez a que melhor se adequa ao conceito de EREV.

É do interesse do condutor realizar a sua viagem efetuando o menor consumo possível de combustível. Para isso, o sistema de propulsão do veículo deve utilizar prioritariamente energia elétrica proveniente da rede pública de abastecimento, devendo então o veículo ser conectado à rede elétrica nas alturas em que a energia é mais barata. Com energia armazenada no sistema de baterias, a operação do veículo faz-se em modo puramente elétrico, não havendo assim qualquer tipo de consumo de combustível e emissões poluentes. À medida que o veículo se desloca o SOC das baterias vai diminuindo gradualmente, dependendo da distância da viagem a entrada em funcionamento, ou não, do RE (*Range Extender*). Se o percurso realizado for inferior ao AER (*All Electric Range*), o veículo pode novamente ser colocado a recarregar a partir da rede elétrica. Se pelo contrário o percurso exceder o AER, o RE entra em funcionamento. Mediante entrada em funcionamento, a energia utilizada pelo sistema de propulsão provém do RE. A potência que o sistema é capaz de produzir deve ser suficiente para dar resposta às necessidades de condução do utilizador, sob pena do veículo não atingir a velocidade desejada, ou inclusive não ser capaz de realizar subidas de inclinação mais acentuada. A potência produzida pelo RE deve ainda ser suficiente para carregar o sistema de baterias até um valor pré-determinado (SOC_{superior}).

O gráfico apresentado na Figura 2.17 representa um exemplo de evolução do SOC de um EREV à medida que o mesmo se vai deslocando. O estado de carga vai diminuindo desde SOC_{max} até atingir SOC_{inferior} (instante t_1), o que faz com que o RE seja ativado. Como consequência, o SOC aumenta até ser atingido o valor pré-determinado SOC_{superior} (instante t_2) onde o RE é desligado de forma a não ser consumido mais combustível. Existe também a opção de não desligar o MCI, mas sim mantê-lo na sua velocidade *idle* (regime de marcha lenta), o que embora resulte no consumo de algum combustível, permitirá ao motor manter-se quente para a eventualidade de ser necessário voltar a ativar o sistema RE (instante t_3). Esta opção é mais vantajosa do ponto de vista ambiental, uma vez que fazer o arranque do MCI quando este se encontra a baixa temperatura resulta numa grande emissão de gases poluentes [26].

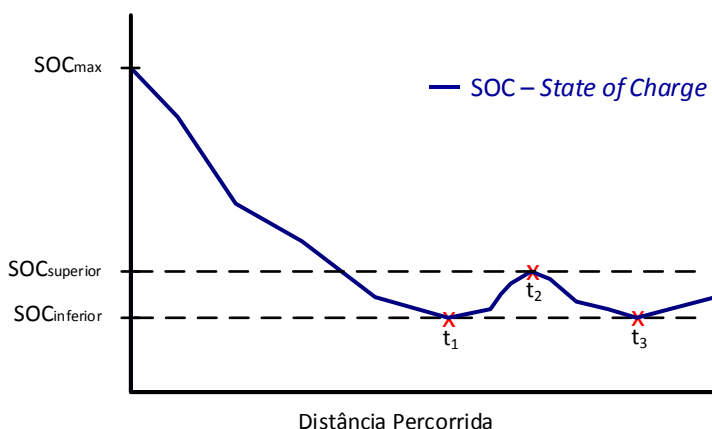


Figura 2.17 – Exemplo de evolução do SOC (*State of Charge*) de um EREV segundo a Estratégia do Termóstato.

Existe também a possibilidade de fazer com que o sistema de baterias alimente o veículo em conjunto com o RE (*Power-split* – divisão de potência), caso a potência fornecida pelo mesmo no seu ponto de funcionamento ótimo não seja suficiente para corresponder à potência requerida (Figura 2.18).

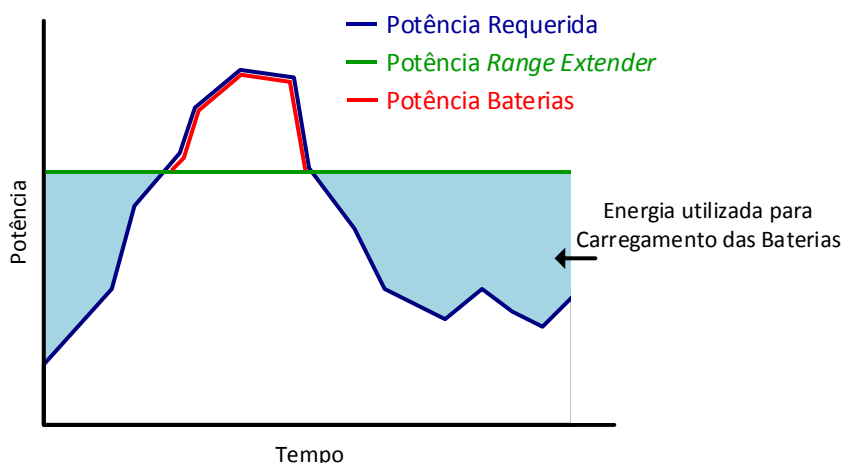


Figura 2.18 – Distribuição de potência pelas fontes de energia do veículo numa situação de *Power-Split*.

A área a azul na Figura 2.18 representa o excesso de energia elétrica produzida pelo RE em relação à requerida pela tração do veículo, e que tal com apresentado na figura é utilizada para carregar o sistema de baterias.

Um outro método para dar resposta à potência requerida durante o percurso passa por dotar o RE de mais do que um ponto de funcionamento. O sistema pode por exemplo estar otimizado para funcionar com duas velocidades distintas, o que resulta em dois níveis de potência que podem ser selecionados de acordo com a necessidade. À definição de dois pontos de funcionamento pode estar inerente uma diminuição da eficiência do sistema num desses pontos. Contudo, esta diminuição é consideravelmente

menos significativa do que caso o sistema operasse numa região de funcionamento mais alargada.

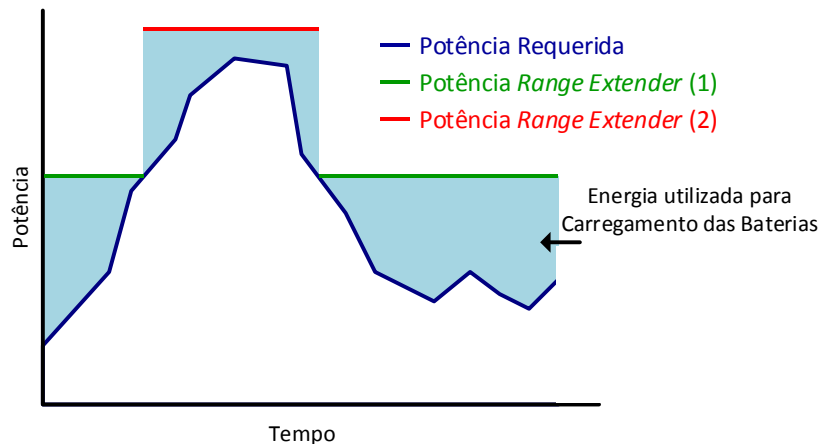


Figura 2.19 – Comportamento do sistema com dois pontos de funcionamento face à potência requerida durante o percurso.

2.5.2. Estratégia *Power Follower*

Outra estratégia determinista muito comum na literatura e utilizada na prática é denominada *Power Follower* (seguidor de potência). O princípio básico desta estratégia passa por controlar o conjunto MCI-gerador de tal forma que a potência por ele produzida deve seguir o mais próximo possível a potência total requerida durante a operação do veículo [22].

A base desta estratégia tem como pressuposto a utilização do MCI como unidade primária de fornecimento de potência para tração do veículo [25]. Por este facto a sua implementação em sistemas híbridos onde exista ligação mecânica entre o MCI e a tração do veículo é provalmente mais adequada. Ainda, esta estratégia contempla a utilização do conjunto MCI-gerador em praticamente todas as situações ao longo do percurso do veículo, facto que vai contra o conceito de EREV. Todavia, é possível uma adaptação para sistemas com arquitetura série. O SOC das baterias pode ser utilizado como critério para determinar a entrada em funcionamento do RE, tal como acontece na estratégia do termóstato. Com o RE em funcionamento a potência por ele gerada deve seguir a potência requerida.

O facto do MCI não operar no seu ponto de funcionamento ótimo, mas sim numa região mais alargada, resulta, obviamente, numa diminuição da sua eficiência, facto que não impede fabricantes como a *Toyota* e a *Honda* de aplicarem versões baseadas nesta estratégia nos seus modelos híbridos [23, 24]. A diminuição da eficiência do MCI nem sempre significa um consumo de combustível superior ao conseguido com a Estratégia do Termóstato, pois o funcionamento intermitente do motor na estratégia do termóstato

implica elevados consumos no processo de arranque do MCI [22]. Ainda, o facto da potência gerada pelo RE seguir a potência requerida, faz com que a potência entregue/solicitada às baterias sofra menores variações, possibilitando uma otimização da sua performance, bem como manter um certo nível de SOC para futuras utilizações.

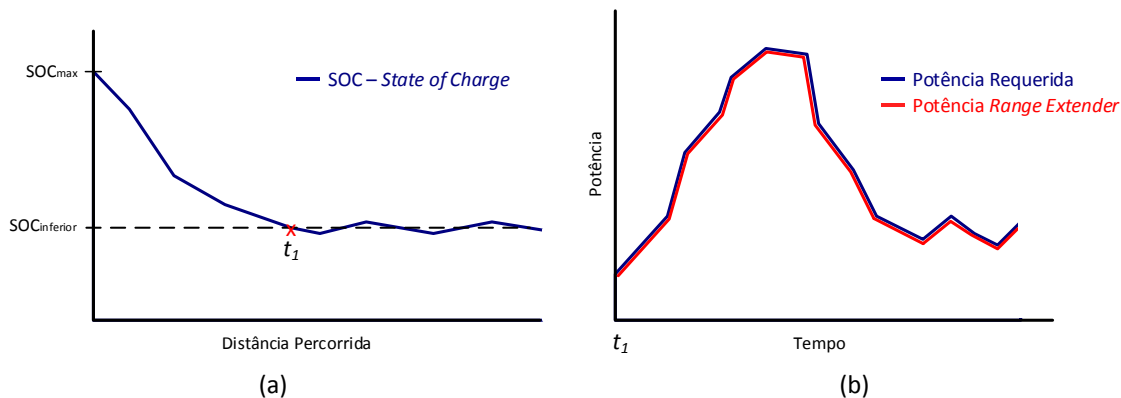


Figura 2.20 – (a) Evolução do SOC das baterias de um EREV ao longo de um percurso na Estratégia *Power Follower*; (b) Relação entre potência requerida e potência produzida pelo sistema RE a partir de t_1 .

2.5.3. Lógica Fuzzy

A implementação da estratégia de supervisão utilizando lógica *fuzzy* (difusa) é também uma boa opção, pois a sua robustez, devida à tolerância a medições imprecisas e variações de componentes, e adaptabilidade, uma vez que os parâmetros/regras são de fácil alteração em caso de necessidade, tornam a lógica *fuzzy* ideal para sistemas não lineares e variantes no tempo, como são os veículos híbridos elétricos *plug-in*, existindo inclusive casos onde a utilização de controladores baseados em lógica *fuzzy*, levaram à redução do consumo face a controladores deterministas [23, 24].

Como pode ser visto na Figura 2.16, este tipo de controlador é baseado em regras, e como tal apenas podem ser otimizados para certos ciclos de condução. Um controlador adaptativo baseado neste tipo de lógica é capaz de compreender o comportamento habitual de um condutor, e otimizar o seu funcionamento em função disso [25].

As limitações deste controlador devem-se à elevada carga computacional, que torna difícil a sua implementação em tempo real, e à difícil otimização de um sistema que tem duas ou mais variáveis, como a autonomia e as emissões, que levam à criação de mais do que um conjunto de regras [24].

2.5.4. Estratégias de Otimização

Enquanto as estratégias à base de regras estão focadas para a otimização do desempenho individual de componentes (*Termóstato* - MCI; *Power Follower* Baterias),

as estratégias de otimização permitem otimizar o veículo como um todo. Os melhores resultados que se obtêm resultam de uma maior complexidade de implementação, uma vez que ao contrário das estratégias à base de regras, é agora necessário chegar a um modelo exato do veículo [22].

Estas estratégias assentam na otimização de uma função de custo, que pode englobar duas variáveis, como consumo de combustível e emissões, sendo no entanto normal que a função de custo utilizada represente uma ou outra variável [23, 24].

Existem duas categorias de estratégias de otimização (Figura 2.16): otimização global, e otimização em tempo-real. Atualmente existe muito interesse em otimização em tempo-real, pois a capacidade do controlador se otimizar a si próprio enquanto o veículo opera, permitirá aos veículos eléctricos *plug-in* atingir o seu verdadeiro potencial [24]. Avanços na transmissão de informação de, e para o veículo, aliada a sistemas como GPS (*Global Positioning System* – Sistema de Posicionamento Global), mapas *online*, e dados relativos ao trânsito em tempo-real, possibilitam o avanço e fomentam o interesse neste tipo de estratégias [24].

Em [22] os autores simularam uma estratégia de otimização denominada *Equivalent Fuel Consumption* (EFC - consumo equivalente de combustível), e compararam os resultados obtidos com a Estratégias do Termóstato e a Estratégia *Power Follower*, que também foram simuladas. O veículo utilizado como modelo é um autocarro híbrido com arquitetura série não *plug-in*, facto que não torna a estratégia irrelevante para uma possível adaptação em EREVs. O princípio da estratégia passa então por fazer equivaler a energia das cargas e descargas das baterias, a uma certa quantidade de combustível. Afirma-se que a energia retirada de uma bateria deve ser posteriormente repostada, pelo que descartando travagem regenerativa, e visto tratar-se de um HEV não *plug-in*, faz-se recorrendo ao conjunto MCI-gerador, o que se traduz numa certa quantidade de combustível consumida. Esta afirmação é também aplicável aos EREVs enquanto na fase de *charge-sustaining*. Afirma-se também que estando o sistema de baterias carregado, e sendo essa energia utilizada para propulsionar o veículo, não é necessário recorrer à unidade auxiliar de energia, o que se traduz numa poupança de combustível. Estas duas situações possibilitam que o total de combustível consumido num dado momento, possa ser expresso como a soma do combustível consumido pelo motor de combustão, e o combustível equivalente da bateria, o que possibilita uma representação unificada da energia utilizada a partir do combustível e da bateria [22].

A equação (2.1) representa a função de custo a ser minimizada tendo em vista uma redução do consumo de combustível, onde Φ_g representa o consumo do motor de combustão, e Φ_b representa o “consumo” da bateria quando ela está a descarregar ou a carregar. As equações relativas a Φ_g e Φ_b são deduzidas a partir dos modelos dos componentes, e encontram-se desenvolvidas em [22].

$$\min J = \min \Phi(T_s, W_s) = \min[\Phi_g(T_s, W_s) + \Phi_b(T_s, W_s)] \quad (2.1)$$

A solução da função consiste num conjunto binário-velocidade otimizado (T_{s_opt}, W_{s_opt}) , com que o MCI deve funcionar para que o consumo de combustível seja minimizado. As três estratégias foram simuladas para o modelo de veículo referido, segundo o ciclo de condução FTP (*Federal Test Procedure*) (Figura 2.21).

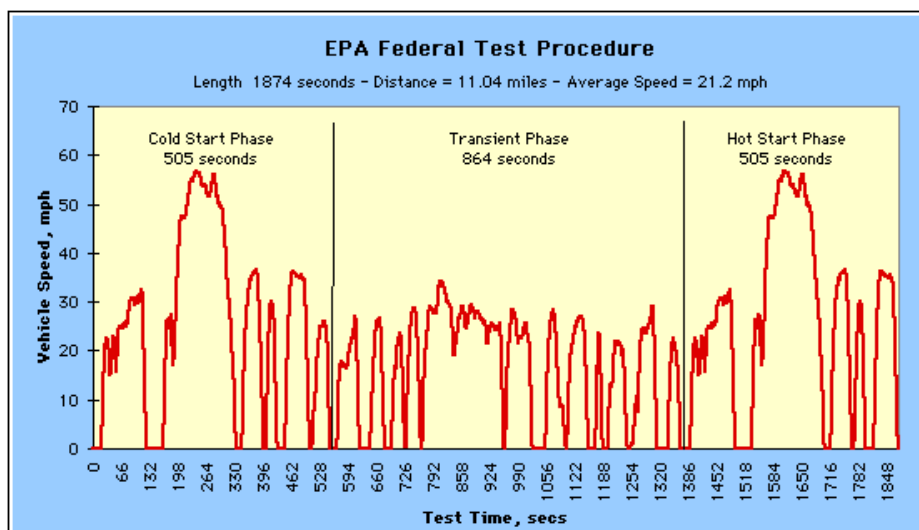


Figura 2.21 – Ciclo de condução FTP desenvolvido pela agência americana EPA (*Environmental Protection Agency*), para representar deslocações quotidianas que incluem paragens frequentes e uma parte de percurso em autoestrada [27].

Os resultados obtidos permitiram aos autores concluir que o consumo de combustível da Estratégia EFC foi 9,54% inferior ao verificado com a Estratégia do Termóstato.

2.6. Armazenadores de Energia no Âmbito da Mobilidade Elétrica

Armazenadores de energia elétrica são dispositivos que para além de armazenarem energia, são também capazes de a disponibilizar para o exterior na forma de energia elétrica quando assim lhes for solicitado (descarregamento), bem como recebê-la de uma fonte exterior quando assim lhes for imposto (carregamento). No âmbito desta dissertação apenas serão abordados os dispositivos capazes de armazenar

energia, com relevância atual no conceito de mobilidade elétrica, nomeadamente baterias e ultracondensadores.

2.6.1. Baterias

Dos elementos armazenadores referidos, as baterias são largamente os mais utilizados na indústria automóvel. Constituem o elemento chave da mobilidade elétrica, representando muitas das vezes o elemento mais caro do automóvel. Uma bateria resulta da junção de uma ou mais células elétricas (Figura 2.22), formadas por dois eletrodos (um positivo e outro negativo), que se encontram unidos por intermédio de um eletrólito, e que são capazes de converter energia química em energia elétrica [28].

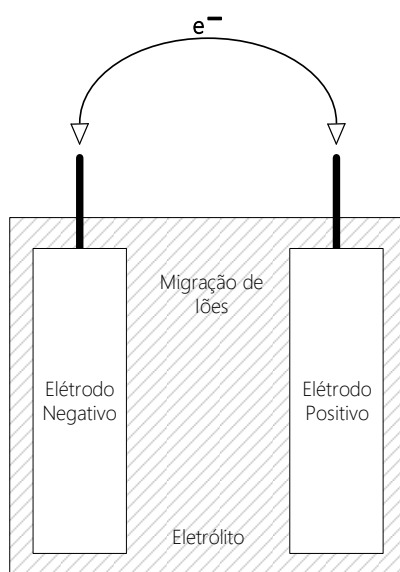


Figura 2.22 – Célula Elétrica.

Apesar de existirem diversos materiais e eletrólitos que podem ser combinados para formarem uma bateria, são poucas as combinações que resultam em baterias que reúnem de forma satisfatória as características necessárias para serem empregues em veículos elétricos, características estas que consistem geralmente em [29]:

- Capacidade de armazenamento grande o suficiente para assegurar a autonomia desejada;
- Nível de potência que permita boa aceleração, alta eficiência energética na travagem regenerativa e carregamento rápido;
- Durabilidade que vá de encontro aos padrões exigidos para os componentes utilizados na indústria automóvel;
- Resistência face às exigências ambientais que possam ser enfrentadas durante a utilização normal de um veículo;

- Segurança mediante condições adversas (sobrecarga, curto-circuitos, etc.).

Dos tipos de baterias existentes, os que melhor se adequam às necessidades listadas são:

- Baterias de Chumbo-ácido;
- Baterias de Níquel-Cádmio;
- Baterias de Níquel-Hidreto-Metálico;
- Baterias de Lítio.

No entanto, mesmo depois de 150 anos de desenvolvimento, não existe ainda atualmente uma bateria que permita tirar partido de todas as potencialidades dos veículos elétricos [30]. Fatores como a densidade energética, densidade de potência, preço, tamanho e peso das baterias, representam um entrave significativo à expansão dos veículos elétricos. De seguida são apresentados, de forma resumida, alguns dos principais parâmetros que definem uma bateria [30].

Tensões das Células e Bateria – As células constituintes de uma bateria são normalmente conectadas em série de forma a se obter a tensão desejada aos terminais da bateria. Quando for requerida à bateria que alimente uma carga, a tensão aos seus terminais irá baixar, ao contrário do que acontece quando esta se encontra a recarregar.

Capacidade – A capacidade de uma bateria é uma das características mais importantes no contexto da mobilidade elétrica, e representa a corrente que a mesma é capaz de fornecer durante um determinado período de tempo, o que corresponde a um valor de carga elétrica. A unidade SI para a capacidade de uma bateria é o coulomb [C], sendo no entanto mais adequada e normalmente utilizada a unidade ampere-hora [Ah]. A título de exemplo, uma bateria cuja capacidade seja de 10 Ah, significa que a mesma é capaz de debitar ou receber uma corrente de 10 A durante uma hora, ou uma corrente de 1 A durante 10 horas, resultando respetivamente numa taxa de carregamento ou descarregamento de 1 C e 0,1 C.

Energia Armazenada – Exprime qual a quantidade de energia que a bateria é capaz de armazenar, e resulta da multiplicação da tensão pela capacidade da mesma. A unidade de energia normalmente utilizada é o Wh.

Energia Específica – Representa a relação entre a quantidade de energia armazenada [Wh] e a massa da bateria [g], sendo expressa em Wh/kg.

Densidade de Energia – Representa a relação entre a quantidade de energia armazenada [Wh] e o volume da bateria [m^3], sendo expressa em Wh/m^3 .

Potência Específica – Exprime a potência que é possível obter por quilograma de bateria, sendo expressa em W/kg. Normalmente, quanto maior a potência específica menor será a energia específica, e vice-versa. No contexto automóvel, estes dois casos correspondem respetivamente a propulsionar o veículo a grande velocidade durante pouco tempo, ou propulsionar o veículo a baixa velocidade durante um intervalo de tempo maior. Ainda que em grande parte quem defina a potência é a carga a alimentar, a bateria tem de facto um valor máximo de potência que pode fornecer, devendo operar relativamente longe desse ponto, pois caso contrário será muito ineficiente e esgotará a sua energia rapidamente.

Densidade de Potência - Representa a relação entre a potência nominal [W] e o volume da bateria [m^3], sendo expressa em W/m^3 .

Eficiência Energética – Representa a relação entre a energia fornecida por uma bateria, e a energia necessária para a carregar até ao ponto onde se encontrava antes dessa descarga. Este parâmetro depende fortemente da forma como a bateria é utilizada (cargas e descargas rápidas contribuem para uma diminuição significativa da eficiência energética), mas serve como orientação para comparar diferentes baterias, tal como o consumo de combustível o permite fazer para os veículos convencionais.

Taxa de Auto Descarga – Exprime a perda de energia que as baterias sofrem quando não são utilizadas durante um determinado período de tempo.

Número de Ciclos – Exprime o número de ciclos de carregamento e descarregamento que uma bateria pode realizar, sem que se verifique a deterioração de algumas das características da mesma. A importância deste parâmetro advém do facto do mesmo representar o “tempo de vida” da bateria, bem como possíveis custos que a manutenção/substituição da mesma possam ter durante o período de utilização de um veículo elétrico.

É importante realçar que em função de determinadas condições, alguns dos valores dos parâmetros listados podem sofrer alterações. Por exemplo, a energia armazenada numa bateria pode variar em função do valor da corrente drenada. Tomando como ponto de partida o exemplo apresentado de uma bateria com capacidade de 10 Ah, e as duas situações referidas, 1 A durante dez horas, ou 10 A durante uma

hora, é expectável que a primeira situação se verifique em condições normais de funcionamento, enquanto que a segunda não. Esta situação ocorre devido a reações indesejadas no interior das células, e apesar de se verificar em todos os tipos de baterias, é mais proeminente nas de chumbo-ácido. A temperatura tem também consequências significativas na capacidade de armazenamento e taxa de auto descarga de uma bateria.

Nos itens que se seguem são apresentados de forma sumária os principais tipos de bateria referidos acima.

Baterias de Chumbo

As baterias de chumbo são de longe as mais utilizadas na indústria automóvel, pois vêm sendo utilizadas há vários anos nos veículos convencionais, onde fornecem energia para o arranque do motor e para sistemas auxiliares, como por exemplo iluminação [28]. A atratividade deste tipo de baterias está relacionada com o facto de ser uma tecnologia madura, bem como de apresentar um custo e complexidade inferiores aos restantes tipos. Contudo, não é aconselhável submeter as baterias de chumbo tradicionais a descargas superiores a 20% da sua capacidade de armazenamento nominal, correndo o risco de se limitar a sua vida útil [31]. Para utilização em veículos elétricos são necessárias baterias de chumbo mais robustas, que permitam *deep-cycling* (carregamento e descarregamento profundo), sendo recomendada a utilização de baterias de gel, que se destacam positivamente das demais (líquidas, e AGM - *Absorption Glass Mat*) por serem tipicamente mais pequenas e requererem menos manutenção, e negativamente por serem mais caras [30], [32].

O processo de carregamento apresenta mais uma desvantagem desta bateria, pois apesar de serem possíveis vários métodos de carregamento (tensão constante, corrente constante, carga flutuante), não é possível efetuar um carregamento de forma rápida, o que é essencial para os veículos elétricos em determinadas situações. Este processo, aliado a outros fatores como temperatura, a já referida profundidade de descarregamento, e o número de ciclos de carga e descarga, são determinantes para o estado de saúde da bateria (SOH – *State of Health*). Outras limitações prendem-se com as reduzidas densidades de potência e energia oferecidas, fatores que põem em risco a sua futura utilização em veículos elétricos, mas que não são tão limitativos quando os veículos em causa são híbridos.

As baterias utilizadas nesta dissertação são de chumbo-ácido, e apresentam as características listadas na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Características de uma bateria *WCG-UI*[33], [34].

Características	Valor Nominal
Número de células por bateria	6
Tensão	12 V
Capacidade	33 Ah
Corrente máxima de carregamento	6,5 A
Tensão máxima de carregamento	14,2 V
Corrente máxima de descarregamento (1min)	245 A
Corrente de curto-circuito	1883 A
Impedância interna (a 25 °C)	7,33 mΩ
Temperaturas limite durante carregamento	-50 °C a 70 °C
Temperaturas limite durante descarregamento	-40 °C a 60 °C
Peso	12,11 kg
Dimensões	19,58 x 13,16 x 18,26 mm
Nível de Descarregamento (DOD - <i>Depth of Discharge</i>)	Ciclos de Vida
15%	3000
25%	2000
50%	1100
80%	600

A bateria tem a designação *WCG-UI* e faz parte da gama de baterias *Power Mobilty* produzida pela empresa *Power Battery*. Esta série de baterias foi desenvolvida especificamente para aplicações móveis, pois combina as melhores características das baterias AGM e das baterias de Gel, resultando numa bateria altamente resistente a vibrações, temperaturas extremas, e manuseamento grosseiro [33], [34].

O módulo de baterias que se pretende utilizar é constituído por 17 baterias *WCG-UI*, proporcionando uma capacidade total de armazenamento de aproximadamente 6,7 kWh.

Baterias de Níquel-Cádmio

Aquando do seu desenvolvimento, as baterias de níquel-cádmio (NiCd) eram consideradas um dos principais concorrentes das baterias de chumbo para utilização nos veículos elétricos. A sua gama de aplicação estendia-se também a diversos dispositivos portáteis, até ao advento das baterias de lítio. Estas baterias têm aproximadamente o dobro da energia específica das baterias de chumbo, tendo também outras vantagens, como alta potência específica, grande número de ciclos, operação numa grande gama de

temperaturas, e baixa taxa de descarga [30]. Ainda relativamente às baterias de chumbo, e desta feita em termos de desvantagens, destacam-se a toxicidade do cádmio, apesar de ser possível a sua reciclagem, a baixa tensão de cada célula (aproximadamente 1,2 V), e o preço superior do cádmio face ao chumbo. O facto da tensão de cada célula ser inferior é considerado uma desvantagem, pois torna necessária a utilização de um maior número de células para perfazer a tensão que se pretende aos terminais da bateria. Estes fatores ajudam a explicar o preço superior das baterias de níquel-cádmio. Em contrapartida, a duração superior destas baterias ajuda a amortizar a diferença de preços.

A nível de carregamento é possível que este seja realizado de forma relativamente rápida, sendo normalmente possível carregar a bateria à taxa de 1 C, com uma eficiência a rondar os 90%, verificando-se uma diminuição da eficiência de carregamento com a diminuição da taxa (71% a 0,1 C) [32]. O carregamento é normalmente feito com corrente constante estando a bateria carregada quando se verificar uma variação negativa da sua tensão. Esta queda de tensão denomina-se *Negative Delta V* [31, 34].

Nesta bateria verifica-se a existência de “Efeito de Memória”, pelo que os processos de carregamento e descarregamento devem ser efetuados de forma correta. Isto implica que quando em descarga se deve de facto descarregar de forma completa a bateria. Uma correta utilização da bateria traduzir-se-á num prolongamento da sua vida útil.

Baterias de Níquel-Hidreto-Metálico

As baterias de níquel-hidreto-metálico (NiMH) representam uma evolução face às baterias de níquel-cádmio, pois o facto de serem independentes do cádmio torna a sua pegada ecológica consideravelmente menos significativa. Ainda relativamente às baterias de níquel-cádmio, as baterias de níquel-hidreto-metálico apresentam como vantagens uma densidade energética e de potência um pouco superior, “efeito de memória” menos pronunciado, sendo também possível carregá-las mais rapidamente. As desvantagens centram-se no preço e taxa de auto descarga superiores [30]. Contudo, excelentes propriedades térmicas, flexibilidade na escolha do formato de células, e ausência de manutenção, fazem deste tipo de bateria um dos que melhor resposta dá às necessidades inerentes à mobilidade elétrica. A título de curiosidade, o primeiro veículo elétrico da era moderna, o modelo EV1 da *General Motors*, estava equipado com este tipo de baterias. Atualmente o EV1 é considerado um fiasco, ao contrário do que acontece com o *Toyota Prius* que também utiliza baterias de NiMH [28], [30].

O regime de carregamento é muito semelhante ao das baterias de níquel-cádmio, podendo inclusive utilizar-se o mesmo carregador em determinadas circunstâncias. Contudo, as baterias de NiMH são menos tolerantes a sobrecargas, e a determinação do estado de carga completo a partir do mesmo mecanismo requer que a deteção da variação negativa de tensão (*Negative Delta V*) seja feita de forma mais precisa, pois esta variação é menos perceptível, podendo chegar a valores tão baixos como 16 mV [28], [30], [32], [35].

Baterias de Lítio

As baterias de lítio encontram grande aplicação em dispositivos portáteis, tais como câmaras, telemóveis, relógios, e computadores, pois a sua densidade de energia permite criar baterias leves, e que ao mesmo tempo possibilitam aos equipamentos funcionar durante períodos de tempo muito satisfatórios. Existem vários tipos de baterias que têm por base o lítio, de onde se destacam, para aplicações automóveis, as de lítio-polímero (LiPol) e as de lítio-fosfato-ferro (LiFePO₄).

Comparativamente às baterias de chumbo, as baterias de lítio apresentam uma energia específica quase três vezes superior, característica particularmente importante no contexto da mobilidade elétrica, uma vez que está diretamente relacionada com a autonomia do veículo [30]. Atualmente existem vários veículos elétricos equipados com este tipo de bateria, como é o caso do *Nissan Leaf* (Figura 2.14).

Incluindo os pontos positivos já referidos, as vantagens das células de lítio podem ser sintetizadas na lista que se segue [28]:

- Tensão elevada: a tensão das células de lítio pode ir até aos 4 V (a maioria das células de outros tipos apresenta normalmente uma tensão por volta de 1,5 V). Graças a esta característica é possível reduzir o número de células por bateria.
- Alta energia específica e densidade energética.
- Operação sob uma grande gama de temperaturas.
- Boa densidade de potência.
- Tensão praticamente constante durante a descarga.
- Baixa taxa de auto descarga.
- Não sofrem de efeito de memória.

A principal desvantagem está relacionada com o perigo de explosão inerente aos materiais utilizados. O preço elevado representa também um entrave à sua comercialização.

O processo de carregamento requer cuidados especiais, pois caso contrário a bateria pode ficar instável e sofrer danos irreversíveis. Quando incluídas em ligações série ou paralelo, o carregamento deve ser controlado de forma a balancear o estado de carga de todas as células. Esta situação é assegurada pelos sistemas BMS (*Battery Management System*).

Comparação entre Tecnologias de Baterias

Em [36] os autores realizaram um estudo que sumariza algumas das principais características de diversos tipos de baterias, incluindo aqueles descritos anteriormente. Os dados apresentados na Tabela 2.4 foram retirados desse estudo, onde para além das baterias estudadas são também apresentados dados referentes a outros tipos de baterias atualmente relevantes, nomeadamente dos tipos ZEBRA, NiZn, e USABC.

Tabela 2.4 – Comparação entre diferentes tecnologias de baterias [36].

Tecnologia da Bateria	Características				
	Energia Específica (Wh/kg)	Densidade de Energia (Wh/l)	Potência específica (W/kg)	Número de Ciclos	Custo de Produção (€/kWh)
Chumbo	35	100	180	1000	46
NiCd	50 - 80	300	200	2000	190 – 230
NiMH	70 – 95	180 – 220	200 – 300	< 3000	150 – 190
Iões de Lítio	118 – 250	200 – 400	200 – 430	2000	115
LiFePO ₄	120	220	2000 – 4500	> 2000	265
ZEBRA	90 – 120	160	155	1200	175 – 265
NiZn	75	140	170 – 260	300	75 – 150
USABC	200	300	400	1000	< 75

2.6.2. Ultracondensadores e Sistemas de Armazenamento Híbridos

Ultracondensadores ou supercondensadores são dispositivos capazes de armazenar energia elétrica, onde a elevada potência específica e longo número de ciclos se destacam como principais características [29]. Estes dispositivos são descendentes diretos dos condensadores convencionais, destacando-se destes devido à superior densidade energética que apresentam [37]. Contudo, utilizar ultracondensadores como fonte principal de energia de um veículo elétrico é atualmente uma opção pouco viável, situação que pode mudar no futuro com a aplicação de nanotecnologia à construção de

ultracondensadores, onde se espera obter uma energia específica semelhante à de baterias de NiCd ou até NiMH [29]. Não obstante do referido, este tipo de dispositivo é atualmente extremamente útil para aplicações automóveis, sendo de destacar a sua utilização em configurações híbridas juntamente com sistemas de baterias. A integração destes dois sistemas permite tirar partido do melhor que cada um tem a oferecer. A superior densidade energética das baterias, aliada à elevada densidade de potência dos ultracondensadores, permite não só dotar o veículo de uma autonomia respeitável, mas também de uma forma de otimizar o funcionamento do sistema de baterias, uma vez que as situações que exigem uma maior potência durante curtos períodos de tempo (travagem regenerativa, acelerações, subidas acentuadas), e que resultam em valores elevados de corrente, podem ser realizadas recorrendo ao ultracondensador.

Devido às frequentes situações de curta duração a que um veículo está sujeito, que exigem um nível de potência muito acima da média de um percurso normal (como pára-arranca e subidas acentuadas), é necessário comprometer alguma energia específica em função de potência específica, aquando do dimensionamento do sistema de armazenamento de energia do veículo. O produto final é um compromisso entre estes dois parâmetros e o número de ciclos da bateria. Recorrendo à hibridização do sistema de armazenamento é possível desenvolver uma bateria onde a energia específica e o número de ciclos estejam otimizados, possibilitando um aumento da quantidade de energia disponível, da robustez e da longevidade da bateria, sendo necessário dar relativamente pouca atenção à potência específica da mesma [38].

2.7. Conclusões

Graças a avanços que se sucedem a um ritmo elevado e que abrangem todos os elementos constituintes do automóvel, a total eletrificação do mesmo é uma realidade cada vez mais próxima.

Os veículos híbridos continuam a evoluir e a apresentar configurações cada vez mais complexas e otimizadas, que permitem reduzir o consumo de combustível e tornar a experiência de condução mais agradável para o utilizador.

Apesar de continuarem a ser o “tendão de Aquiles” da mobilidade elétrica, desenvolvimentos nas tecnologias de baterias, em particular nas de lítio, permitem perspetivar um cenário onde a frota automóvel mundial seja independente das fontes de energia não renovável.

CAPÍTULO 3

Sistemas *Range Extender*

3.1. Introdução

Ainda que representem um retrocesso na direção que se pretende seguir na escala de eletrificação, uma vez que recorrem normalmente a combustíveis convencionais, os sistemas *Range Extender* (extensores de autonomia) são, de momento, uma solução viável e vantajosa, que permite colmatar as deficiências dos sistemas de transporte puramente elétricos.

Neste capítulo são apresentados os vários elementos constituintes de um sistema *Range Extender* com particular destaque para os conversores de potência. São descritos de forma muito sumária os princípios de funcionamento dos motores de combustão interna a pistão e do tipo *Wankel*, bem como de microturbinas e células de combustível. A nível de máquinas elétricas o estudo efetuado cingiu-se a máquinas de fluxo axial.

Por último são também apresentados alguns exemplos de *Range Extender* existentes no mercado, e outros que ainda se encontram em fase de desenvolvimento.

3.2. Tecnologias de *Range Extender*

Um sistema *Range Extender* (RE) é, de forma muito simples, uma unidade auxiliar de produção de energia. Quando em aplicação na indústria automóvel o seu propósito passa por aumentar a autonomia de um veículo elétrico, sendo que para isso converte a energia armazenada num qualquer tipo de combustível em energia elétrica que será utilizada pelo sistema de tração do veículo. Consoante a origem do combustível utilizado (fonte primária de energia), o *Range Extender* pode ser categorizado como *Renewable Energy Range Extender* (RERE – *Range Extender* à base de Energias Renováveis) [39], onde se destaca a utilização de painéis solares, ou *Fuel-Based Range Extender* (FBRE – *Range Extender* à base de Combustível) [39], onde está o foco desta dissertação.

Atualmente encontram-se em desenvolvimento e até mesmo em comercialização, *Range Extenders* cujo princípio básico de funcionamento pode ser diferenciado em quatro categorias [8]: o primeiro, e mais comum, consiste na utilização do normal motor

de combustão interna com pistões acoplado a um gerador elétrico; o segundo utiliza um motor de combustão do tipo rotativo (normalmente um motor *Wankel*) acoplado a um gerador elétrico; o terceiro utiliza uma microturbina ao invés de um motor de combustão para acionar o gerador elétrico; e por fim existem também *Range Extenders* que funcionam à base de células de combustível.

Os quatro tipos de *Range Extender* apresentados podem ser comparados relativamente a certas propriedades, nomeadamente preço, eficiência, nível de emissões de gases poluentes, custos de manutenção, barulho e vibrações, e *time-to-market* [8]. Cada um dos quatro tipos de RE apresenta vantagens e desvantagens face aos restantes, e em relação às características enunciadas a classificação de cada um pode ser vista na Figura 3.1.

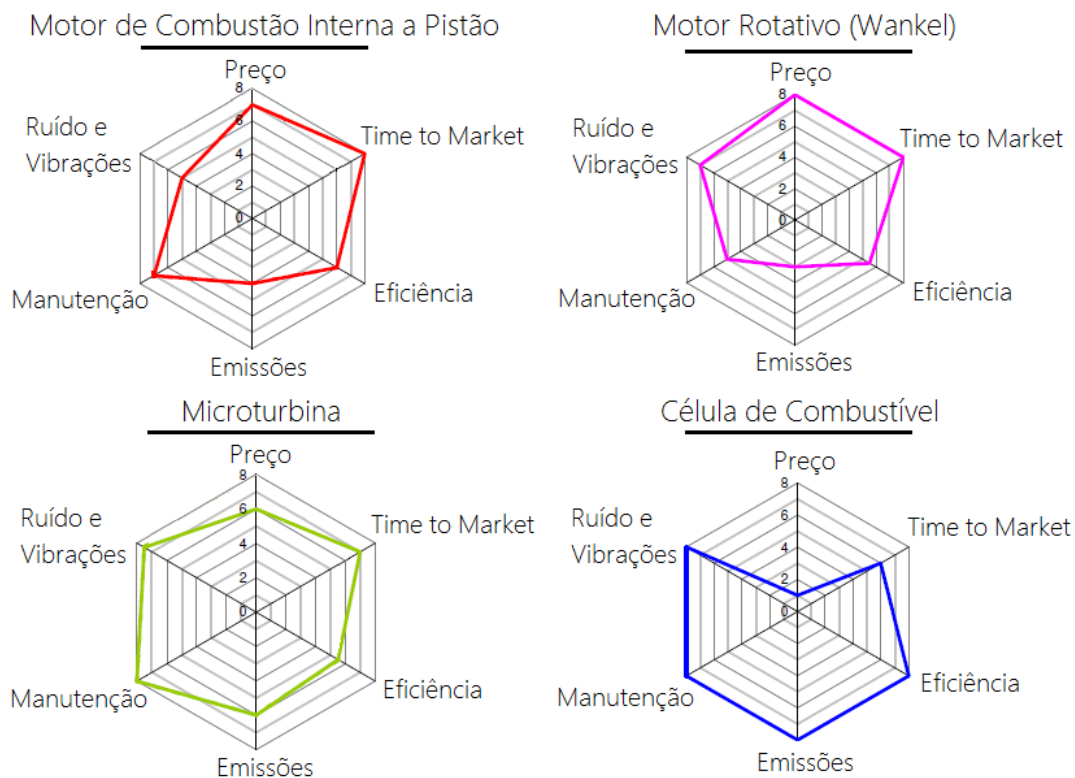


Figura 3.1 – Classificação dos 4 tipos de *Range Extender* em relação a várias características (Preço, *Time-to-market*, Eficiência, Emissões, Manutenção, Ruído e Vibrações) [8].

Os resultados apresentados para o preço estão baseados em custos de produção de dezenas de milhares de unidades. Assim, mediante a figura, conclui-se que a utilização de motores do tipo *Wankel* pode vir a ser a solução mais económica, ao passo que a utilização de células de combustível é significativamente mais cara que as restantes tecnologias.

Contrariamente ao que acontece no preço, relativamente à eficiência as células de combustível são quem apresenta melhores resultados, podendo atingir uma eficiência superior a 50%. A utilização de microturbinas e motores do tipo rotativo possibilita uma eficiência na ordem dos 31%, sendo por isso as soluções menos eficientes. A eficiência dos convencionais motores de combustão com pistões pode atingir os 34% [8].

Para além da superior eficiência, os *Range Extenders* baseados em células de combustível são também os menos poluentes, pois as suas únicas emissões são de H₂O (Água). Nesta característica destacam-se pela negativa os motores de combustão, em particular os do tipo rotativo.

Relativamente à manutenção, o facto das microturbinas terem apenas uma peça móvel faz com que pouca manutenção seja necessária. Também os *Range Extenders* baseados em células de combustível requerem poucos cuidados de manutenção. Neste parâmetro são os motores de combustão que pior classificação obtêm, onde mais uma vez os motores do tipo rotativo ficam atrás das restantes tecnologias.

No que concerne a ruídos e vibrações são os motores de combustão com pistões que pior se classificam. Pela positiva destacam-se mais uma vez as células de combustível e as microturbinas, onde a utilização de peças leves e o facto de trabalhar a altas frequências são decisivos para a boa classificação obtida.

Por último, relativamente ao *time-to-market*, que define o tempo que vai desde a conceção da ideia até à entrada do produto no mercado, são os motores de combustão com pistões que lideram a competição, existindo já diversos fabricantes que comercializam este tipo de *Range Extender*. Verifica-se também a utilização de motores de combustão rotativos por parte de alguns fabricantes. A utilização de microturbinas e células de combustível está ainda numa fase inicial, e ainda que não estejam tanto em voga como os *Range Extenders* baseados em motores de combustão, existem já veículos que utilizam estes tipos de tecnologia, estando previsto o lançamento de outros veículos num futuro próximo.

Na Figura 3.2 é possível observar a constituição de um sistema *Range Extender*, e a forma como o mesmo se integra na estrutura de um veículo elétrico. Após estudo da Figura 3.2 fica claro que a estrutura deste tipo de veículos é, tal como mencionado na secção 2.3, muito semelhante à de um veículo híbrido de arquitetura série. De notar que na figura o elemento motor do sistema *Range Extender* é um motor de combustão interna (MCI) por ser o mais comumente utilizado.

Nas subsecções que se seguem são apresentados os elementos constituintes de um sistema RE.

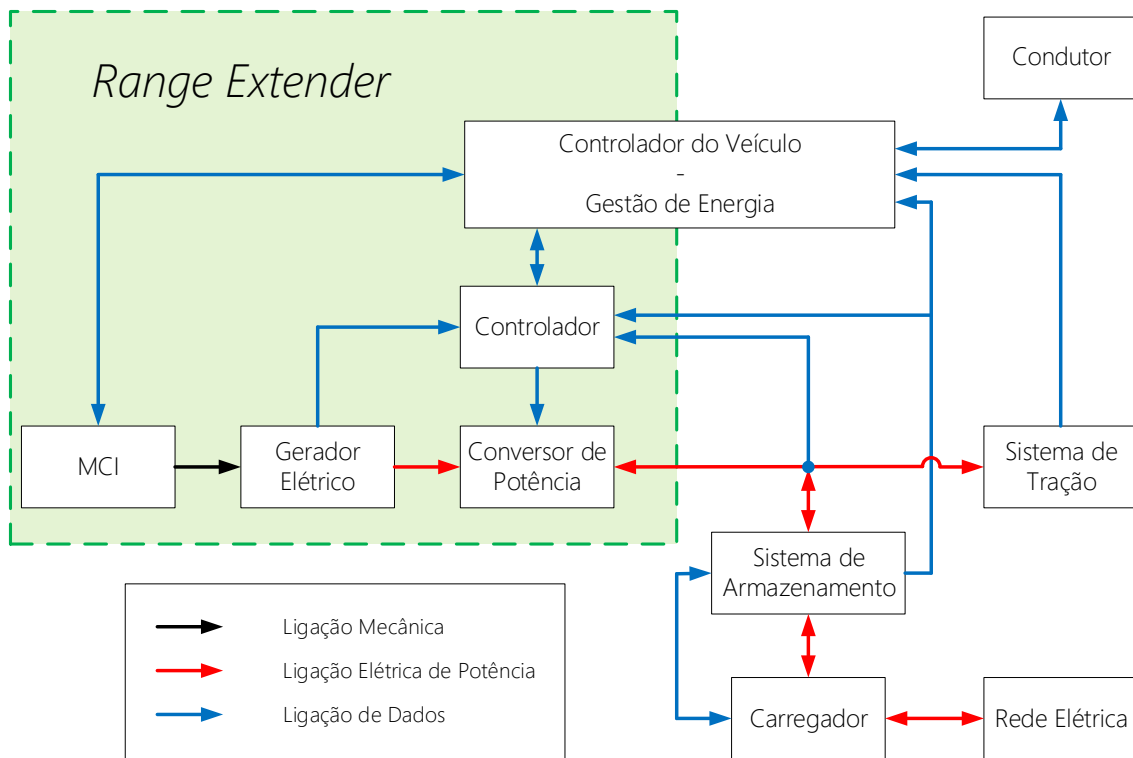


Figura 3.2 – Estrutura de um veículo elétrico com *Range Extender*.

3.3. Motores Utilizados

Esta secção do documento tem por finalidade dar a conhecer alguns dos elementos utilizados em sistemas *Range Extender*, que têm como função converter energia armazenada num qualquer tipo de combustível em energia mecânica.

Na secção 3.2 foi mencionado que os convencionais motores de combustão com pistões, os motores de combustão do tipo rotativo (mais precisamente do tipo *Wankel*), e as microturbinas, são os elementos utilizados atualmente para acionarem os geradores elétricos presentes em sistemas *Range Extender*. Como tal, nesta secção serão estudadas algumas das características associadas a esses três tipos de máquinas, bem como o princípio de funcionamento das células de combustível.

3.3.1. Motor de Combustão Interna Convencional

Das muitas aplicações onde podem ser empregues, a sua utilização para efeitos de locomoção é sem dúvida a mais relevante. Ainda que tenham vindo a perder aplicação em áreas como a aviação, caminhos-de-ferro, navios de grande porte e submarinos, para turbinas, motores elétricos e motores nucleares, respetivamente, a sua substituição na indústria automóvel, ainda que inevitável, não se prevê num futuro próximo.

Os MCIs convencionais (motores a pistão) são máquinas térmicas¹ de combustão interna, volumétricas e alternativas, cuja energia térmica resulta da combustão de uma mistura combustível-comburente. O combustível pode ser por exemplo gasolina, gasóleo, ou gás, enquanto o comburente é ar. A energia térmica resultante da combustão é transferida ao fluido motor, também denominado ativo, e que consiste no gás ou líquido que faz atuar os órgãos mecânicos do motor [40]. Nos motores a pistão o fluido motor progride dentro de um cilindro, onde a sua energia força um elemento móvel (êmbolo ou pistão) a entrar em movimento. Por intermédio de uma biela o movimento de vai e vem do pistão impulsiona o veio-motor (cambota) [40].

O tipo mais comum de MCI utiliza gasolina como combustível e é também chamado de motor de ignição comandada, ou motor de ignição por faísca (Figura 3.3). O nome provém do facto de o processo de combustão neste tipo de motor ser despoletado por intermédio da aplicação de uma descarga elétrica de elevada tensão na câmara de combustão, descarga esta que é levada a cabo por intermédio da vela [40].

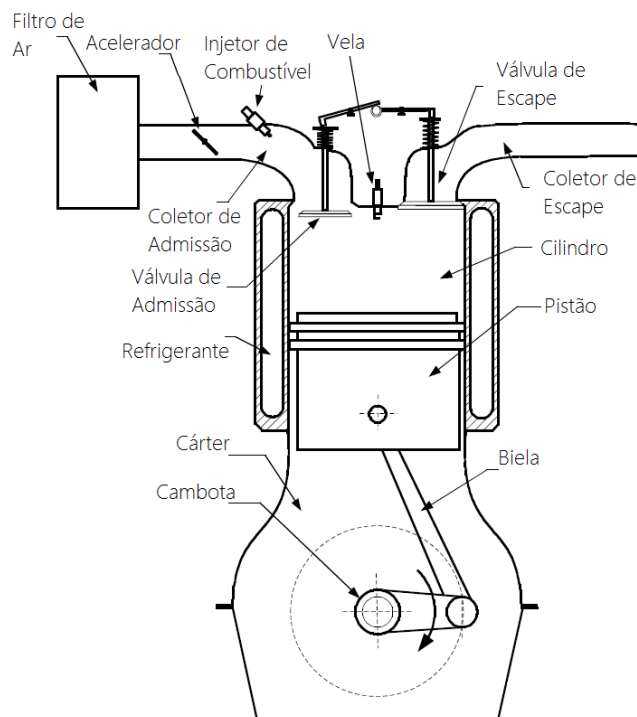


Figura 3.3 – Estrutura de um motor monocilíndrico de ignição comandada [38].

O ciclo completo de funcionamento deste motor é normalmente dividido em quatro etapas distintas (4 tempos - Figura 3.4), que duram um total de duas rotações

¹ Máquinas térmicas são dispositivos capazes de converter energia térmica em energia mecânica útil [40].

completas da cambota, ou seja, duas ascensões e duas descidas do pistão no interior do cilindro. Estas 4 fases são:

- Admissão: Nesta fase o pistão encontra-se em movimento descendente no interior do cilindro. A válvula de admissão situada na parte superior do cilindro, ou culassa, encontra-se aberta, sendo que a depressão provocada pelo movimento do pistão induz a entrada de ar e gasolina proveniente do sistema de alimentação na câmara de combustão.
- Compressão: Nesta fase o pistão encontra-se em movimento ascendente no interior do cilindro. Quer a válvula de admissão quer a de escape se encontram fechadas. O movimento do pistão faz com que a mistura ar-combustível se comprima no topo do cilindro, homogeneizando-a, aquecendo-a, e inclusive levando à vaporização de algum combustível ainda em estado líquido.
- Expansão: Quando o pistão atinge o ponto máximo no seu percurso ascendente (PMS – Ponto Morto Superior) é introduzida uma descarga elétrica de elevado potencial na câmara de combustão (Ignição). Devido à alta compressão e elevada temperatura obtidas na fase de compressão, a mistura explode rapidamente, o que faz com o pistão atinja rápida e violentamente o ponto máximo do seu percurso descendente (PMI – Ponto Morto Inferior). Esta descida brusca do pistão é a única fase de todo o ciclo que produz trabalho, sendo por isso também designada “tempo motor” [40].
- Escape: Com a chegada do pistão ao ponto inferior do seu percurso descendente é aberta a válvula de escape situada no topo do cilindro, por onde os gases resultantes da explosão se evadem rapidamente. A subida seguinte do pistão serve para limpar o interior do cilindro dos gases queimados. A válvula de escape é fechada aquando da chegada do pistão ao topo.

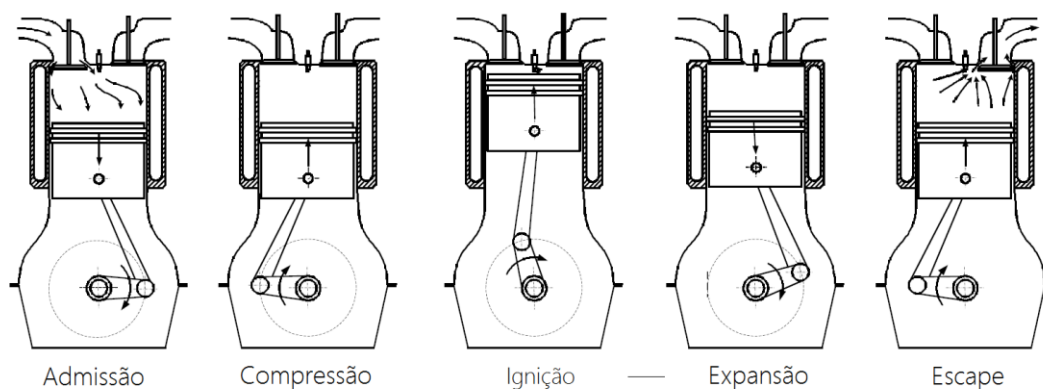


Figura 3.4 – Representação das quatro etapas que compõem o ciclo completo de um motor de quatro tempos [38].

Visto que apenas um dos quatro movimentos do êmbolo, ou que apenas uma das quatro etapas do ciclo produz trabalho, torna-se necessário incluir um volante de inércia numa das extremidades da cambota, impedindo-se desta forma que o motor pare quando o pistão estiver na fase de compressão. Este facto é ainda mais relevante caso o motor seja monocilíndrico, pois aí o volante de inércia tem de arrastar a cambota durante 3 dos 4 tempos [40].

3.3.2. Motor Rotativo *Wankel*

O motor *Wankel* é uma máquina térmica de combustão interna volumétrica tal como o MCI a pistão. Os dois motores apresentam no entanto um princípio de funcionamento diferente. Enquanto o MCI normal utiliza o movimento alternativo dos pistões através do sistema biela-manivela, o motor *Wankel* utiliza o movimento rotativo de um rotor no interior de um estator de formato epitrocóide² [40].

Dentre todos os motores do tipo rotativo, o motor *Wankel* é o único que atingiu um nível de sucesso respeitável, sendo inclusive utilizado na indústria automóvel em alguns modelos do fabricante *Mazda* (Figura 3.5).



Figura 3.5 - Mazda RX-8 e motor *Wankel* utilizado [41], [42].

Para além do estator e rotor já mencionados, a estrutura do motor *Wankel* apresenta também duas janelas (Admissão e Escape) e normalmente pelo menos duas velas. O rotor gira sobre uma roda dentada fixa ao estator e o seu formato é tal que os seus três vértices estão sempre em contacto com a carcaça [40]. O princípio de funcionamento do motor baseia-se também nas quatro etapas apresentadas para o motor convencional (Admissão, Compressão, Expansão, e Escape), sendo que para isso o rotor

² A epitrocóide é uma rolete descrita por um ponto associado a um círculo de raio r que rola externamente ao redor de outro círculo fixo de raio R [82].

desloca-se sempre na mesma direção, e a câmara de trabalho varia o seu volume à medida que isso acontece (Figura 3.6).

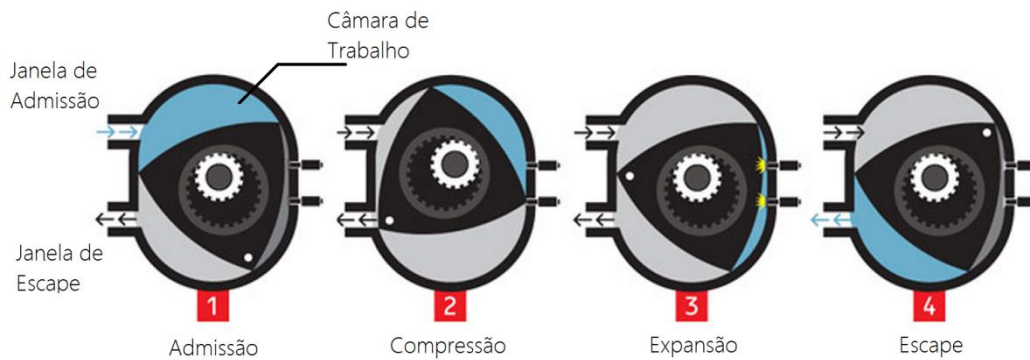


Figura 3.6 - Representação das quatro etapas que compõem o ciclo completo de um motor *Wankel* [42].

Tomando como ponto de partida a Figura 3.6, e levando em conta apenas a zona azul (Câmara de Trabalho), é possível observar as quatro fases do ciclo completo. O rotor desloca-se no sentido horário e quando se encontra na posição 1 a câmara de trabalho aumenta. Nesta fase a janela de admissão fica desimpedida, pelo que a mistura de ar e combustível é introduzida na câmara (Admissão). À medida que o rotor se desloca desde a posição 1 até à posição 3, a janela de admissão é fechada, o volume da câmara diminui e a mistura é comprimida (Compressão). A fase de compressão estende-se até o volume da câmara ser mínimo, altura em que através da descarga elétrica providenciada pelas velas se dá a combustão da mistura de combustível (Expansão). Depois do impulso causado pela explosão dos gases o rotor continua a sua rotação, acabando por desimpedir a janela de escape por onde são libertados os gases queimados (Escape).

O processo descrito foi respeitante unicamente à zona colorida a azul na Figura 3.6. Todavia, olhando para a figura é possível perceber que o processo descrito na verdade acontece 3 vezes em cada rotação completa do rotor.

Ao contrário do que acontece com o MCI convencional, onde as vibrações estão inerentes aos movimentos alternativos dos pistões, o motor *Wankel* é capaz de funcionar de forma muito suave e ausente de vibrações. O motor *Wankel* consegue também aliar uma estrutura leve e pouco volumosa a uma elevada potência (comparativamente ao motor convencional) e a uma alta velocidade máxima de funcionamento. Contudo, segundo [40] são também muitas as desvantagens inerentes a este tipo de motor, nomeadamente:

- Difícil vedamento da câmara de combustão;
- Elevadas perdas por atrito;
- Possibilidade de “curto-circuito” da mistura para o escape;

- Grandes gradientes térmicos entre diferentes zonas do motor;
- Problemas de combustão devidos à longa câmara de combustão (necessidade de duas ou mais velas);
- Reparações difíceis e dispendiosas;
- Binário relativamente modesto.

3.3.3. Microturbina

Este tipo de motor é também uma máquina térmica de combustão interna. No entanto, contrariamente aos motores apresentados anteriormente, é classificada como dinâmica ao invés de volumétrica [40]. Relativamente à potência destes sistemas, as unidades comercializadas atualmente podem ir desde os 30 kW até aos 250 kW [43].

Na maioria das configurações os elementos constituintes para além da própria turbina são: um compressor, um recuperador e um gerador elétrico.

Existem essencialmente dois tipos de microturbina: *single-shaft* (veio único) e *split-shaft* (veio duplo). Na primeira, *single-shaft* (Figura 3.7), o compressor e a turbina encontram-se montados no mesmo eixo que um gerador elétrico de alta velocidade. Este tipo de turbina caracteriza-se pelas grandes velocidades que atinge, normalmente na gama entre 50.000 RPM e 120.000 RPM.

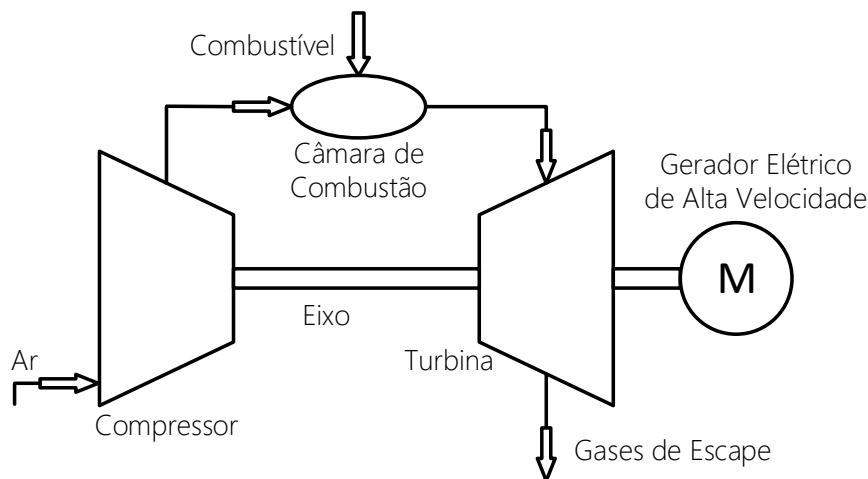


Figura 3.7 – Esquema de uma microturbina *Single-shaft* a operar em ciclo simples.

O *design* do outro tipo de microturbina, *split-shaft* (Figura 3.8), contempla a utilização de dois veios, onde o primeiro conecta o compressor a uma turbina que o faz rodar, enquanto que o segundo conecta uma turbina de potência a um gerador por intermédio de uma caixa de velocidades.

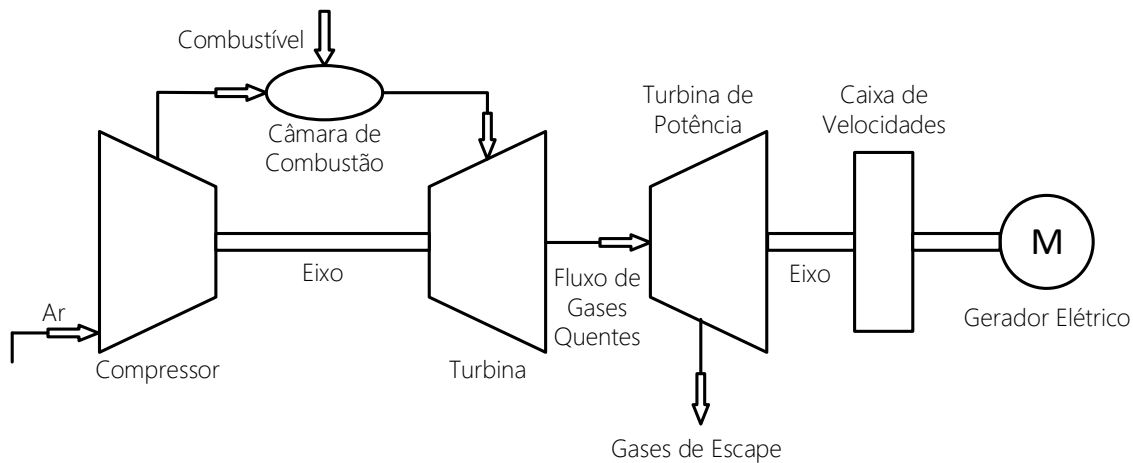


Figura 3.8 - Esquema de uma microturbina *Split-shaft* a operar em ciclo simples.

Contrariamente aos motores de combustão abordados anteriormente, as turbinas a gás operam em modo contínuo. O ciclo em que normalmente operam é denominado ciclo termodinâmico *Brayton* e engloba quatro etapas distintas [44]:

- Ar à temperatura ambiente ou ar refrigerado é aspirado pelo compressor onde é aquecido e pressurizado.
- O ar é então misturado com combustível na câmara combustão, sendo posteriormente queimado de tal forma que permita obter o máximo de eficiência e mínimo de emissões.
- A energia cinética dos gases resultantes da combustão aciona uma série de pás com perfis dinâmicos que compõem a turbina. Visto que a turbina e o compressor estão montados no mesmo eixo, o trabalho produzido pela turbina para além de gerar potência útil, serve também para fazer girar o compressor.
- Os gases não aproveitados são libertados para a atmosfera.

A maioria das microturbinas utiliza como combustível gás natural, o que não impede a utilização de outros combustíveis como por exemplo *diesel*. Outras características vantajosas são o baixo índice de emissões de NO_x (Óxidos de Azoto), os baixos custos de manutenção, a possibilidade de obtenção de alta eficiência mediante a utilização do potencial térmico dos gases de escape, instalação simples, tamanho compacto e operação silenciosa [43].

3.3.4. Células de Combustível

Ao contrário das máquinas apresentadas anteriormente, as células de combustível são elementos que não produzem qualquer tipo de potência mecânica, pelo que a sua inclusão nesta secção do documento deve-se ao facto de representarem o principal elemento de produção de energia quando utilizadas em aplicações automóveis.

Uma célula de combustível é um sistema onde a energia química de um determinado combustível é convertida diretamente em energia elétrica, o que significa que quando em aplicação em sistemas *Range Extender*, deixa de ser necessário a utilização de um elemento gerador. A estrutura típica de uma célula de combustível pode ser vista na Figura 3.9.

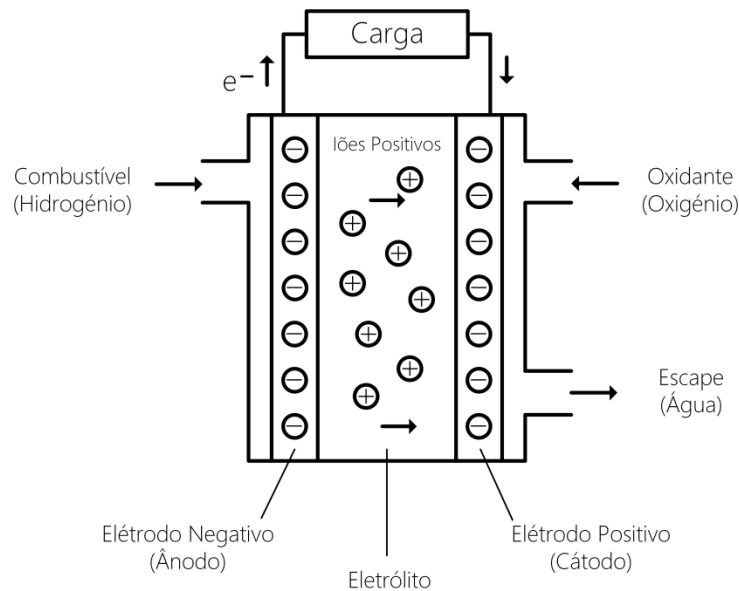


Figura 3.9 – Estrutura de uma célula de combustível.

Dos vários tipos de células de combustível existentes, o destaque para aplicações automóveis vai para as células PEM (*Proton Exchange Membrane*), onde o eletrólito é constituído por um polímero sólido, e a camada catalisadora dos eletrodos é normalmente à base de platina [30]. De forma a produzir energia elétrica a célula utiliza normalmente hidrogénio como combustível e um oxidante, oxigénio ou ar, que são fornecidos continuamente aos seus eletrodos. No ânodo o hidrogénio ioniza, libertando eletrões (corrente elétrica) que seguem para a carga, alimentando-a. Por sua vez, os íões positivos (protões) fazem o seu caminho até ao cátodo por intermédio do eletrólito, onde a sua junção com os eletrões e oxigénio resulta em água e calor. Visto que são estes os únicos elementos de escape deste sistema, considera-se que o seu grau de poluição é nulo, sendo esta a principal vantagem das células de combustível face aos motores de combustão. A superior eficiência e os baixos níveis de ruído e manutenção são também características valorizadas. Do ponto de vista negativo é de destacar o elevado preço destes sistemas, sendo que as dificuldades de armazenamento do hidrogénio, a gestão dos resíduos (água), e problemas de refrigeração são também fatores a ter conta [30].

3.3.5. Motor de Combustão Adotado

O elemento motor a ser posteriormente utilizado no sistema *Range Extender* é um motor de combustão interna a pistão. O motor provém do modelo *K75* da *BMW* (Figura 3.10), utiliza gasolina como combustível, e tem uma cilindrada de 750 cc.

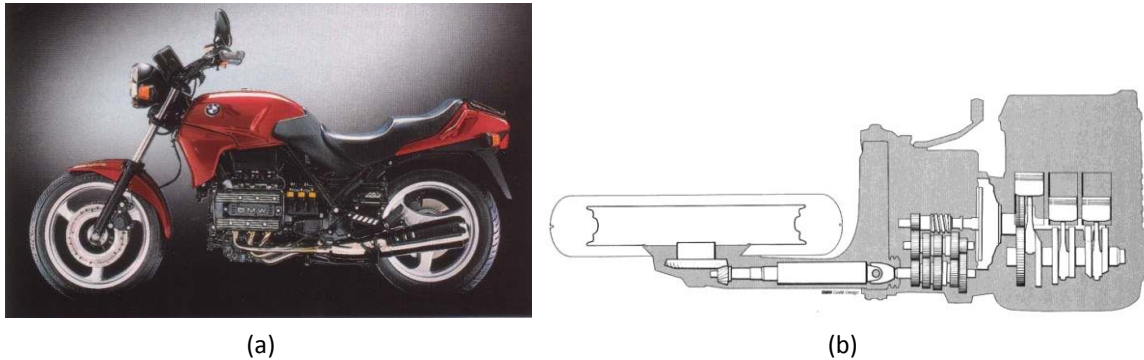


Figura 3.10 – Origem do motor de combustão adaptado: (a) Motociclo *BMW K75*; (b) Detalhe do motor incorporado no motociclo (vista superior).

Como se pode ver na Figura 3.10 o motor tem uma configuração horizontal e é constituído por 3 cilindros. O motor será alterado de forma a funcionar segundo o ciclo de *Miller*, ou ciclo Sobre Expandido como também lhe é feita referência na literatura. O ciclo de *Miller* deriva do normal ciclo de *Otto* com a diferença de que a fase de expansão é mais longa do que a fase de compressão, o que permite uma sobre-expansão dos gases queimados que de outra forma seriam perdidos pela válvula de escape [45]. Uma vez que a fase de expansão é a única que produz trabalho, o seu aumento em relação à fase de compressão resulta num incremento da eficiência do motor. Em contrapartida, a diminuição da fase de compressão resulta numa menor entrada de mistura ar-combustível na câmara de combustão, o que tem por consequência uma diminuição da potência que se consegue obter.

O motor será também otimizado para operar de forma eficiente em duas velocidades distintas, nomeadamente às 3500 RPM e às 7500 RPM, onde deverá debitar entre 10 kW e 15 kW, e entre 30 kW e 40 kW de potência, respetivamente.

3.4. Máquinas Elétricas de Fluxo Axial

São muitas as máquinas elétricas que podem ser utilizadas para funcionarem como geradores elétricos em sistemas *Range Extender* (RE), pelo que um estudo que abranja a totalidade desses dispositivos tornar-se-ia demasiado extenso. De forma a tornar o estudo mais objetivo e visto que a máquina utilizada é de fluxo axial, esta secção do documento será dedicada a esse tipo de máquinas.

Ao contrário do que seria de esperar, dado que as máquinas elétricas de fluxo radial são geralmente aceites e largamente utilizadas em aplicações que requerem a utilização de máquinas elétricas, foram na verdade as máquinas elétricas de fluxo axial que primeiro entraram em cena. Michael Faraday é creditado como o primeiro a desenvolver uma máquina elétrica deste tipo, tendo-o feito em 1831 [46]. Não obstante de terem aparecido em primeiro lugar, as máquinas de fluxo axial acabaram por cair em desuso devido a fatores como [46]:

- Custos elevados no fabrico dos núcleos laminados do estator;
- Dificuldades de fabrico, nomeadamente no corte de ranhuras em núcleos laminados e em outros métodos de produção de núcleos para estatores *slotted*;
- Dificuldades na montagem da máquina e na manutenção de um entreferro uniforme;
- Forte força de atração magnética axial entre estator e rotor.

Atualmente, ainda que as máquinas de fluxo radial continuem a ser vastamente utilizadas, é cada vez maior a utilização de máquinas de fluxo axial, pois comparativamente às suas contrapostas de fluxo radial, em determinadas aplicações, oferecem vantagens como [46]:

- Superior densidade de potência, com a possibilidade de diminuição da quantidade de material ferromagnético;
- Mais compacta;
- Melhor ventilação e refrigeração;
- Maior relação diâmetro-comprimento;
- Entreferro plano e em certa medida ajustável;
- Estrutura ideal para desenvolvimento de máquinas modulares que permitam satisfazer as necessidades de potência ou binário (topologia *multi-stage*).

Este ressurgimento deve-se à atual disponibilidade a preços relativamente reduzidos de materiais permanentemente magnetizados de alta energia, particularmente Neodímio-Ferro-Boro [46].

Das vantagens apresentadas, a superior densidade de potência é a característica mais atrativa das máquinas de fluxo axial, também chamadas de *disc-type machines*. Ainda que desenvolvimentos nas técnicas de refrigeração, juntamente com avanços nos métodos de fabrico e aparecimento de novos materiais, tenham permitido um aumento da densidade de potência de máquinas com FR (Fluxo Radial), fatores como por exemplo a fraca remoção de calor sem a utilização de refrigeração forçada, impõem limites aos desenvolvimentos que se podem registar em máquinas com fluxo radial [46].

Na Figura 3.11 podem visualizar-se dois exemplos de estruturas comuns de máquinas elétricas de fluxo axial e radial.

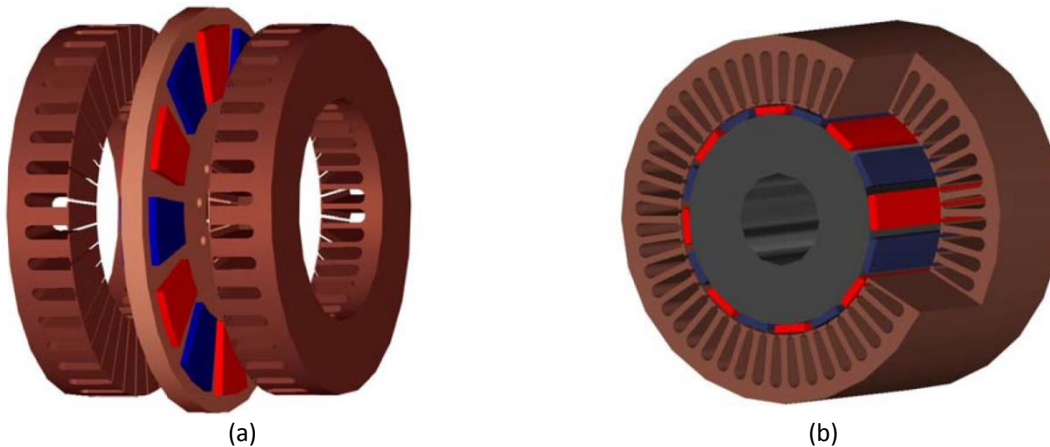


Figura 3.11 - Estruturas comuns de máquinas elétricas: (a) Máquina de fluxo axial *double-sided* com rotor interior (AFIR); (b) Máquina de fluxo radial [47].

São várias as aplicações onde a utilização deste tipo de máquinas é adequada, tais como, veículos elétricos (particularmente em sistemas *in-wheel* – colocados dentro das rodas), centrifugadoras, ventoinhas, maquinaria, guinchos, *robots* e linhas de produção. Para além das características referidas acima, o seu formato *pancake* também contribui para tornar ideal a utilização deste tipo de máquinas nas aplicações referidas [46].

Para funcionamento como gerador as máquinas elétricas de fluxo axial são particularmente interessantes em aplicações como turbinas eólicas, geradores portáteis, e veículos, ou seja, são adequadas para a aplicação em sistemas *Range Extender*.

Relativamente ao desenvolvimento deste tipo de máquinas, o princípio é semelhante àquelas de fluxo radial, no entanto, o desenho mecânico, a análise térmica e o processo de montagem são mais complexos, devendo ser dada especial atenção ao desenho da ligação mecânica entre o rotor e o eixo, uma vez que a existência de falhas neste tipo de máquinas é normalmente devida a problemas nesta ligação [46].

Ainda que fosse de esperar a existência de um tipo de máquina de fluxo axial equivalente para cada tipo de máquina de fluxo radial, o que acontece na prática é que existem apenas três tipos de máquinas de fluxo axial [46], que são:

- Máquina CC (Corrente Contínua) com ímanes permanente;
- Máquina síncrona e BLDC (*Brushless DC*) com ímanes permanentes;
- Máquina de indução.

As máquinas CC com ímanes permanentes de fluxo axial, tal como as de fluxo radial, utilizam os ímanes permanentes para excitarem o enrolamento de campo. Este

tipo de motores são uma opção versátil e económica para determinadas aplicações industriais, domésticas e até automóveis.

O porquê das máquinas síncronas e *brushless* DC serem mencionadas como sendo o mesmo tipo de máquina deve-se ao facto de elas terem praticamente a mesma estrutura. As principais diferenças entre as duas dizem respeito à forma de onda da corrente consumida e à forma de onda da força contraeletromotriz gerada. Enquanto que a máquina síncrona consome correntes sinusoidais e gera tensões sinusoidais, a máquina BLDC consome corrente retangular e gera uma força contraeletromotriz trapezoidal.

Em relação à máquina de indução de fluxo axial, o difícil fabrico de rotores laminados com enrolamentos em gaiola faz com que de momento exista pouco interesse neste tipo de máquina [46].

3.4.1. Topologias de Máquinas de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes

São várias as designações que as máquinas de FA (Fluxo Axial) podem ter de acordo com a forma como são construídas. As designações atribuídas têm por base o número de rotores e estatores que constituem a máquina (*single-sided*, *double-sided* ou *multi-stage*), a constituição e forma de construção do estator (com ferro ou sem ferro e *slotted* ou *slotless*), o tipo de enrolamentos utilizados, e por fim a orientação dos ímanes permanentes (NN ou NS). A Figura 3.12 apresenta de forma resumida, e sem levar em conta os diferentes tipos de enrolamentos, os tipos de máquinas de fluxo axial com ímanes permanentes existentes.

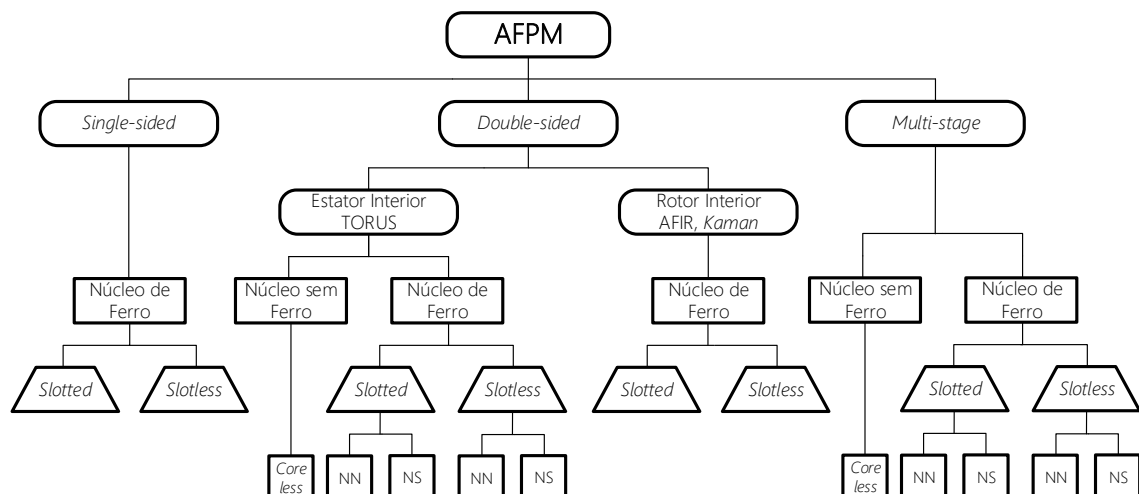


Figura 3.12 - Topologias de máquinas de fluxo axial com ímanes permanentes.

Máquinas de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes *Single-Sided*

A estrutura mais simples de uma máquina AFPM (*Axial Flux Permanent Magnet*) consiste na utilização de um único estator e de um único rotor. A este tipo de máquina é normal chamar-se *single-sided* AFPM [48]. Ainda dentro deste tipo de máquina, mediante a construção do estator é possível fazer distinção entre estator *slotted* e estator *slotless*. Este tipo de máquina é a AFM (*Axial Flux Machine*) de mais fácil construção, mas em contrapartida tem menos capacidade de produção de binário [46]. Neste tipo de máquina é também mais notória a força de atração axial exercida no estator pelos ímanes do rotor. Esta força pode ser tal que danifique a estrutura da máquina [49].

Na Figura 3.13 estão representados a estrutura e caminho de fluxo nas máquinas *single-sided* com estator *slotted*, e estator *slotless*.

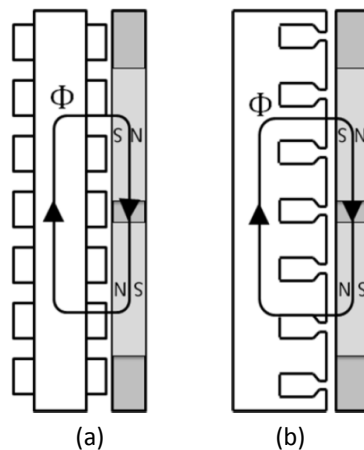


Figura 3.13 – Máquinas de fluxo axial *single-sided* com: (a) Estator *slotless*; (b) Estator *slotted* [17].

Máquinas de Fluxo Axial com Ímanes Permanentes *Double-Sided*

Para além das máquinas *single-sided* que apresentam uma estrutura simples, existem também máquinas mais complexas que podem ser compostas por dois rotores e um estator, ou dois estatores e um rotor. Estas máquinas designam-se *double-sided* e mediante a sua configuração são classificadas como estator interior ou rotor interior. As máquinas estator interior, ou TORUS, como são normalmente chamadas, são constituídas por dois rotores e um estator. Mediante a constituição do núcleo do estator, com ferro ou sem ferro, diferentes máquinas recebem diferentes designações. As máquinas cujo núcleo do estator é composto por ferro podem ser designadas *slotted* ou *slotless*, sendo designadas como *coreless* quando o núcleo do estator não é composto por ferro. São também feitas distinções quanto ao tipo de enrolamentos e quanto à polaridade dos ímanes opostos, o que acaba por resultar em cinco tipos de AFM

pertencentes ao tipo *double-sided* estator interior: NN TORUS-S, NS TORUS-S, NN TORUS-NS, NS TORUS-NS, e *Coreless* [17], [46], [49].

A Figura 3.14 exemplifica a forma utilizada para atribuição das diferentes designações às máquinas TORUS.



Figura 3.14 - Nomenclatura TORUS.

Nas figuras que se seguem são apresentadas as estruturas e caminhos de fluxo em cada uma das cinco máquinas TORUS mencionadas acima.

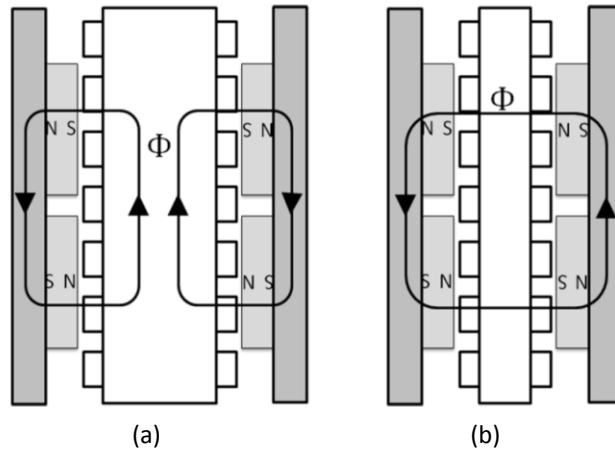


Figura 3.15 - Máquinas de fluxo axial *double-sided*: (a) NN TORUS-NS; (b) NS TORUS-NS [17].

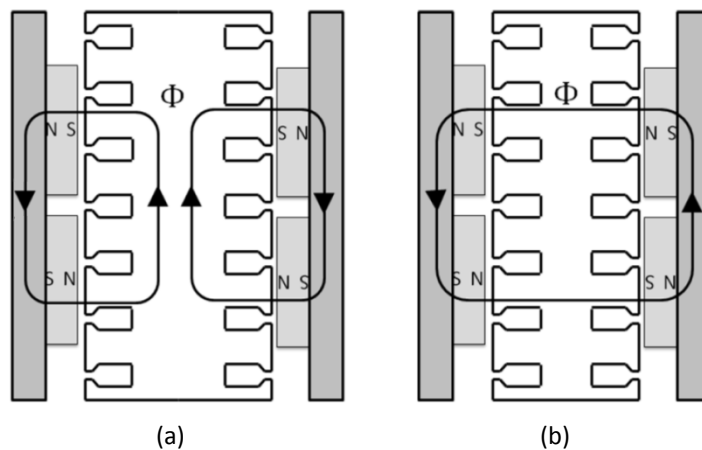
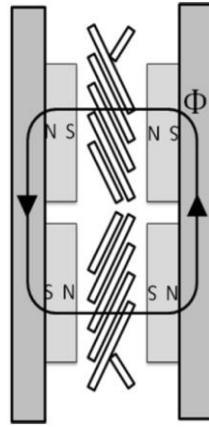


Figura 3.16 - Máquinas de fluxo axial *double-sided*: (a) NN TORUS-S; (b) NS TORUS-S [17].

Figura 3.17 - *Coreless* TORUS [17].

Devido ao grande entreferro existente, o fluxo nas máquinas TORUS com estator *slotless* normalmente não ultrapassa os 0,65 T, sendo necessário um grande volume de ímãs permanentes para produzir essa densidade de fluxo. Contudo, este tipo de motor é particularmente adequado para aplicações que exijam baixa velocidade e alto binário [46]. Para aplicação em veículos elétricos, este tipo de motor é particularmente adequado para utilização em configuração *in-wheel* [46].

Em máquinas TORUS – S, o entreferro existente é menor, pelo que a densidade de fluxo magnético que o atravessa é superior, podendo atingir 0,85 T [46].

Visto que as máquinas *coreless* não utilizam qualquer tipo de material ferromagnético no estator, não existem perdas quer por histerese quer por correntes parasitas no núcleo do estator [46].

Relativamente às AFM *double-sided* com rotor interior, ou AFIR (*Axial Flux Internal Rotor*), ou de tipo *Kaman* como também são conhecidas, a sua constituição assenta na utilização de dois estatores e um rotor. Neste tipo de máquinas os núcleos dos estatores são sempre constituídos por ferro, pelo que a distinção entre diferentes máquinas é feita tendo por base se o estator é *slotted* ou *slotless*. A Figura 3.18 apresenta a estrutura de uma máquina AFIR-NS e AFIR-S, bem como o caminho de fluxo em cada uma das máquinas.

O enrolamento de armadura está localizado nos dois estatores, enquanto que o disco do rotor com os ímãs permanentes roda entre os dois [46]. Os ímãs permanentes em máquinas do tipo AFIR podem ser instalados na superfície do rotor ou embutidos no disco do rotor. Consequentemente, o fluxo principal ou flui axialmente através do disco do rotor, ou de forma circunferencial ao longo do disco [50].

A colocação dos ímãs na superfície do rotor leva a que o rotor seja fino, ao passo que a colocação dos ímãs dentro do disco faz com que seja necessário um disco

consideravelmente mais volumoso, o que resulta numa diminuição da densidade de potência da máquina [50]. No entanto, a colocação dos ímanes no interior do rotor possibilita uma melhor proteção destes face a impactos mecânicos, desgaste e corrosão [50].

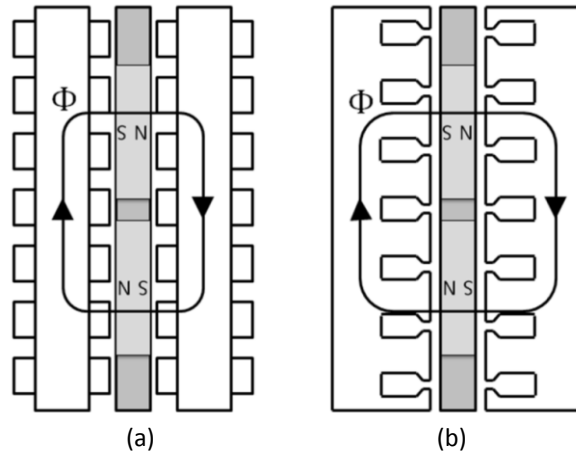


Figura 3.18 - Máquinas de fluxo axial *double-sided*: (a) AFIR-NS; (b) AFIR-S [17].

Caso os estatores de máquinas *double-sided* com rotor interior sejam ligados em paralelo, é possível que a máquina continue a funcionar mesmo que o enrolamento de um estator esteja danificado. No entanto, a ligação em série dos enrolamentos do estator é preferível, pois assim as forças de atração axial são iguais mas em sentido oposto, reduzindo o risco de ocorrência de danos na máquina [46]. Ainda, devido à utilização de pouco ferro no rotor, as máquinas do tipo AFIR têm uma relação potência-inércia elevada [50].

Máquinas de Fluxo Axial com Ímãs Permanentes *Multi-stage*

Até ao momento foram apresentadas as máquinas *single-sided* e *double-sided*, restando então apresentar as máquinas do tipo *multi-stage*, ou *multidisc* como são também conhecidas. Estas máquinas são de configuração mais complexa do que as anteriores, sendo constituídas por vários estatores e vários rotores. É usual neste tipo de máquinas o número de rotores exceder em uma unidade o número de estatores [49]. O veio da máquina é partilhado por todos os rotores, sendo que apenas os rotores exteriores têm núcleo, núcleo este que deve ser escolhido cuidadosamente uma vez que é ele quem possibilita o principal caminho para o fluxo magnético [49], [50]. Os rotores interiores são discos onde estão instalados ímãs permanentes de ambos os lados ou embutidos nos mesmos.

Em AFMs, o binário é função do diâmetro da máquina. Caso a aplicação para a qual se pretende desenvolver um motor de fluxo axial imponha limitações quanto ao

diâmetro da máquina, a construção da mesma em formato *multi-stage* é uma opção que permite contornar essa limitação [49]. No entanto, ainda que não existam limitações por parte da aplicação, existe um limite para o qual é possível aumentar o diâmetro da máquina tendo em vista o aumento do torque produzido. A integridade da junta mecânica entre o disco e o veio, a força axial sofrida pelos rolamentos, e a rigidez do disco, são fatores que limitam a expansão do diâmetro da máquina.

De seguida são apresentadas as estruturas e caminhos de fluxo em diferentes máquinas do tipo *multi-stage*.

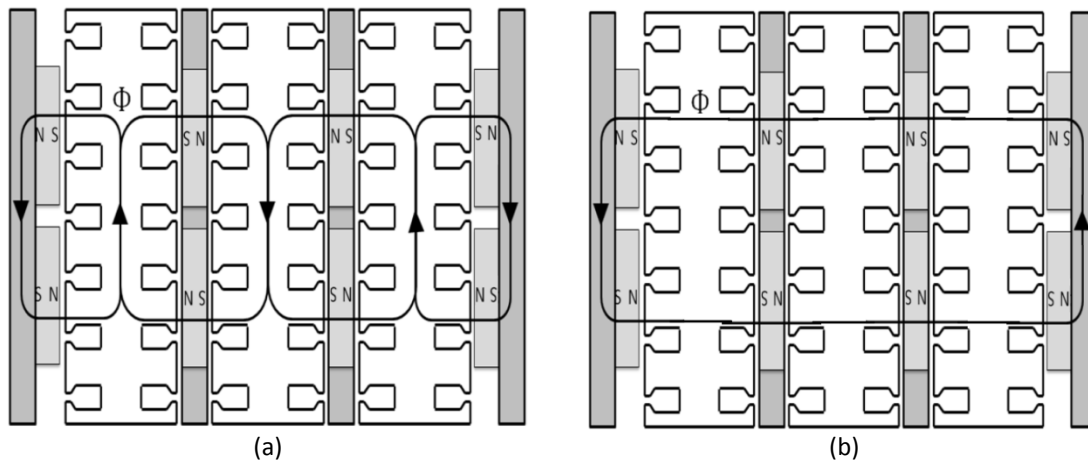


Figura 3.19 – Máquinas de fluxo axial *multi-stage*: (a) *Slotted NN* [17]; (b) *Slotted NS*.

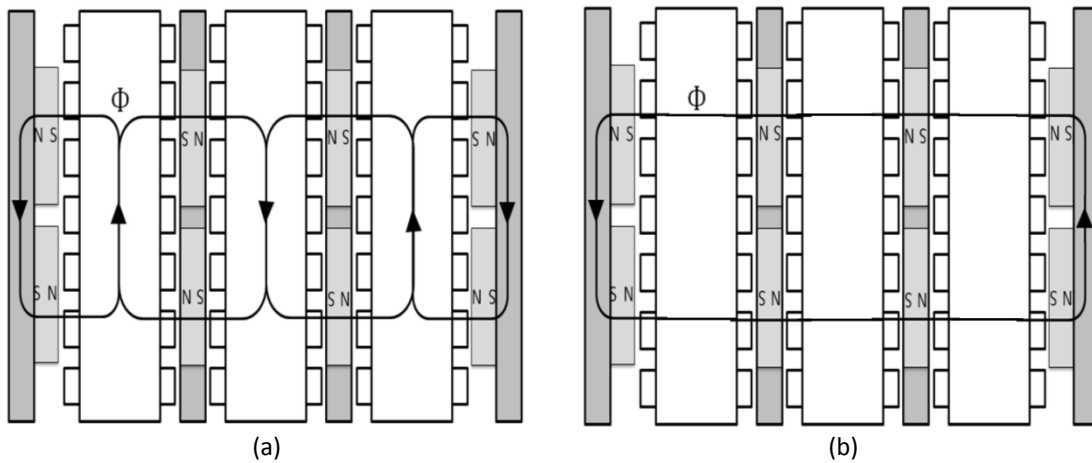


Figura 3.20 – Máquinas de fluxo axial *multi-stage*: (a) *Slotless NN* [17]; (b) *Slotless NS*.

Nas máquinas NN do tipo *slotted* ou *slotless* (Figura 3.19 (a) e Figura 3.20 (a)), o fluxo principal flui de forma circumferencial nos estátores, enquanto que nas máquinas do tipo NS, tanto *slotted* como *slotless* (Figura 3.19 (b) e Figura 3.20 (b)) o fluxo flui axialmente. As máquinas do tipo NS podem ter dimensões inferiores relativamente às do tipo NN, uma vez que não é necessária a utilização de ferro nas estruturas do estator. Esta característica possibilita também uma superior eficiência e densidade de potência face às máquinas do tipo NN [49].

É também possível implementar AFMs *multi-stage* do tipo *coreless*, cuja estrutura pode ser vista na Figura 3.21.

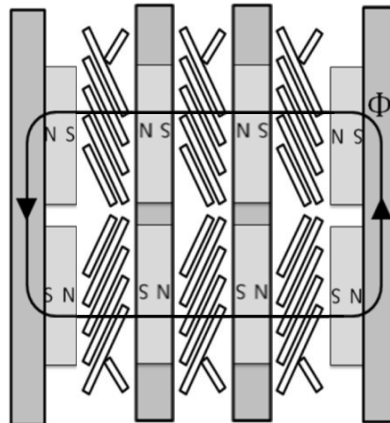


Figura 3.21 - AFPM *multi-stage* *Coreless*.

3.4.2. Máquina Elétrica Utilizada

Como referido no início desta secção a máquina elétrica utilizada é de fluxo axial. A máquina é denominada *Emrax* e é fabricada pela empresa eslovena *Enstroj*. O modelo utilizado é do tipo TORUS-NS, tem uma potência nominal de 30 kW e é refrigerado a água. A estrutura da máquina pode ser vista na Figura 3.22 e algumas das suas características estão listadas na Tabela 3.1.



Figura 3.22 – Motor / Gerador elétrico *Emrax* [51].

Tabela 3.1 – Características do motor / gerador elétrico *Emrax* [51], [52].

Características	Valor	Observações
Gama de Tensões [V]	1 – 300	Lado CC
Velocidade Nominal de Rotação [rpm]	3000	-
Velocidade Máxima de Rotação [rpm]	4000	Máx. 1 min
Corrente Nominal [A]	120	-
Corrente Máxima [A]	220	Máx. 2 min
Binário Nominal [Nm]	130	-
Potência Nominal [kW]	30	-
Potência Máxima [kW]	50 / 40	1 min / 2 min
Rendimento Nominal [%]	> 92%	Dependendo da Velocidade e Binário
Temperatura Máxima dos Enrolamentos [°C]	120	-
Número de Pares de Polos	10	-
Fluxo Magnético [Vs]	0,53	Axial
Resistência Interna [Ω]	0,018	A 25 °C de temperatura
Indução nos eixos dq [μ H]	$L_d = 177$ $L_q = 183$	-
Peso [kg]	12,0	-
Dimensões [mm]	228 x 86	Diâmetro x Largura

A elevada densidade de potência da máquina torna-a particularmente adequada para aplicação em aviões (de baixo porte), barcos, veículos elétricos, geração de energia eólica entre outras [51]. Os dados apresentados têm por base o funcionamento da máquina como motor, no entanto, os valores de rendimento apresentados são os mesmos para funcionamento como gerador [51].

Apesar dos dados fornecidos referirem que a velocidade máxima em regime contínuo a que o gerador pode ser acionado é de 3000 RPM, o objetivo desta dissertação passa por fazê-lo a uma velocidade de 3500 RPM. Tendo questionado o fabricante acerca da possibilidade de acionar o gerador com uma velocidade de 3500 RPM em regime contínuo, a resposta obtida foi de que caso a potência extraída

esteja entre aproximadamente 20 kW e 30 kW, é seguro operar o gerador a essa velocidade em regime contínuo. Visto que os níveis de potência mencionados estão acima dos pretendidos para a aplicação desenvolvida, o gerador será então acionado a uma velocidade de 3500 RPM, quer no modelo de simulação, quer em alguns dos testes práticos realizados.

3.5. Conversores de Potência

Numa aplicação *Range Extender* o conversor de potência tem como função realizar a interface entre o gerador elétrico e o barramento CC (Corrente Contínua) do veículo. O conversor terá então de adequar os níveis de tensão e corrente produzidos pelo gerador, em níveis de tensão e corrente adequados às características do barramento CC. Tal como na maioria dos casos a máquina elétrica empregue para funcionamento como gerador elétrico opera em CA (Corrente Alternada), o que significa que o conversor de potência a utilizar terá de incluir um estágio do tipo CA-CC, normalmente denominado retificador.

Antes de se proceder à exposição de alguns circuitos retificadores, é importante efetuar um sumário de algumas das mais importantes características e termos utilizados na literatura, para classificação e distinção das várias topologias. Alguns dos parâmetros levados em conta são [53]:

- Fluxo de Energia: Os retificadores podem ser classificados como Unidirecionais quando apenas deixam fluir energia do lado CA para o lado CC, ou Bidirecionais quando possibilitam trânsito de energia nos dois sentidos;
- Comutação dos semicondutores: É utilizada a designação Comutado pela Linha (*line commuted*) ou Não Controlado, quando a comutação dos semicondutores é imposta pelas tensões CA da fonte de alimentação (caso dos retificadores a díodos). Podem também ser designados como Controlados, quando a comutação dos semicondutores pode ser controlada através de sinais provenientes de um sistema de controlo (caso sejam utilizados MOSFETs (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), entre outros);
- Relação Entrada-Saída: Quando a tensão à saída do conversor (lado CC) é superior à tensão máxima da entrada (lado CA), o retificador é designado como Elevador de tensão ou *Boost*. Opostamente, caso a tensão de saída seja inferior à tensão de entrada, o retificador é designado como Abaixador de Tensão ou *Buck*.

Ao longo desta secção serão apresentadas algumas das mais importantes topologias de retificadores existentes, bem como vantagens e desvantagens de cada uma delas.

3.5.1. Retificador a Díodos com Filtro Capacitivo

A topologia mais comum de retificador consiste na convencional ponte retificadora completa a díodos com filtro capacitivo, que pode ser vista na Figura 3.23.

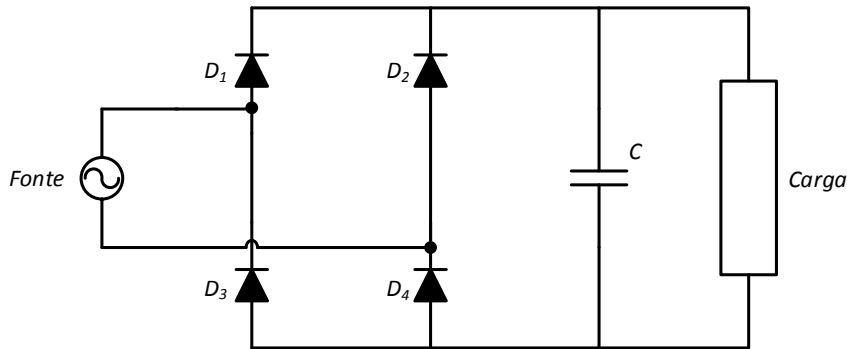


Figura 3.23 - Retificador monofásico em ponte completa a díodos com filtro capacitivo.

Apesar de serem mais relevantes conversores trifásicos tendo em vista o sistema a implementar, não podia deixar de ser feita referência a esta topologia que é a mais comum em sistema eletrónicos de baixa potência. Este retificador tem como vantagens a robustez, baixo peso, baixo volume, baixo custo, sendo também de fácil construção. No entanto, apresenta também uma significativa desvantagem, que assenta no facto de comportar-se como uma carga não linear, ou seja, a corrente de entrada (lado CA) apresenta uma elevada taxa de distorção harmónica (THD – *Total Harmonic Distortion*).

A Figura 3.24 apresenta as formas de onda típicas da corrente e tensão de entrada de um retificador monofásico em ponte completa com filtro capacitivo.

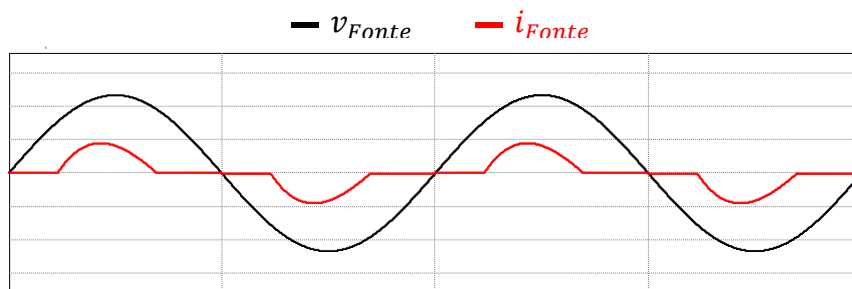


Figura 3.24 - Formas de onda típicas da Tensão (preto) e Corrente (vermelho) de entrada de um retificador monofásico em ponte completa a díodos com filtro capacitivo.

A versão trifásica do retificador em ponte completa com filtro capacitivo pode ser vista na Figura 3.25, enquanto que as suas formas de onda características referentes à tensão e corrente de entrada podem ser vistas na Figura 3.26.

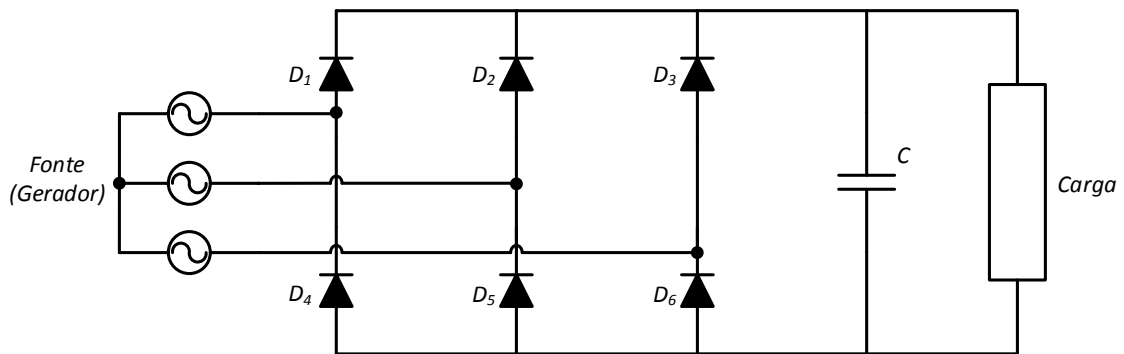


Figura 3.25 - Retificador trifásico em ponte completa a díodos com filtro capacitivo.

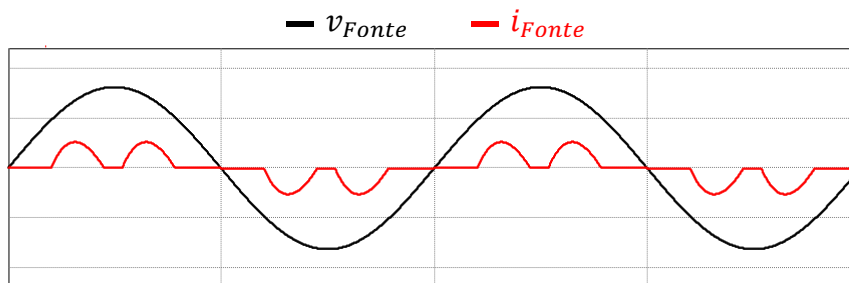


Figura 3.26 - Formas de onda típicas da Tensão (preto) e Corrente (vermelho) de entrada de uma das fases de um retificador trifásico em ponte completa a díodos com filtro capacitivo.

Tal como acontece com a versão monofásica, a forma de onda da corrente de entrada apresenta uma elevada THD, o que origina problemas nos equipamentos e componentes do sistema elétrico. Quando presentes em aplicações que utilizam máquinas elétricas rotativas, como é o caso do gerador elétrico empregue no sistema *Range Extender*, os efeitos da poluição harmónica manifestam-se através de aquecimento, binários pulsantes, ruído audível e redução da vida útil dessas mesmas máquinas [54]. O conteúdo harmónico que se verifica com a utilização desta topologia pode ser reduzido com a utilização de filtros passivos no lado CA, tal como apresentado na Figura 3.27. A Figura 3.28 apresenta duas possíveis formas de onda resultantes da inclusão de filtros indutivos na entrada do retificador.

A inclusão de filtros indutivos permite reduzir a THD da corrente e consequentemente elevar o fator de potência, sem no entanto aumentar a complexidade do sistema. Contudo, a THD que se verifica é ainda elevada, e o custo, peso e volume foram significativamente aumentados devido à inclusão das indutâncias [32], [55].

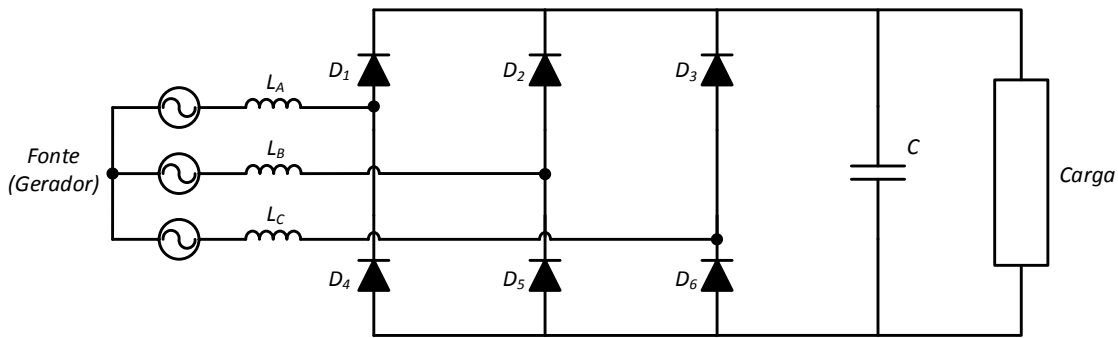


Figura 3.27 - Retificador trifásico em ponte completa a díodos, com filtro capacitivo na saída e filtro indutivo na entrada.

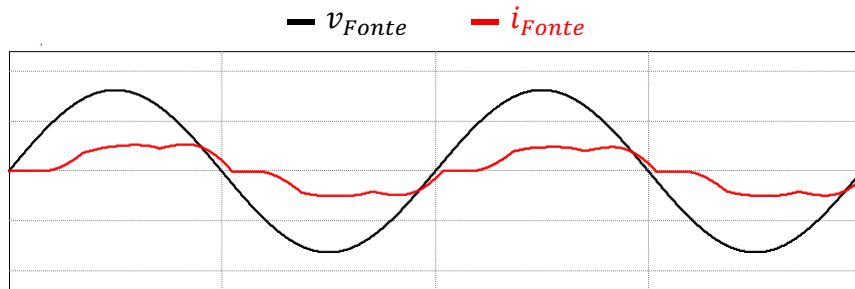


Figura 3.28 - Formas de onda de Tensão (preto) e Corrente (vermelho) de entrada de uma das fases com a utilização de filtros indutivos.

3.5.2. Retificador a Díodos seguido de Conversor CC-CC

Uma outra topologia largamente utilizada e que permite a obtenção de resultados bastante satisfatórios pode ser vista na Figura 3.29.

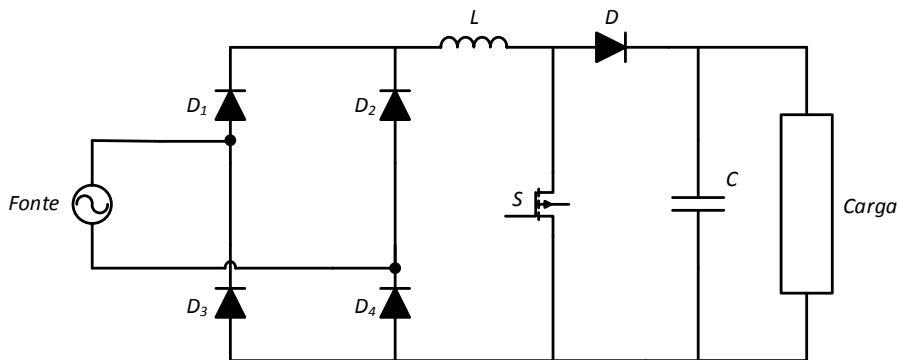


Figura 3.29 - Retificador a díodos seguido de conversor CC-CC do tipo *boost*.

A topologia apresentada assenta na utilização de um conversor CC-CC do tipo *boost* à saída de um retificador em ponte completa a díodos. O conversor CC-CC utilizado pode ser de outro tipo, no entanto, é com a utilização da topologia *boost* que se obtêm os melhores resultados. Mediante o correto controlo do semiconductor controlável presente no circuito é possível obter uma tensão de saída (lado CC) de valor constante, e ao mesmo tempo consumir corrente praticamente sinusoidal e em fase com a tensão do lado CA (Figura 3.30). Ainda, mediante projeto adequado é possível dimensionar o

circuito de forma a que a tensão obtida no lado CC, se mantenha constante para uma determinada gama de tensões de entrada variável. Esta característica leva a que por vezes na literatura se refira a esta topologia como pré-regulador de tensão, e é particularmente importante na medida em que possibilita ao circuito funcionar de forma adequada independentemente da tensão nominal da rede elétrica de qualquer país. O controlo do circuito pode ser feito de forma digital ou analógica, uma vez que existe uma vasta panóplia de circuitos integrados (CIs) dedicados que se adequam ao controlo deste tipo de conversor. De entre os CIs existentes no mercado o destaque vai para o CI UC3854 da *Texas Instruments*.

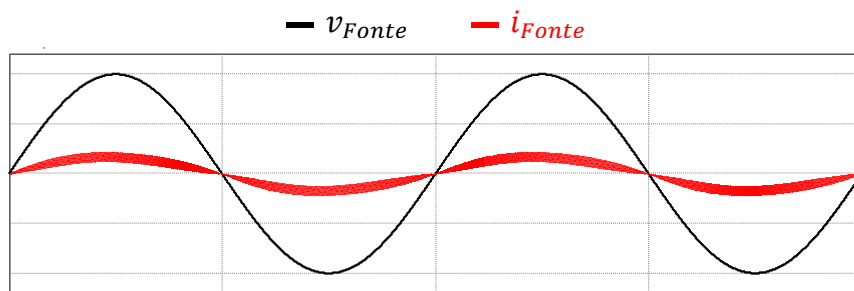


Figura 3.30 – Formas de onda da tensão (preto) e corrente (vermelho) de entrada do pré-regulador de tensão.

A versão trifásica, que consiste na utilização de uma ponte retificadora a díodos de três braços seguida do conversor CC-CC do tipo *boost* (Figura 3.31), permite regular a tensão do lado CC, mas as formas de onda da corrente do lado CA continuam a apresentar um elevado conteúdo harmónico (Figura 3.32) [56], [57]. Uma das possíveis soluções para este problema poderia passar pela implementação de um retificador monofásico com conversor CC-CC *boost* para cada fase. No entanto, em certas aplicações trifásicas é comum a não existência de neutro, o que inviabiliza esta opção.

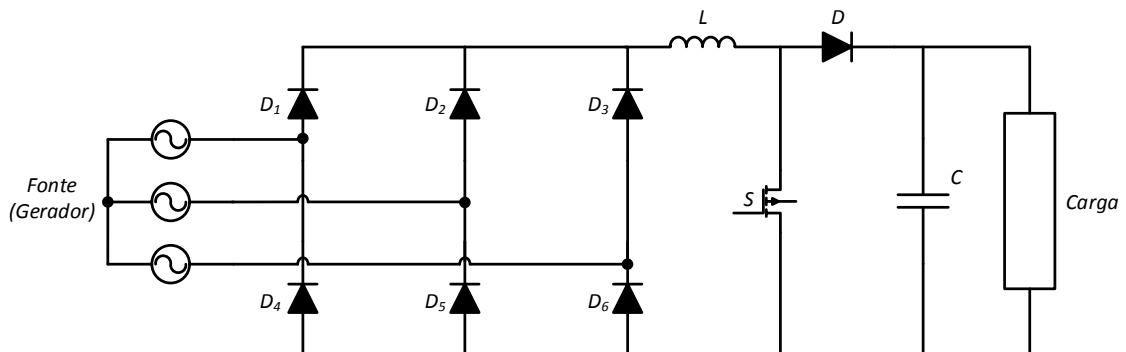


Figura 3.31 - Retificador trifásico em ponte completa a díodos seguido de conversor CC-CC *boost*.

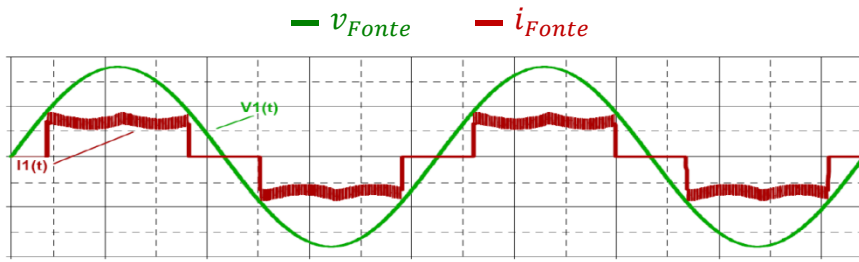


Figura 3.32 - Formas de onda de tensão (verde) e corrente (vermelho) de entrada de uma das fases de um retificador trifásico em ponte completa a diodos seguido de conversor CC-CC *boost* [57].

3.5.3. Retificador de Vienna

O conversor apresentado na Figura 3.33, conhecido como retificador de *Vienna*, utiliza dois bancos de condensadores no barramento CC, característica que implica a necessidade de se controlar o balanceamento de tensão entre os dois, de forma a que cada banco apresente metade da tensão de saída. Apesar da complexidade adicional esta característica torna esta topologia atrativa para aplicações com tensão de saída elevada, uma vez que a tensão aplicada sobre os semicondutores controláveis corresponde a metade da tensão total de saída [55]. Para além disso, o reduzido número de interruptores controláveis que utiliza, e o facto de ser capaz de extrair correntes com elevada qualidade (Figura 3.34), são outras características que contribuem para a popularidade deste conversor [55].

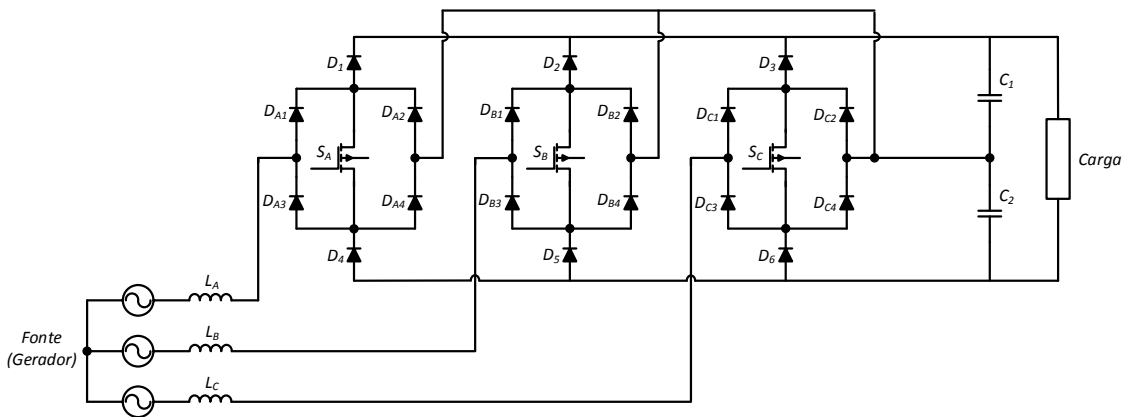


Figura 3.33 – Retificador de *Vienna*.

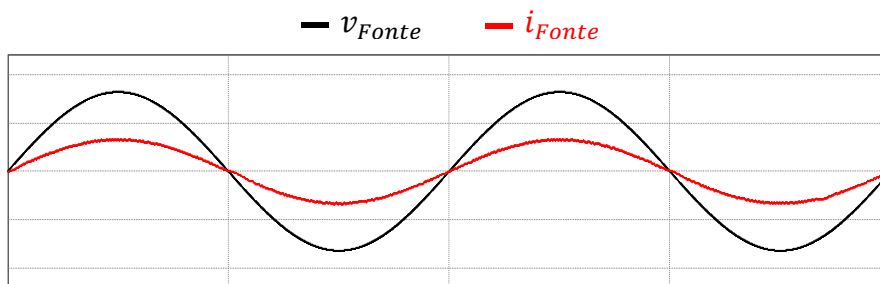


Figura 3.34 - Formas de onda de tensão (preto) e corrente (vermelho) de entrada de uma das fases de um retificador de *Vienna*.

3.5.4. Conversor CA-CC Bidirecional

Ainda que não seja um requisito para esta aplicação, a utilização de um conversor CA-CC bidirecional permite salvaguardar uma possível utilização da máquina elétrica como motor de arranque do MCI. A remoção do motor de arranque existente possibilita uma redução do peso e volume do sistema, fatores determinantes em aplicações relacionadas com mobilidade elétrica.

A topologia de conversor CA-CC bidirecional mais comum na literatura pode ser vista na Figura 3.35. Para além de permitir fluxo bidirecional de energia, esta topologia permite a regulação da tensão no lado CC, bem como operar com elevado fator de potência e baixa distorção harmónica da corrente no lado CA. A sua estrutura é a mesma do tradicional VSI (*Voltage Source Inverter* - Inversor Fonte de Tensão) extensamente utilizado para controlo de motores elétricos, sistemas de alimentação ininterrupta, condicionadores ativos de potência, sistemas flexíveis de transmissão de energia em CA, interface de energias renováveis com a rede elétrica, bem como muitas outras aplicações [58]. Tal como referido esta topologia é bidirecional, pelo que quando se encontra a operar como retificador a sua designação passa a ser VSR (*Voltage Source Rectifier* – Retificador Fonte de Tensão).

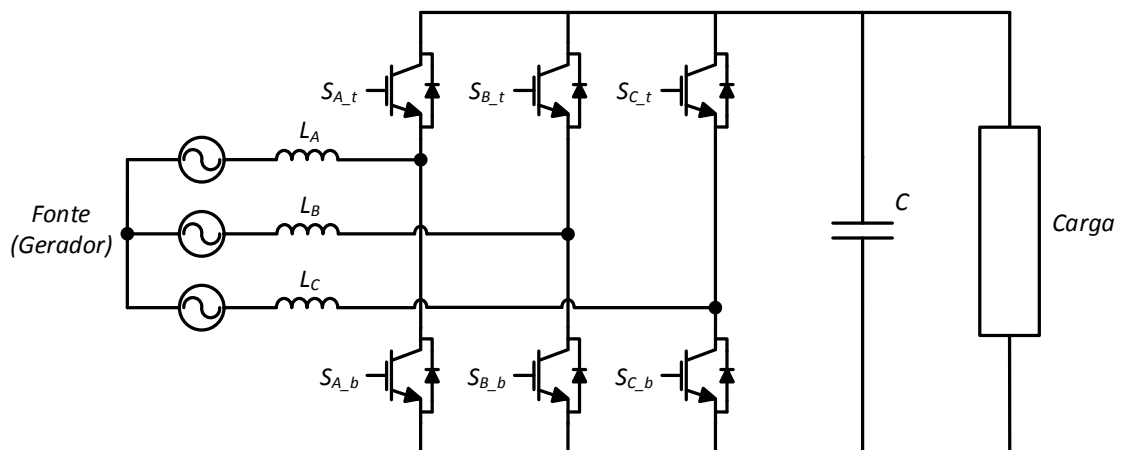


Figura 3.35 – Conversor CA-CC bidirecional.

Uma desvantagem desta topologia face às apresentadas anteriormente prende-se com a possibilidade de ocorrência de um curto-circuito no barramento CC, facto que pode justificar a seleção de outras configurações quando não existe a necessidade de fluxo de energia bidirecional. O elevado número de semicondutores controláveis utilizados é também um ponto menos positivo desta topologia. No entanto, a grande variedade de técnicas de controlo e modulação compatíveis com esta topologia, para além de permitirem a obtenção de excelentes resultados (Figura 3.36), concedem-lhe

também um nível de versatilidade que fazem dela a referência no campo dos conversores totalmente controláveis.

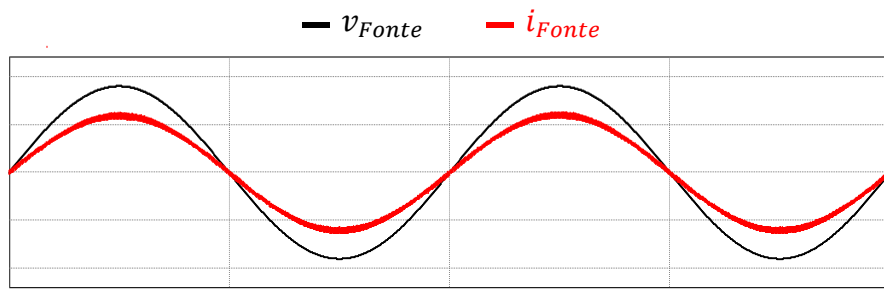


Figura 3.36 - Formas de onda da tensão (preto) e corrente (vermelho) de entrada de uma das fases do conversor CA-CC bidirecional.

O funcionamento do conversor como retificador assemelha-se a um conversor *boost*, na medida em que para se obter completo controlo do circuito, os 6 díodos nele presentes devem estar inversamente polarizados para todos os valores instantâneos da tensão da fonte [59]. De forma a garantir o correto funcionamento do conversor, a tensão no barramento CC deve então ser mantida num valor superior ao pico da tensão composta da fonte (Figura 3.37) [59]. Caso assim não seja o conversor comporta-se como um simples retificador em ponte completa a díodos.

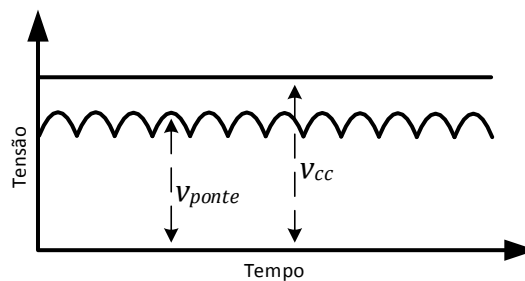


Figura 3.37 – Demonstração do nível de tensão que se pretende para o barramento CC (v_{cc}) face àquele que se obtém com um retificador trifásico a díodos (v_{ponte}).

3.5.5. Conversor CA-CC Bidirecional seguido de Conversor CC-CC

Todas as topologias apresentadas até ao momento têm em comum o facto de a tensão no lado CC ser superior ou igual à máxima tensão do lado da fonte. Dependendo do sistema de baterias utilizado e das tensões produzidas pela fonte, esta característica dos conversores de potência pode vir a revelar a sua inaptidão para realizar de forma adequada o processo de carregamento do sistema de armazenamento de energia. Assim, é prática comum que entre o barramento CC do conversor e o sistema de baterias exista um estágio CC-CC por intermédio do qual é efetuado o processo de carregamento.

A necessidade de baixar a tensão proveniente da fonte e simultaneamente extrair correntes com baixo conteúdo harmónico e em fase com as tensões, são razões que podem levar à escolha da topologia apresentada na Figura 3.38. O conversor CA-CC é responsável por garantir a qualidade das correntes extraídas da fonte e regular a tensão do barramento CC para um nível acima do proveniente da fonte. Por sua vez o conversor CC-CC *buck* ajusta a tensão à sua saída de acordo com as características do sistema de baterias que se pretende carregar, possibilitando por exemplo a implementação de diferentes métodos de carregamento como corrente constante e tensão constante.

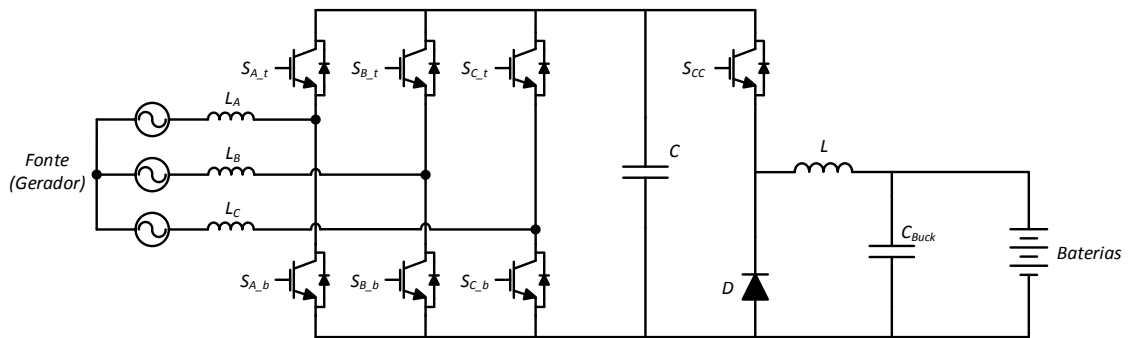


Figura 3.38 – Conversor CA-CC bidirecional seguido de conversor CC-CC *buck*.

Uma desvantagem da topologia de conversor CC-CC empregue consiste no facto da mesma não ser bidirecional, situação que não se verifica na topologia apresentada na Figura 3.39.

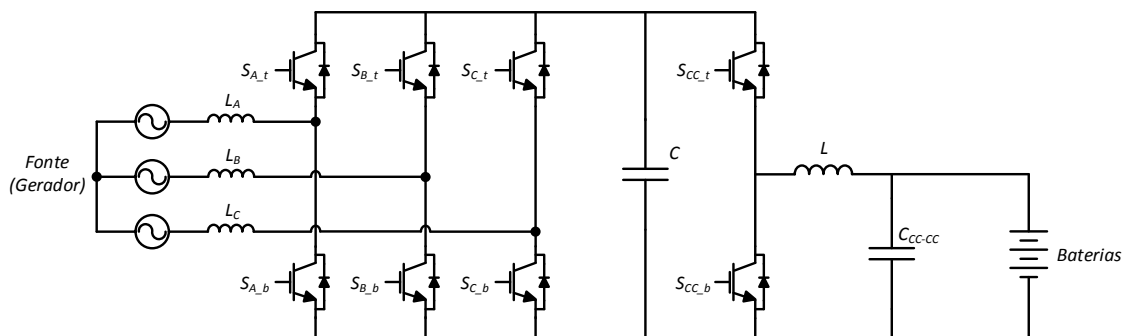


Figura 3.39 - Conversor CA-CC bidirecional seguido de conversor CC-CC bidirecional.

A nível de componentes utilizados, a diferença entre as topologias apresentadas reside na substituição do diódo (D) presente na Figura 3.38 pelo semiconductor controlável ($S_{CC,b}$) inerente à topologia da Figura 3.39. Esta alteração permite que o conversor se comporte como um conversor CC-CC do tipo *buck* quando se pretende carregar as baterias (Figura 3.40 (a)), e como um conversor CC-CC do tipo *boost* caso se pretenda transferir energia das baterias para o barramento CC (Figura 3.40 (b)).

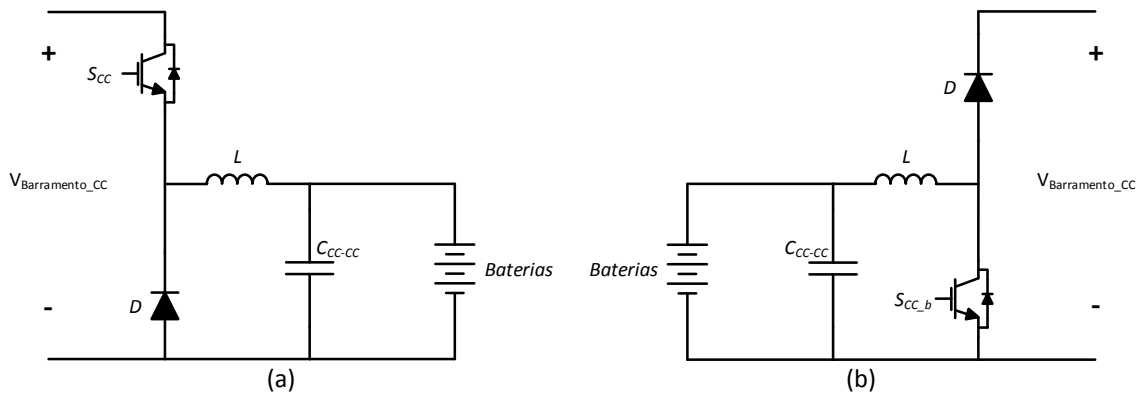


Figura 3.40 – Possíveis estados do conversor CC-CC: (a) Conversor *buck*; (b) Conversor *boost*.

Tal como acontece com os braços do retificador trifásico bidirecional, também neste conversor é necessário cuidado para que os dois semicondutores controláveis nunca entrem em funcionamento simultaneamente, sob risco de se curto-circuitar o barramento CC. Contudo, visto que para cada modo de operação apenas é necessário efetuar o controlo de um dos semicondutores, o risco de curto-circuito é reduzido. Para funcionamento como abaixador de tensão o IGBT S_{CC_b} deve ser mantido sempre em aberto, enquanto que para que o conversor se comporte como um *step-up* é o IGBT S_{CC_t} que não deve ser comutado. No entanto, os díodos em antiparalelo dos semicondutores mencionados são necessários em ambos os estados do conversor.

Por preencher todos os requisitos desta dissertação e ainda salvaguardar uma possível utilização da máquina elétrica como motor de arranque do MCI em aplicações futuras, a topologia apresentada na Figura 3.39 foi a escolhida para ser desenvolvida ao longo desta dissertação.

Ao longo deste documento são utilizadas as designações “conversor CA-CC” ou “estágio CA-CC”, e “conversor CC-CC” ou “estágio CC-CC”, para fazer referência aos dois elementos do conversor de potência.

3.6. Exemplos de *Range Extender*

Desde a idealização do conceito até às soluções existentes atualmente é possível distinguir três gerações de *Range Extenders* [8]. Nas subsecções que se seguem são apresentados alguns dos *Range Extenders* existentes no mercado, ou ainda em fase de desenvolvimento, pertencentes a cada uma das três gerações referidas.

3.6.1. *Range Extenders* de Primeira Geração

Na primeira geração de *Range Extenders* o motor de combustão e o gerador elétrico eram elementos independentes, sendo que os motores de combustão então utilizados não estavam otimizados para funcionarem neste tipo de sistema. Os

fabricantes não estavam dispostos a correr o risco de investir em motores adequados e utilizavam motores desenvolvidos para outras aplicações, que devido ao facto de estarem desenhados para operar numa grande gama de condições de operação, comprometiam de certa forma a eficiência que se poderia obter neste tipo de sistema.

Um exemplo de *Range Extender* de primeira geração é o utilizado nos veículos *Chevrolet Volt* e *Opel Ampera* (Figura 2.9 e Figura 2.10), que tal como mencionado na secção 2.3 é constituído por um MCI a pistão de 1,4 L, e é capaz de gerar 53 kW de potência eléctrica [5].

3.6.2. *Range Extenders* de Segunda Geração

Na segunda geração, o motor de combustão e o gerador continuaram a ser elementos separados, no entanto, os motores utilizados eram otimizados para funcionarem neste tipo de arquitetura. Os motores passaram a ser de menores dimensões e começaram a aparecer motores do tipo rotativo (*Wankel*) com geradores adjuntos, e até os primeiros *Range Extenders* acionados por microturbinas. Na Figura 3.41 é possível observar a microturbina desenvolvida pela *Bladon Jets*, e o modelo *C-X75 Concept* da *Jaguar* onde a mesma se encontra em utilização. Neste caso, o sistema fica completo com a junção de um gerador de relutância comutada de alta velocidade, produzido por uma outra empresa chamada *SR Drives*. Este *Range Extender* é capaz de gerar 70 kW de potência, sendo que no modelo *C-X75 Concept* da *Jaguar* encontram-se instaladas duas unidades [60]. A microturbina pode atingir velocidades na ordem das 95000 RPM, e tem a capacidade de funcionar recorrendo a vários combustíveis [61].



Figura 3.41 – (a) Microturbina desenvolvida pela *Bladon Jets* e gerador eléctrico produzido pela *SR Drives* [61]; (b) *Jaguar C-X75 Concept* [60].

Tal como referido, os *Range Extenders* que utilizam motores do tipo *Wankel* fazem também parte desta segunda geração. Um exemplo deste tipo de sistemas é o produzido pela empresa alemã AVL (*Anstalt für Verbrennungskraftmaschinen* – Instituto para Motores de Combustão Interna) que se encontra em utilização no modelo *A1 e-tron* da *Audi* (Figura 3.42). O MCI presente nesta unidade tem uma cilindrada de 250 cc e opera com uma velocidade de 5000 RPM. O gerador elétrico é uma máquina síncrona de ímanes permanentes que produz 15 kW de potência elétrica quando acoplada ao MCI mencionado [62].

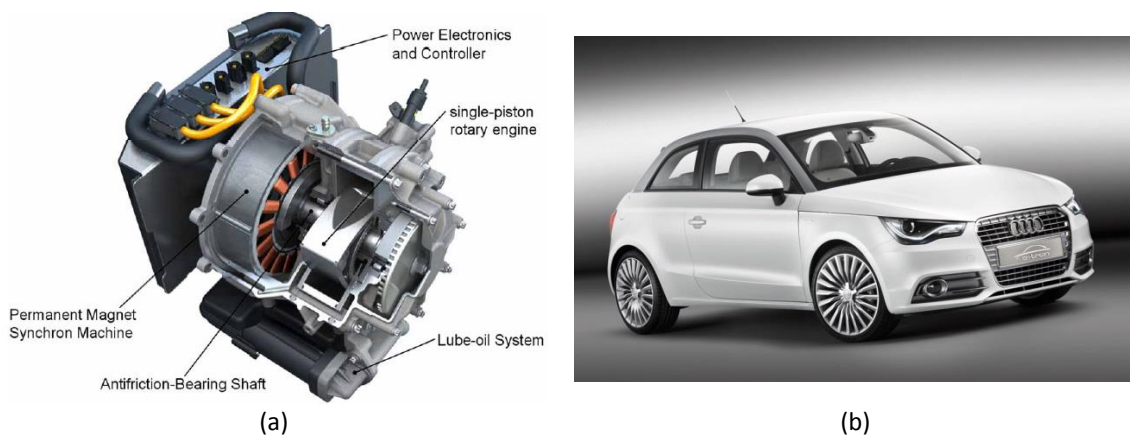


Figura 3.42 – (a) Unidade *Range Extender* desenvolvida pela AVL; (b) *Audi A1 e-tron* [63].

A divisão *Lotus Engineering* da empresa britânica *Lotus* desenvolveu também um *Range Extender* de segunda geração em conjunto com o grupo *Fagor*. O sistema foi inicialmente desenvolvido para integração no projeto *Jaguar Limo Green*, sendo posteriormente redesenhado com o intuito de se obter uma melhor performance, bem como estar pronto para produção em série. De momento encontram-se em desenvolvimento três sistemas otimizados para funcionarem na gama 1500 RPM - 3500 RPM, mas que diferem no nível de potência que são capazes de gerar. O sistema mais simples utiliza um MCI de 2 cilindros com uma cilindrada total de 866 cc (Figura 3.43 (a)), e é capaz de gerar 23 kW às 3500 RPM. O sistema intermédio utiliza um MCI com 3 cilindros e uma cilindrada de 1299 cc (Figura 3.43 (b)), sendo capaz de gerar 35 kW às 3500 RPM. Por último, existe também um RE com capacidade de gerar 50 kW às 3500 RPM, recorrendo para isso à utilização de uma versão sobrealimentada do MCI com 3 cilindros e 1299 cc. A máquina elétrica utilizada nos três sistemas é síncrona de ímanes permanentes [64]. O veículo apresentado na Figura 3.43 (c) é uma versão para exibição do *Lotus Evora 414Evolution*, equipado com o *Range Extender* de 50 kW.

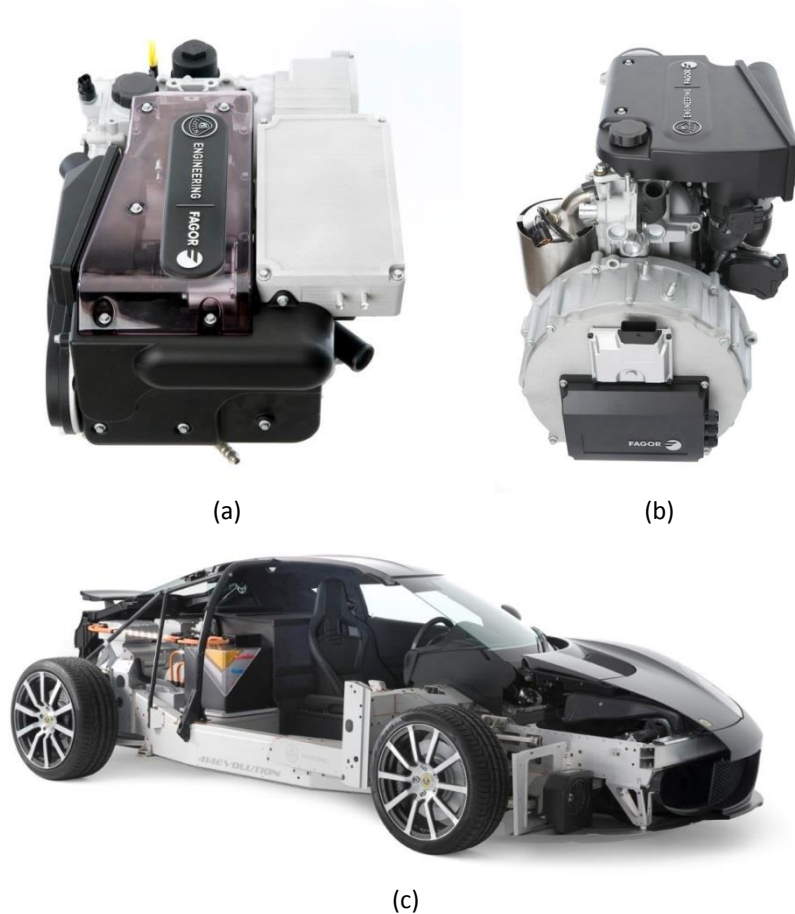


Figura 3.43 - a) MCI Lotus de 2 cilindros; (b) MCI Lotus de 3 cilindros; (c) Lotus Evora 414 Evolution [64].

3.6.3. *Range Extenders* de Terceira Geração

Os *Range Extenders* mais recentes, de terceira geração, são sistemas mais compactos que integram completamente o gerador com qualquer que seja o tipo de motor ou turbina utilizada. Os *Range Extenders* baseados em células de combustível fazem também parte desta última geração.

A empresa alemã *Proton Motor* desenvolve sistemas baseados em células de combustível, que podem ser utilizados, entre outras aplicações, como *Range Extenders* para veículos elétricos. Na Figura 3.44 é possível observar o módulo de células de combustível *PM 200* produzido pela *Proton Motor*, bem como o veículo elétrico *Smith Newton* onde este módulo se encontra instalado. O módulo é parte integrante de um sistema *Range Extender* capaz de produzir 7 kW de potência [65].



(a)

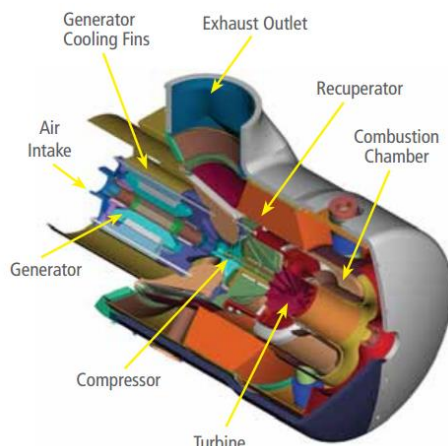


(b)

Figura 3.44 – (a) Módulo de células de combustível *PM 200*; (b) Veículo *Smith Newton* [66], [65].

Um outro exemplo de *Range Extender* de terceira geração é o produzido pela empresa americana *Capstone*. Os produtos desenvolvidos por esta empresa têm por base a utilização de microturbinas, sendo disponibilizadas soluções para vários níveis de potência. Para utilização como *Range Extender* destacam-se os modelos *C30* e *C65*, de 30 kW e 65 kW respetivamente [67]. Estas soluções destacam-se do sistema de segunda geração baseado em microturbina apresentada anteriormente (*Bladon Jets*), na medida em que integram um gerador elétrico juntamente com a microturbina. Devido a este método de construção estes sistemas são também chamados de turbogeradores.

Na Figura 3.45 é possível observar a estrutura interna de um *Range Extender* produzido pela *Capstone*, e um EREV (*Extended Range Electric Vehicle*) produzido pela mesma empresa.



(a)



(b)

Figura 3.45 – (a) Estrutura de um *Range Extender* da *Capstone* [67]; (b) *Capstone CMT-380* equipado com uma unidade *C30* [68].

O *Range Extender* desenvolvido pela *Peec-Power* (Figura 3.46) utiliza um motor de combustão interna construído de forma a não ser necessária a utilização de cambota. Esta abordagem resulta não só num módulo de conversão de energia mais eficiente, mas

permite também que a construção do mesmo se faça utilizando menos materiais e componentes que outros sistemas semelhantes [69].



Figura 3.46 – *Range Extender* desenvolvido pela *Peec-Power* [69].

A Tabela 3.2 contém informações disponibilizadas pelo fabricante relativamente ao *Range Extender* desenvolvido.

Tabela 3.2 – Características e estrutura do *Range Extender* desenvolvido pela *Peec-Power* [69].

Características	Valor
Potência [kW]	15 – 25
Velocidade [RPM]	1250 – 2500
Gerador	PMSM
Tensão de Saída [V] (CC)	Até 750
MCI	Pistões Opostos
Cilindrada [cc]	655
Cilindros	1
Pistões	2
Combustível	Gasolina
Peso [kg]	Aprox. 55

3.7. Conclusões

Os sistemas *Range Extender* são, atualmente e no futuro próximo, uma opção viável para superar as limitações dos veículos puramente elétricos. A capacidade de utilizar unicamente energia elétrica na maioria das deslocções, salvaguardando a possibilidade de recorrer a uma fonte de energia *onboard* que utiliza combustíveis convencionais para viagens mais longas, é a solução ideal para condutores que sofram da síndrome denominada *Range Anxiety* (ansiedade da autonomia).

Os sistemas baseados em células de combustível são os que apresentam melhores resultados em termos de emissões poluentes, manutenção, ruídos e vibrações, e

eficiência, sendo também os sistemas mais dispendiosos. Os sistemas que utilizam motores de combustão têm uma posição mais forte no mercado, principalmente devido ao facto de apresentarem um custo inferior.

As máquinas de fluxo axial são cada vez mais uma opção a ser levada em conta na hora de escolher um motor/gerador elétrico. A elevada densidade de potência que apresentam, o formato compacto com que são fabricadas, e a possibilidade de construção modular, tornam a sua integração possível em várias aplicações. Para funcionamento como motor em veículos elétricos é de destacar a sua adequabilidade para integração em sistemas *in-wheel* (colocados dentro das rodas).

Em relação às topologias de conversores de potência, apesar do conversor bidirecional selecionado utilizar mais semicondutores controláveis (o que por sua vez aumenta o grau de complexidade do controlo), a sua utilização salvaguarda uma possível utilização da máquina elétrica como motor de arranque do motor de combustão.

CAPÍTULO 4

Simulações do Conversor de Potência

4.1. Introdução

A utilização de ferramentas de simulação como passo intermédio no desenvolvimento de aplicações na área de eletrónica de potência é de valor inestimável. Graças a elas é possível estudar e comparar diferentes topologias e estratégias de controlo com o objetivo de encontrar o que melhor se adequa à aplicação que se pretende desenvolver. É possível também analisar a resposta do sistema para diferentes condições de funcionamento, o que permite não só antecipar possíveis anomalias que possam ocorrer e pôr em risco a saúde das pessoas, mas também diminuir os custos associados à substituição de componentes que se possam danificar durante a fase de testes. Contudo, as conclusões retiradas e os resultados obtidos através de simulação devem ser interpretados de forma cuidadosa, pois a fiabilidade dos mesmos é inerente à validade dos modelos introduzidos.

A ferramenta de simulação utilizada nesta dissertação tem o nome *PSIM* (versão 9.1), e é especialmente adequada para aplicações de eletrónica de potência. A vasta livraria de componentes disponibilizados, a possibilidade de programação da estratégia de controlo em linguagem *C*, e a familiaridade existente com a aplicação, foram fatores determinantes na escolha deste software.

Ao longo deste capítulo é apresentado o modelo de simulação do conversor de potência desenvolvido, sendo também descrita a estratégia de controlo implementada e analisados os resultados obtidos. Para além disso, são também apresentados os modelos de simulação de outros elementos inerentes à componente elétrica do sistema *Range Extender*, nomeadamente o sistema de armazenamento de energia e o gerador elétrico.

4.2. Andar de Potência

O circuito apresentado na Figura 4.1 corresponde ao modelo de simulação do andar de potência implementado no *PSIM*. Para além do conversor de potência, pode também ser visto na figura o modelo da máquina síncrona de ímanes permanentes

trifásica utilizada, bem como um conjunto de outros elementos necessários para o correto funcionamento da simulação.

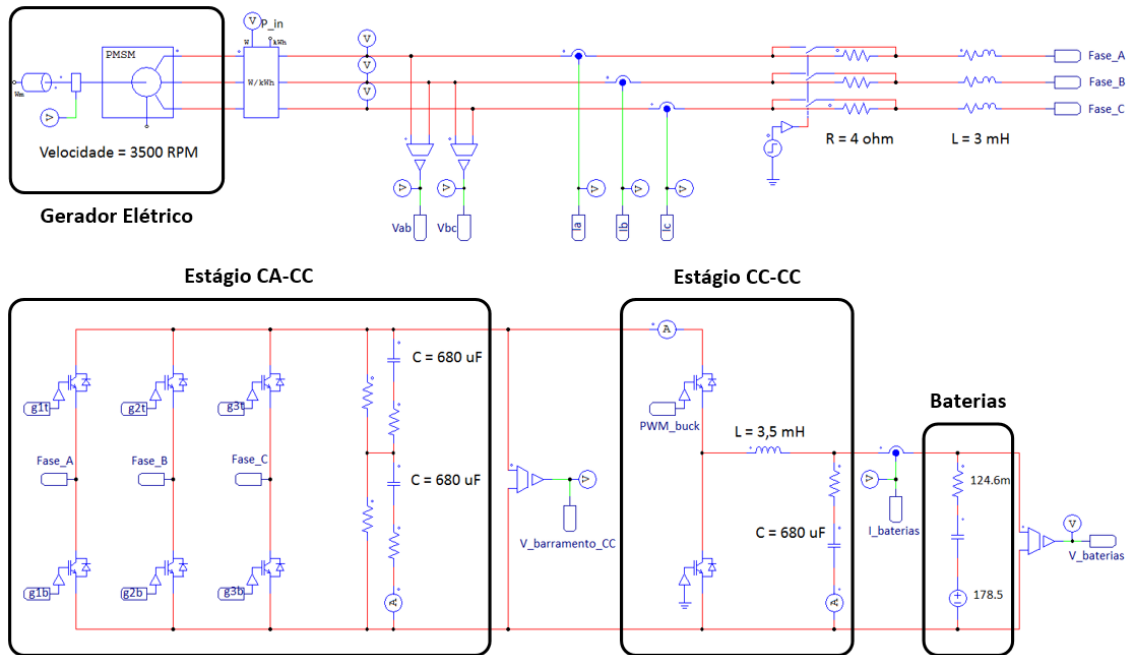


Figura 4.1 - Modelo do andar de potência implementado em *PSIM*.

É importante salientar que as simulações realizadas contemplam o funcionamento do sistema em regime permanente, o que significa que o gerador elétrico se encontra a rodar a uma velocidade de 3500 RPM desde o instante inicial da simulação.

4.3. Gerador Elétrico

O modelo do gerador elétrico criado em *PSIM* resultou da alteração do valor dos parâmetros da máquina síncrona de ímanes permanentes trifásica disponibilizada pelo software, em função dos dados fornecidos pelo fabricante da máquina elétrica utilizada. Na Figura 4.1 é possível observar o modelo do gerador elétrico utilizado na simulação, que, tal como referido anteriormente, opera somente à velocidade de 3500 RPM. Em função da velocidade a que o gerador é acionado e sabendo o número de polos do mesmo, é possível calcular a frequência das tensões geradas de acordo com a equação (4.1), onde n corresponde à velocidade em RPM, p representa o número de polos, e f diz respeito à frequência das tensões em Hz.

$$n = \frac{120 f}{p} \tag{4.1}$$

$$f = \frac{20 \times 3500}{120} = 583,33 \text{ Hz}$$

A Figura 4.2 (b) contém a forma de onda da tensão composta v_{AB} produzida pelo gerador à velocidade imposta (Figura 4.2 (a)). A partir da figura é possível verificar que v_{AB} é uma senoide com aproximadamente 583 Hz de frequência, e com sensivelmente 300 V de amplitude.

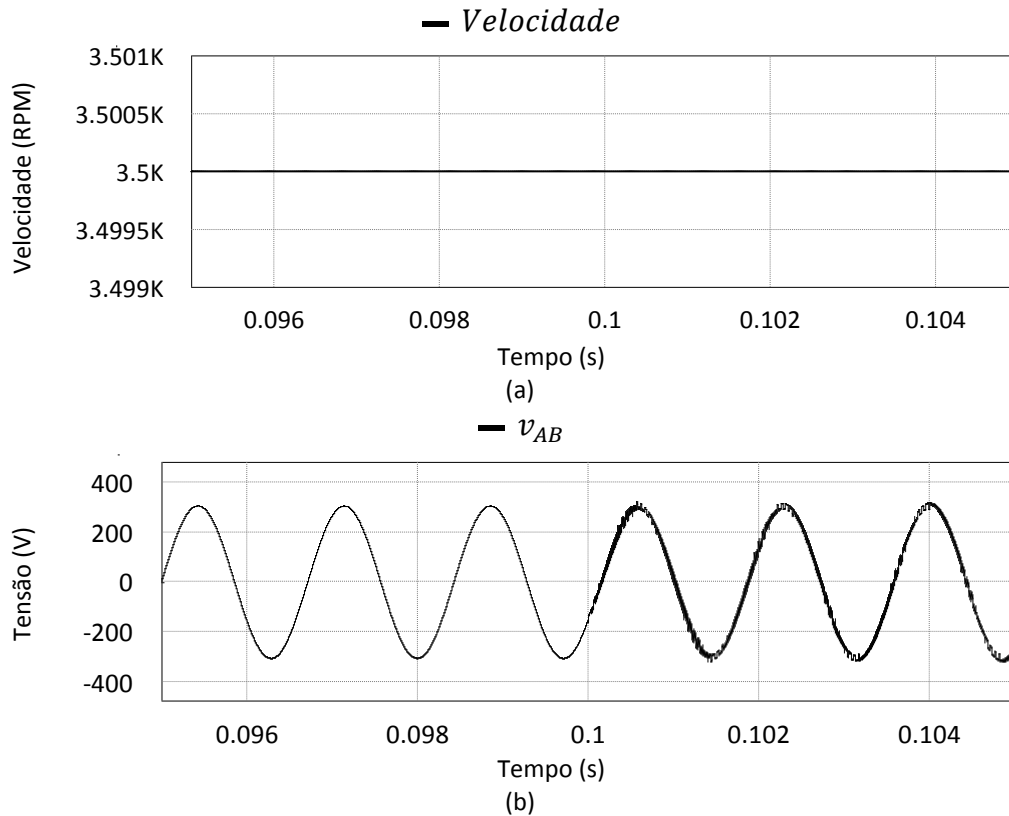


Figura 4.2 – (a) Velocidade de rotação do gerador; (b) Tensão composta v_{AB} produzida pelo gerador.

O ruído de alta frequência presente em v_{AB} a partir do instante $t = 0,1$ s é coincidente com o início da comutação dos semicondutores do conversor de potência.

4.4. Controle do Estágio CA-CC do Conversor de Potência

Na Figura 4.3 pode ser visto o bloco “Controlo_CA_CC” criado em *PSIM* onde foi implementado todo o controlo do conversor CA-CC (Corrente Alternada-Corrente Contínua) em linguagem *C*. Do lado esquerdo do bloco encontram-se as variáveis de entrada necessárias ao controlo do conversor, e cujo valor é proveniente quer de sensores de corrente (i_A, i_B, i_C), quer de sensores de tensão ($v_{AB}, v_{BC}, v_{Barramento_CC}$). Do lado direito do bloco estão as variáveis de saída do controlador, onde para além dos sinais de referência a serem utilizados pelo modelador (Ref_A, Ref_B, Ref_C), encontram-se também algumas variáveis internas ao bloco cuja monitorização é importante.

O bloco denominado *ZOH* (*Zero Order Hold* – retentor de ordem zero) define a frequência de amostragem dos sinais necessários ao sistema de controlo, sendo o seu valor de 40 kHz nesta simulação.

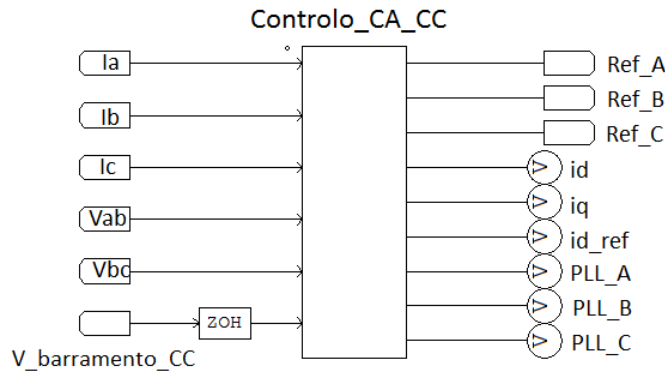


Figura 4.3 - Bloco “Controlo_CA_CC” implementado em PSIM.

O esquema que pode ser visto na Figura 4.4 é referente à estratégia adotada para o controlo do conversor CA-CC, e representa graficamente o conteúdo presente no interior do bloco “Controlo_CA_CC”. Ao longo dos próximos itens são descritos os princípios de funcionamento e apresentados resultados relativos aos diferentes componentes da estratégia de controlo.

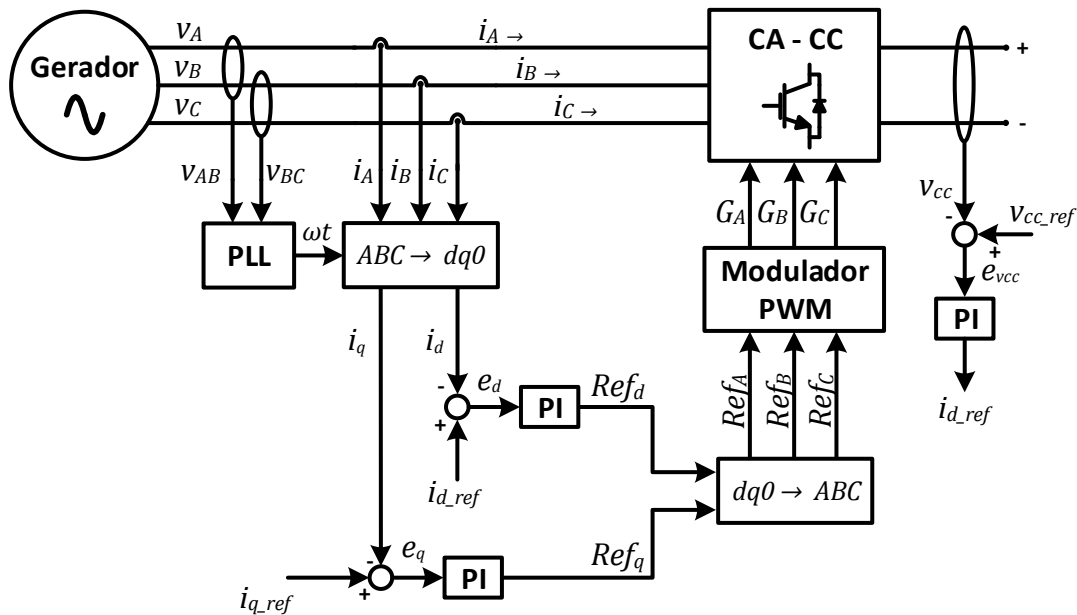


Figura 4.4 – Esquema da estratégia de controlo do conversor CA-CC.

4.4.1. PLL (*Phase-Locked Loop*)

A finalidade da PLL implementada neste trabalho consiste em gerar um ângulo (representado na Figura 4.4 por ωt) variante no tempo, que se encontre sincronizado com a sequência positiva da fundamental de uma das tensões produzidas pelo gerador

elétrico. O esquema apresentado na Figura 4.5 e adaptado de [70] representa o algoritmo implementado.

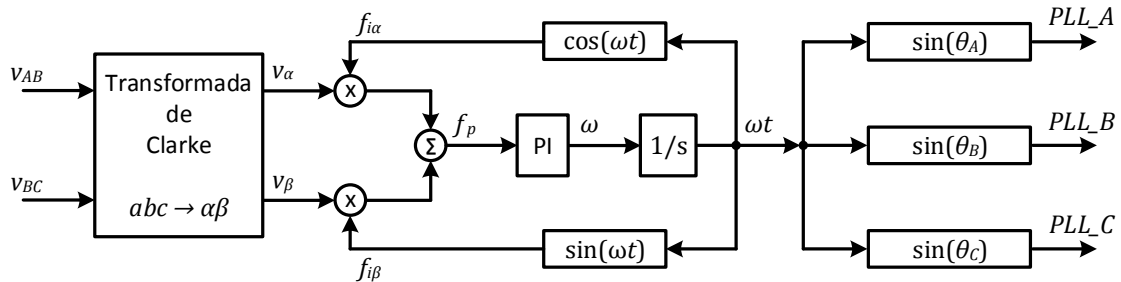


Figura 4.5 – Esquema da PLL digital implementada.

Com o acréscimo de algumas operações trigonométricas simples, a PLL implementada produz três valores (ângulos) variantes no tempo, cujos senos resultam em três ondas sinusoidais de amplitude unitária e em fase com as tensões simples v_A , v_B , e v_C . Para tal, parte-se das tensões compostas v_{AB} e v_{BC} , e recorrendo à transformada de Clarke passa-se para o referencial α - β , onde segundo o esquema de controlo apresentado e depois de um ajuste cuidadoso dos ganhos proporcional e integral do controlador PI (proporcional-integral), se obtém o ângulo ωt cujo seno corresponde a um sinal em fase com a tensão v_{AB} . Sabendo que num sistema trifásico a tensão composta v_{AB} se encontra 30° adiantada em relação a v_A , é simples chegar aos valores que é necessário subtrair ou somar a ωt para se obterem os ângulos adequados θ_A , θ_B , e θ_C , que serão posteriormente utilizados pelo sistema de controlo nas conversões entre o referencial abc e o referencial $dq0$.

Na Figura 4.6 são apresentados os resultados de simulação da PLL digital relativamente à fase A, em diferentes etapas da simulação. As primeiras formas de onda (Figura 4.6 (a)) são referentes à tensão v_A e respetivo sinal PLL_A , durante um curto espaço de tempo desde o instante inicial da simulação. A partir das mesmas é possível concluir que aproximadamente após 4 ciclos de v_A , o sinal PLL_A já se encontra sincronizado com a tensão.

Enquanto que a Figura 4.6 (a) apresenta o comportamento da PLL para condições quase ideais, os resultados expostos na Figura 4.6 (b) foram obtidos com o conversor de potência já em funcionamento. Esta situação tem como consequência o aparecimento de ruído de alta frequência (frequência de comutação) nas tensões do sistema, facto que não deve alterar o comportamento da PLL, pois a mesma deve ser capaz de produzir os sinais de saída pretendidos ainda que os sinais de entrada estejam em certa medida distorcidos. Mediante as formas de onda apresentadas na Figura 4.6 (b) verifica-se que

apesar da já referida presença de conteúdo harmónico de elevada frequência, o sinal PLL_A mantém-se em fase com a tensão v_A .

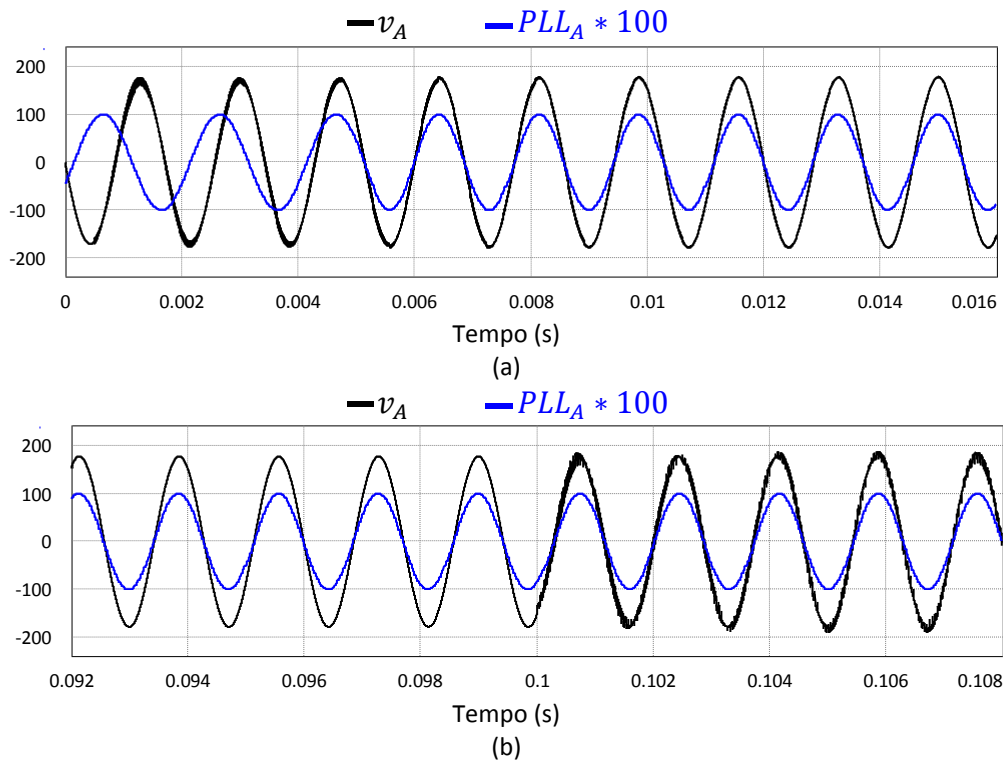


Figura 4.6 – Resultados da PLL implementada: (a) Fase A (preto) e sinal PLL_A (azul) logo após o instante inicial da simulação; (b) Fase A (preto) e sinal PLL_A (azul) aquando da entrada em funcionamento do conversor.

Relativamente aos sinais PLL_B e PLL_C , estes encontram-se 120° desfasados entre si e em relação a PLL_A , tal como acontece com as respetivas tensões.

4.4.2. Regulação da Tensão no Barramento CC

Tal como fora referido na secção 3.5, dedicada a conversores de potência, a topologia adotada para realizar a conversão de CA para CC é o comum conversor trifásico bidirecional totalmente controlado. Na mesma secção aludiu-se também ao facto de, para o correto funcionamento do conversor, ser necessário manter a tensão no barramento CC num nível superior à tensão de pico da composta do lado CA. Tal acontece pois devido à existência de díodos em antiparalelo com os semicondutores controláveis, caso a tensão no lado CC seja inferior à do lado CA, o conversor comporta-se como uma ponte retificadora a díodos. Com esta restrição em mente e mediante os dados fornecidos pelo fabricante do gerador eléctrico, estipulou-se o valor de 500 V como tensão de referência para o barramento CC do conversor.

No esquema apresentado na Figura 4.7 o sinal $v_{cc,ref}$ corresponde à referência de tensão pretendida para o barramento CC, enquanto que o sinal v_{cc} representa a tensão

medida no barramento. O sinal de erro (e_{vcc}) resultante da diferença entre a referência e o valor medido é introduzido num controlador PI, cuja saída consiste na referência i_{d_ref} que será utilizada na malha interna de controlo de corrente, e a partir da qual é feita a regulação da tensão no barramento CC.

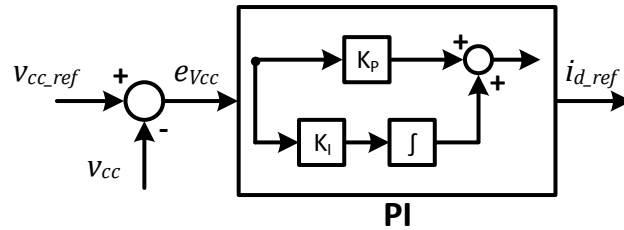


Figura 4.7 – Malha externa de controlo da tensão no barramento CC.

Como se pode ver na Figura 4.7 o controlador PI implementado é regido segundo a equação (4.2).

$$i_{d_ref} = K_{p_vcc} e_{vcc} + K_{I_vcc} \text{sum_}e_{vcc} \quad (4.2)$$

A evolução da tensão no barramento CC está apresentada na Figura 4.8, sendo que a mesma pode ser dividida em três etapas distintas.

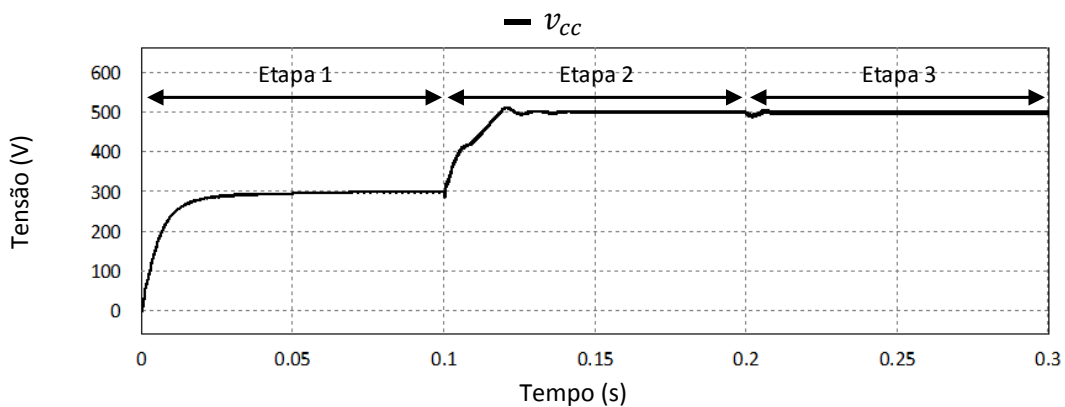


Figura 4.8 – Evolução da tensão no barramento CC ao longo da simulação.

Desde o instante inicial $t = 0$ s até $t = 0,1$ s (Etapa 1), o conversor encontra-se desligado, sendo o carregamento dos condensadores realizado por intermédio dos díodos em antiparalelo com os semicondutores controláveis, que tal como referido previamente formam um retificador trifásico. De forma a limitar o valor de corrente com que é feito o carregamento, utiliza-se uma resistência em série com cada fase, sendo que a tensão no barramento CC sobe até um valor muito próximo do pico da tensão composta (aproximadamente 300 V) durante este período de tempo.

Em $t = 0,1$ s passam a ser aplicados os sinais de comando nas *gates* dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), com o intuito de elevar a tensão no barramento CC para o valor de referência de 500 V. Entre $t = 0,1$ s e $t = 0,2$ s (Etapa 2) o processo de pré-carga passa então a ser controlado, devendo a tensão subir até 500 V e estabilizar em torno desse valor. Na Figura 4.9 é possível observar a ligeira sobre-elongação (*overshoot*) da tensão após ser atingido o valor de referência, e a diminuição gradual do erro ao longo do tempo.

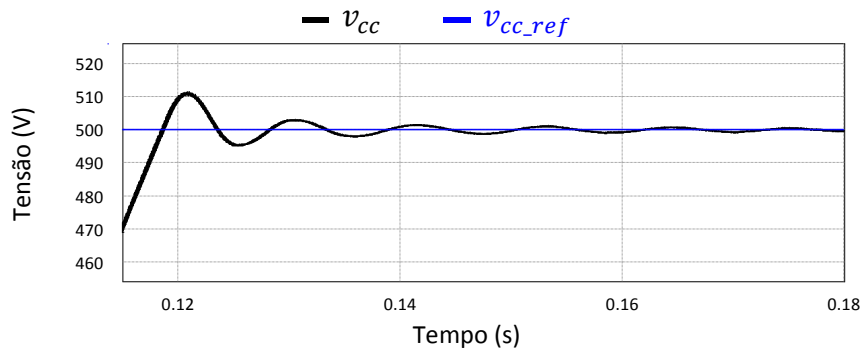


Figura 4.9 - Evolução da tensão no barramento CC após ser atingido o valor de referência.

A partir do instante $t = 0,2$ s (Etapa 3) inicia-se o processo de carregamento do sistema de baterias. Na Figura 4.10 verifica-se que imediatamente antes do instante $t = 0,2$ s, a tensão no barramento CC está perfeitamente sobreposta à tensão de referência, e que em $t = 0,2$ s ocorre uma pequena queda de tensão que é rapidamente compensada.

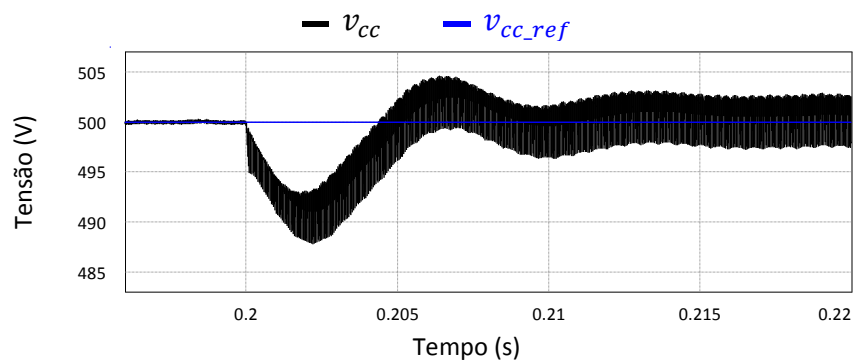


Figura 4.10 - Evolução da tensão no barramento CC após o início do processo de carregamento do sistema de baterias.

A forma de onda presente na Figura 4.11 permite analisar o *ripple* em regime permanente presente em v_{cc} , cujo valor é de aproximadamente 5 V, ou seja, representa cerca de 1% da tensão do barramento CC.

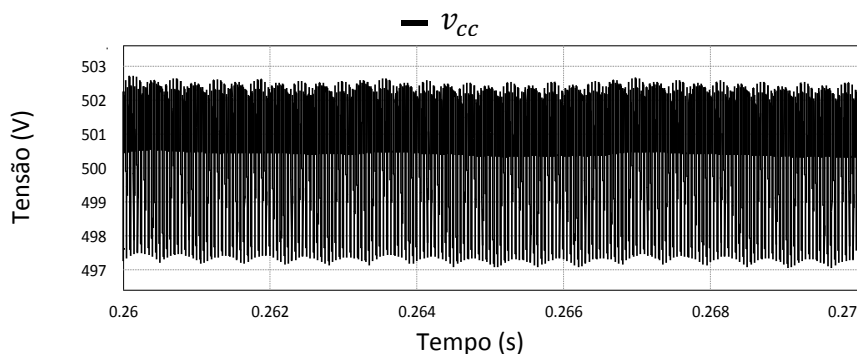


Figura 4.11 - Evolução da tensão no barramento CC em regime permanente.

4.4.3. Controlo de Corrente por PI Síncrono

A opção de realizar o controlo de corrente no referencial síncrono ($d-q$) teve por base o facto de os controladores PI serem capazes de eliminar o erro em regime permanente quando operam com grandezas constantes. Recorrendo à transformada apresentada na equação (4.3) efetua-se a passagem de um sistema em coordenadas abc para o referencial $d-q$, o que tem como resultado a transformação de um sistema com três componentes alternadas, em um sistema com duas componentes contínuas.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Uma vez que é necessário aplicar a transformada às correntes medidas, e em seguida aplicar a transformada inversa às saídas dos controladores PI, a implementação do controlo por PI síncrono aumenta um pouco a complexidade da estratégia e exigência a nível de processamento. Contudo, a melhoria nos resultados obtidos e a grande capacidade de processamento dos microcontroladores atuais (como por exemplo o DSC utilizado) justificam a sua escolha.

É importante referir que os argumentos das funções $\sin()$ e $\cos()$ presentes na equação (4.3), são provenientes da PLL digital apresentada anteriormente, ou seja, partindo da equação (4.3) é possível escrever as expressões implementadas para o cálculo de i_d e i_q , de acordo com as equações (4.4) e (4.5), respetivamente.

$$i_d = \frac{2}{3} (i_A \sin(\theta_A) + i_B \sin(\theta_B) + i_C \sin(\theta_C)) \quad (4.4)$$

$$i_q = \frac{2}{3} (i_A \cos(\theta_A) + i_B \cos(\theta_B) + i_C \cos(\theta_C)) \quad (4.5)$$

Depois das correntes medidas serem convertidas para o referencial síncrono é feita a comparação das mesmas com os valores de referência pretendidos. Como descrito na secção anterior, a referência i_{d_ref} é proveniente da malha exterior de controlo da tensão no barramento CC. Relativamente à referência i_{q_ref} , a partir da qual é possível controlar o fator de potência ($\cos \Phi$) entre as tensões e as correntes de fase, define-se o seu valor como 0 de forma a obter-se fator de potência unitário.

O esquema da Figura 4.12 ilustra a malha interna de controlo de corrente descrita até ao momento, faltando apenas fazer referência aos sinais Ref_d e Ref_q , resultantes dos controladores PI implementados segundo as expressões (4.6) e (4.7), respetivamente.

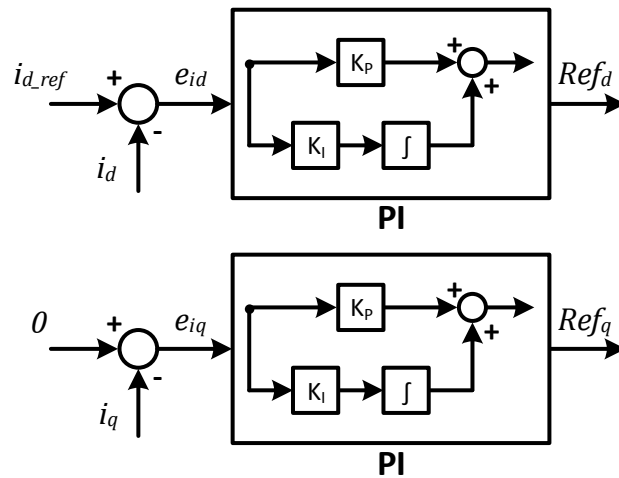


Figura 4.12 - Malha interna de controlo das correntes no referencial $d-q$.

$$Ref_d = K_{P_{id}} e_{id} + K_{I_{id}} \text{sum_}e_{id} \quad (4.6)$$

$$Ref_q = K_{P_{iq}} e_{iq} + K_{I_{iq}} \text{sum_}e_{iq} \quad (4.7)$$

O ajuste dos ganhos proporcional e integral ($K_{P_{id}}$, $K_{I_{id}}$, $K_{P_{iq}}$, $K_{I_{iq}}$, $K_{P_{vcc}}$ e $K_{I_{vcc}}$) inerentes aos três controladores PI implementados, representa uma das tarefas de maior importância na implementação, quer do modelo de simulação, quer do protótipo desenvolvido. Visto que o ajuste de cada parâmetro afeta o sistema de forma diferente, é crucial que a sintonização dos controladores seja feita de tal forma que a interação entre eles resulte numa resposta que esteja de acordo com o pretendido. Assim, é necessário chegar a um compromisso entre o tempo em regime transiente e sobre-elongação da resposta através do ajuste de K_p , bem como eliminação do erro em regime permanente sem causar grandes sobre-elongações e/ou oscilações através do ajuste de K_I .

Os resultados de simulação apresentados em seguida permitem comparar as referências i_{d_ref} e i_{q_ref} face às correntes i_d e i_q , respetivamente. Para ambas as

componentes de corrente os resultados apresentados iniciam-se em $t = 0,1$ s, que corresponde ao instante em que passam a ser aplicados os sinais PWM às *gates* dos IGBTs.

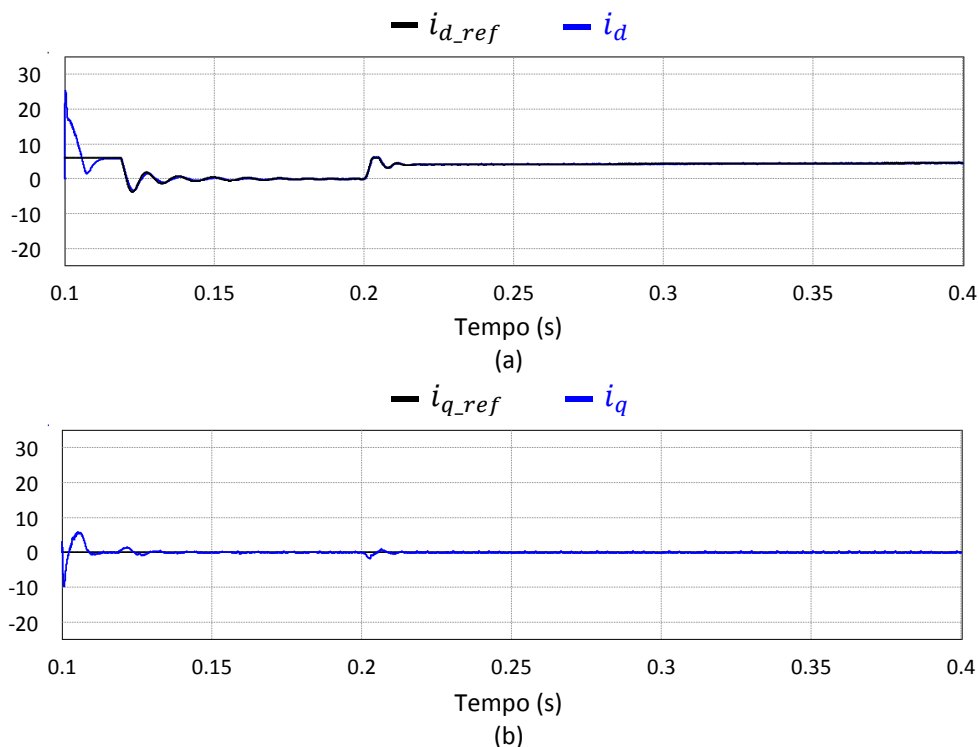


Figura 4.13 – Correntes no referencial síncrono (d - q): (a) Evolução de i_d (azul) em relação a i_{d_ref} (preto); (b) Evolução de i_q (azul) em relação a i_{q_ref} (preto).

Na Figura 4.13 pode ver-se que após um pequeno período inicial onde i_d é bastante elevada (devido ao facto de estar a ser feita a segunda fase da pré-carga dos condensadores do barramento CC), esta passa a seguir fielmente a referência i_{d_ref} . Visto que o conversor se encontra sem carga, o valor de i_d decai para 0 assim que a tensão no barramento CC atinge os 500 V, onde permanece até se iniciar o processo de carregamento das baterias em $t = 0,2$ s. Depois de uma pequena sobre-elongação provocada pela variação abrupta de carga, i_d estabiliza e volta a acompanhar i_{d_ref} de forma muito próxima.

Relativamente a i_q , verifica-se também que após um período inicial de transição, o valor de referência (0) é atingido e acompanhado de forma muito próxima durante todo o período de funcionamento. Tal como acontece com i_d , a variação mais significativa de i_q ocorre em $t = 0,2$ s, devido à variação de carga imposta.

Mediante os resultados apresentados, quer para i_d , quer para i_q , é possível concluir que os valores de ganho seleccionados se adequam às necessidades do sistema,

uma vez que os valores de referência são atingidos, os erros em regime permanente são praticamente nulos, e o sistema é também robusto face a variações nas referências.

Em seguida são apresentados os resultados de simulação referentes às correntes de entrada do conversor de potência. Na Figura 4.14 são apresentados vários resultados relativos às correntes de fase em diferentes instantes da simulação.

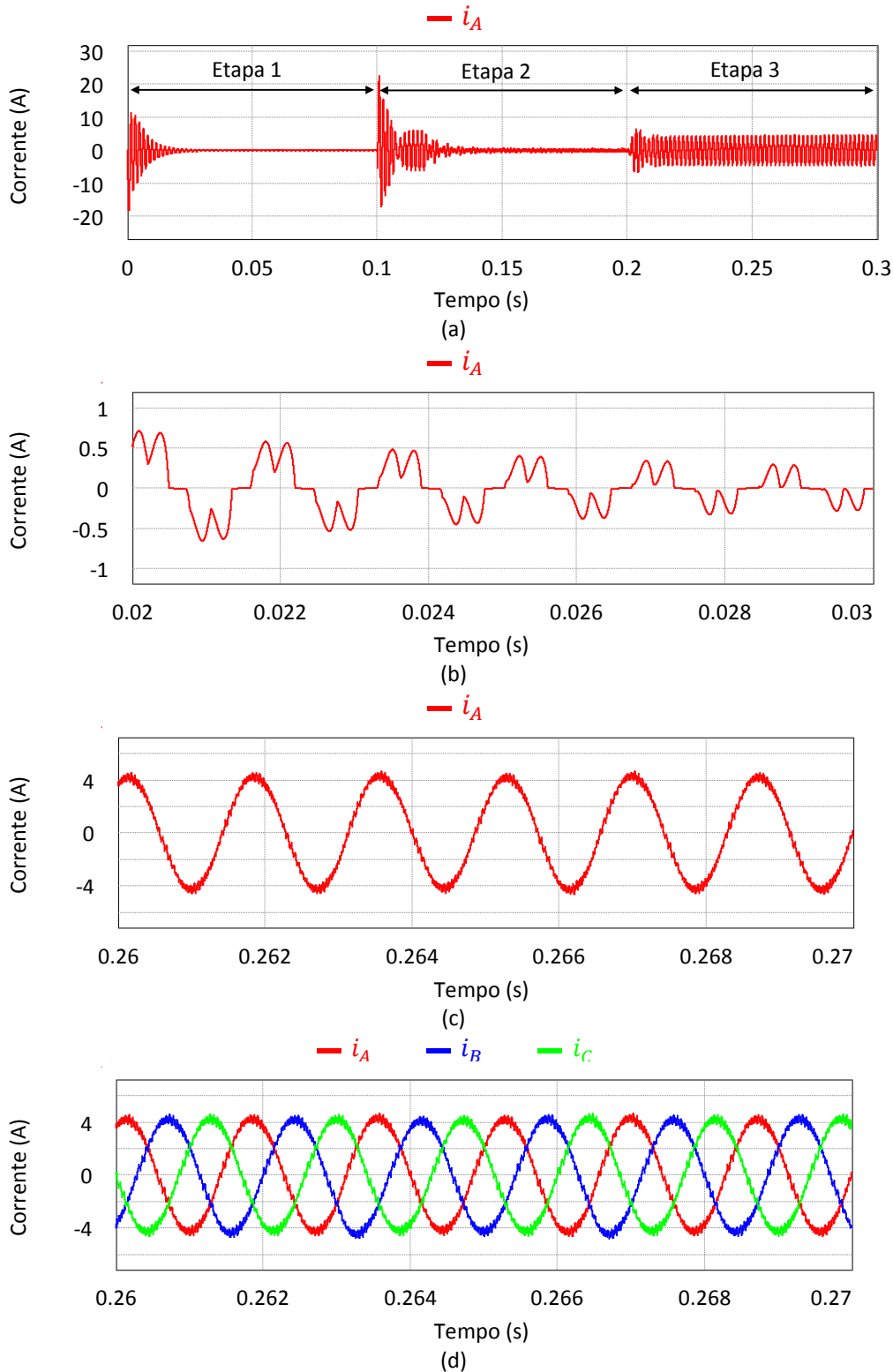


Figura 4.14 - Formas de onda da corrente: (a) i_A ao longo da simulação; (b) i_A durante a primeira etapa; (c) i_A em regime permanente (Etapa 3); (d) i_A , i_B , e i_C em regime permanente .

As etapas definidas na Figura 4.14 (a) correspondem aos vários estágios de carregamento dos condensadores do barramento CC mencionados na secção anterior. À medida que a tensão do lado CC sobe, o valor de corrente da fonte diminui, e visto que durante a Etapa 1 são os díodos do conversor CA-CC que fazem a retificação da tensão, as correntes de fase têm a forma de onda apresentada na Figura 4.14 (b). A partir de $t = 0,2$ s inicia-se o carregamento do sistema de baterias, pelo que no intervalo de tempo correspondente aos resultados apresentados na Figura 4.14 (c) e na Figura 4.14 (d), o sistema já se encontra estabilizado e a operar com correntes praticamente sinusoidais, cumprindo assim um dos principais requisitos do projeto.

Relativamente ao desfasamento entre tensões e correntes produzidas pelo gerador elétrico, os resultados apresentados na Figura 4.15 permitem concluir que o mesmo é praticamente inexistente, cumprindo-se assim também o objetivo referente à obtenção de fator de potência ($\cos \Phi$) unitário.

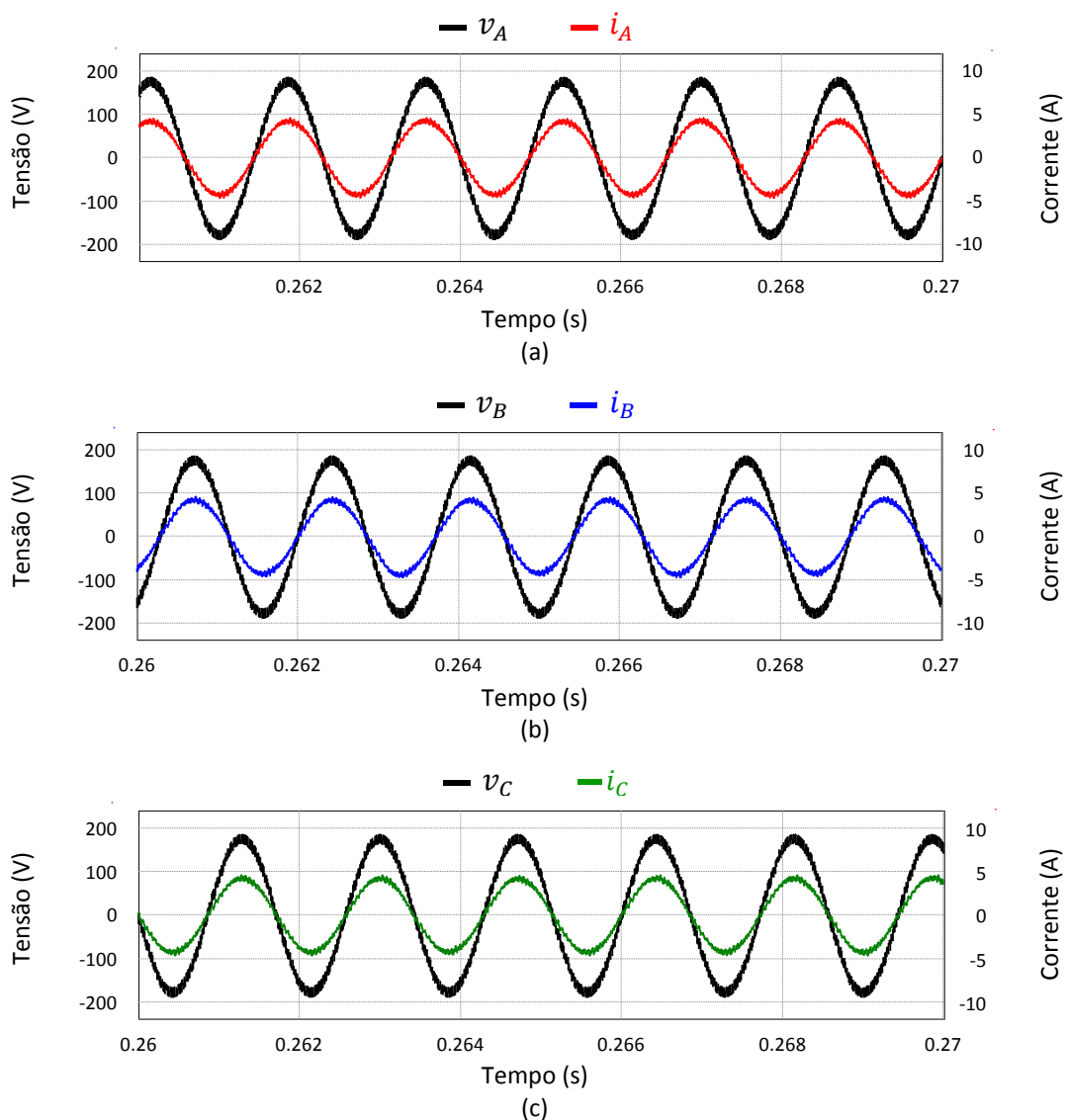


Figura 4.15 – Tensões e correntes nas 3 fases: (a) Fase A; (b) Fase B; (c) Fase C.

4.4.4. Modulador PWM

Depois de obtidos os sinais de referência provenientes das malhas de controle, é necessário fazer com que estes cheguem de forma adequada aos semicondutores presentes no circuito de potência. Com a finalidade de realizar esta interface entre circuito de comando e circuito de potência, existem várias técnicas que podem ser implementadas, sendo que o principal propósito de todas elas consiste em determinar, a partir dos sinais de referência, a largura adequada (*duty-cycle*) dos pulsos a serem aplicados às *gates* dos semicondutores controláveis.

De entre as várias técnicas de modulação por largura de impulso disponíveis, o destaque vai para as do tipo *Carrier Based* e baseadas em Modelação Vetorial (SVM - *Space Vector Modulation*), existindo no entanto outras bastante populares como por exemplo modulação por *Periodic Sampling*.

Nesta dissertação a técnica adotada é denominada PWM Sinusoidal (SPWM - *Sinusoidal PWM*) e é do tipo *Carrier Based*. O princípio básico desta técnica de modulação passa por comparar o sinal de referência (onda sinusoidal) com um onda triangular ou dente de serra (denominada “portadora”) de frequência igual à frequência com que se pretende efetuar a comutação dos semicondutores.

No exemplo apresentado na Figura 4.16 o sinal de referência corresponde a uma senoide com um frequência de 50 Hz, e a portadora é uma onda triangular com uma frequência de 1 kHz. O sinal PWM resultante é apresentado na Figura 4.16 (b), sendo que o estado “1” é obtido quando o sinal de referência é superior à onda triangular, e o estado “0” ocorre na situação oposta.

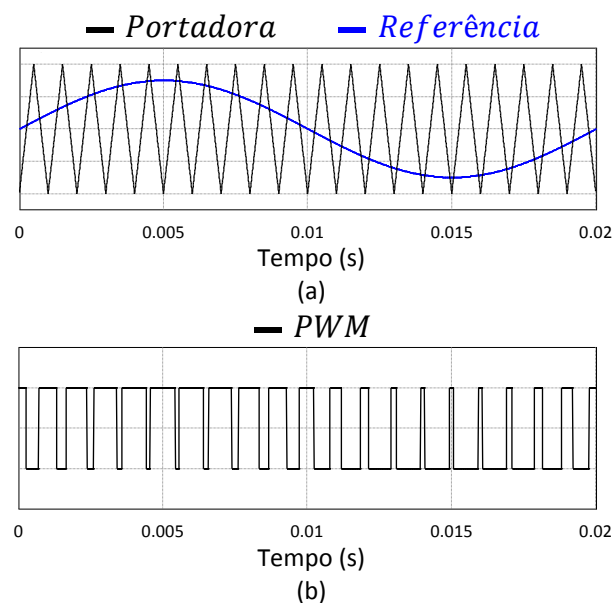


Figura 4.16 – Exemplo de funcionamento da técnica de modulação SPWM: (a) Onda portadora (preto) e sinal de referência (azul); (b) Sinal PWM resultante.

Tratando-se o conversor CA-CC implementado de um dispositivo composto por 6 semicondutores controláveis, é então necessário gerar igual número de sinais PWM. Contudo, visto que os dois semicondutores presentes em cada braço do conversor não podem estar em condução simultaneamente, o sinal aplicado ao semicondutor inferior é o complementar do aplicado ao superior. Assim, é apenas necessário gerar três sinais PWM (1 por fase), pois os três restantes resultam da negação dos três calculados. O bloco modulador implementado em *PSIM* pode ser visto na Figura 4.17.

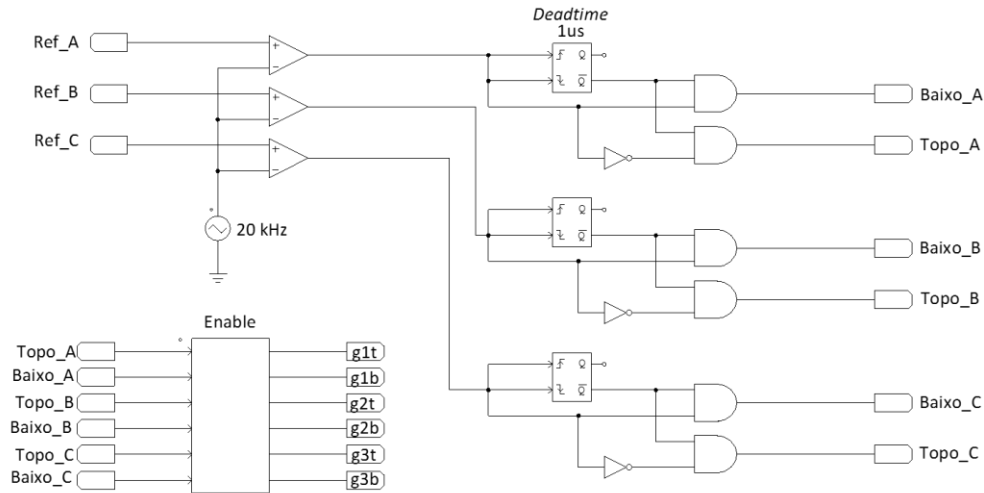


Figura 4.17 – Modulador PWM implementado em *PSIM*.

Relativamente às referências Ref_A , Ref_B , e Ref_C , é possível observar na Figura 4.4 que as mesmas são obtidas através da passagem dos sinais Ref_d e Ref_q (resultantes dos controladores PI da malha de controlo de corrente) do referencial dq para o referencial abc . Para tal, utiliza-se a transformada apresentada na equação (4.8).

$$\begin{bmatrix} Ref_A \\ Ref_B \\ Ref_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \\ \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ref_d \\ Ref_q \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

As equações (4.9), (4.10), e (4.11), são adaptadas da equação (4.8) e correspondem às expressões implementadas em simulação para cálculo das referências. As formas de onda resultantes estão expostas na Figura 4.18 (a), onde se verifica que as três referências estão desfasadas 120° entre si e têm uma frequência igual à fundamental das tensões produzidas pelo gerador elétrico (583,33 Hz).

$$Ref_A = (Ref_d \sin(\theta_A) + Ref_q \cos(\theta_A)) \quad (4.9)$$

$$Ref_B = (Ref_d \sin(\theta_B) + Ref_q \cos(\theta_B)) \quad (4.10)$$

$$Ref_C = (Ref_d \sin(\theta_C) + Ref_q \cos(\theta_C)) \quad (4.11)$$

A frequência de comutação pretendida para os semicondutores é de 20 kHz, pelo que os três sinais de referência Ref_A , Ref_B , e Ref_C são então comparados com a mesma onda triangular com esse valor de frequência (Figura 4.18 (b)).

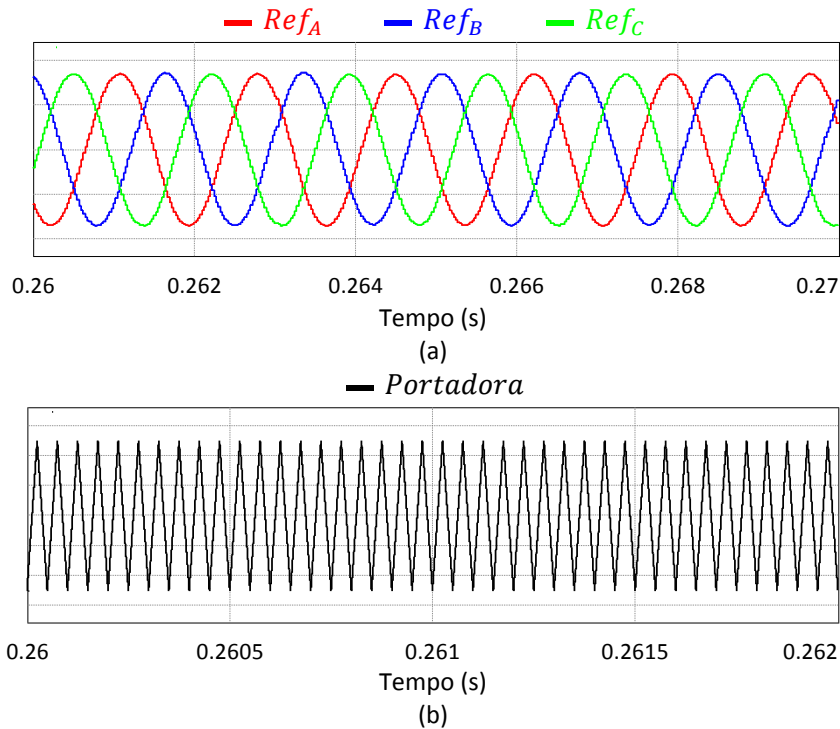


Figura 4.18 – (a) Sinais de referência gerados pelo sistema de controlo; (b) Onda portadora com frequência de 20 kHz.

De forma a garantir a não ocorrência de curto-circuito do barramento CC devido à condução simultânea dos dois semicondutores de um braço, é imprescindível a adição de um tempo-morto (*deadtime*) aos sinais PWM aquando das transições de nível “1” para nível “0” e vice-versa. Sabendo que o funcionamento do conversor se degrada com o aumento do tempo-morto, adotou-se o valor de 1 μ s tanto em simulação como na prática. Na Figura 4.17 está indicado o componente disponibilizado no *PSIM* para a adição do referido tempo-morto.

As formas de onda presentes na Figura 4.19 são sinais PWM aplicados aos semicondutores de um dos braços do conversor, onde é visível o *deadtime* de 1 μ s entre os estados a “1” de cada semicondutor.

Ainda relativamente à Figura 4.17 é possível também observar um bloco denominado “*Enable*”, cuja finalidade consiste apenas em permitir, ou não, a aplicação

dos sinais PWM às *gates* dos IGBTs, em função da etapa atual no processo de carregamento dos condensadores do barramento CC.

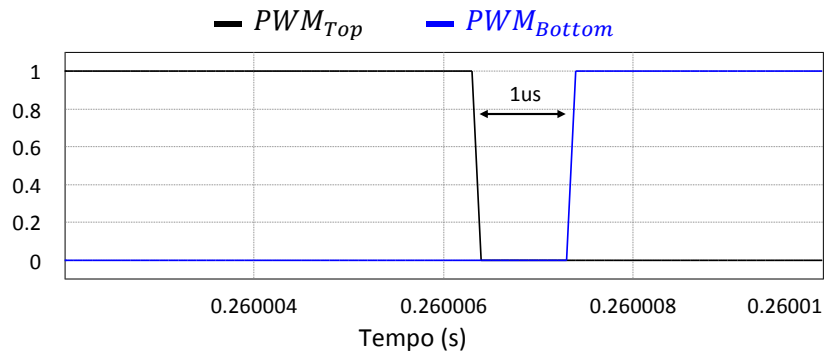


Figura 4.19 – Pormenor do *deadtime* entre os sinais PWM aplicados aos IGBTs de um braço do conversor de potência.

4.5. Controlo do Estágio CC-CC do Conversor de Potência

O circuito de potência relativo ao conversor CC-CC encontra-se devidamente assinalado na Figura 4.1. Apesar de não ser o foco desta dissertação e como tal não serem apresentados resultados de simulação relativos a esta característica, a topologia de conversor adotada permite trânsito de potência bidirecional. Para esta dissertação interessa apenas transferir energia desde o gerador elétrico até ao sistema de baterias, pelo que a função do conversor CC-CC passa por adequar a tensão do barramento CC (500 V) aos níveis necessários para a realização do carregamento do sistema de baterias utilizado. Como tal, face às características do sistema o conversor opera em modo abaixador de tensão (*step-down* ou *buck*), o que leva a que apenas sejam aplicados sinais de controlo ao semicondutor superior do conversor. Relativamente ao semicondutor inferior, é apenas utilizado o diódo existente em antiparalelo, completando assim a malha do conversor *buck*.

A Figura 4.20 representa graficamente a estratégia adotada para o controlo do conversor CC-CC.

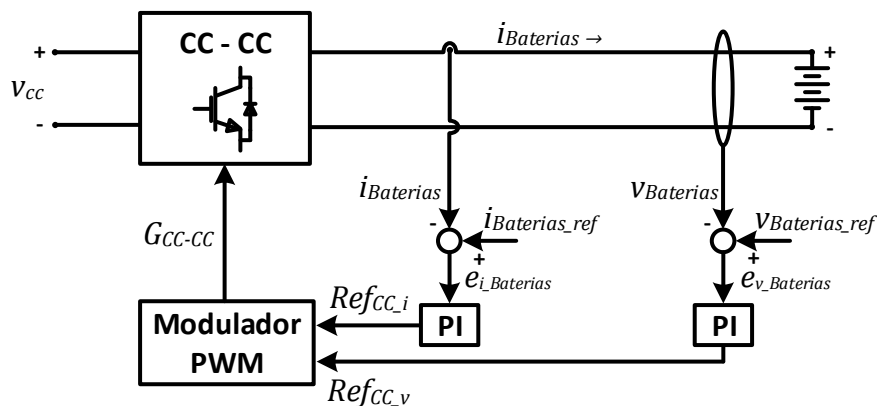


Figura 4.20 - Esquema da estratégia de controlo do conversor CC-CC.

Devido à necessidade de implementação de diferentes estágios de carregamento são necessárias medições da corrente que flui para as baterias e da evolução da tensão nas mesmas. Dependendo da fase atual no processo de carregamento, os sinais utilizados para realimentação da malha de controlo são provenientes, ou de um sensor de corrente ($i_{Baterias}$), ou de um sensor de tensão ($v_{Baterias}$). Estes sinais são comparados com os respetivos valores de referência estipulados para cada estágio, e os sinais de erro resultantes são introduzidos em controladores PI regidos pelas equações (4.12) e (4.13).

$$Ref_{CC_i} = K_{p_{iBat}} e_{iBaterias} + K_{I_{iBat}} sum_{-}e_{iBaterias} \quad (4.12)$$

$$Ref_{CC_v} = K_{p_{vBat}} e_{vBaterias} + K_{I_{vBat}} sum_{-}e_{vBaterias} \quad (4.13)$$

O conjunto de elementos exibido na Figura 4.21 corresponde ao modelo de controlo do conversor CC-CC implementado em *PSIM*.

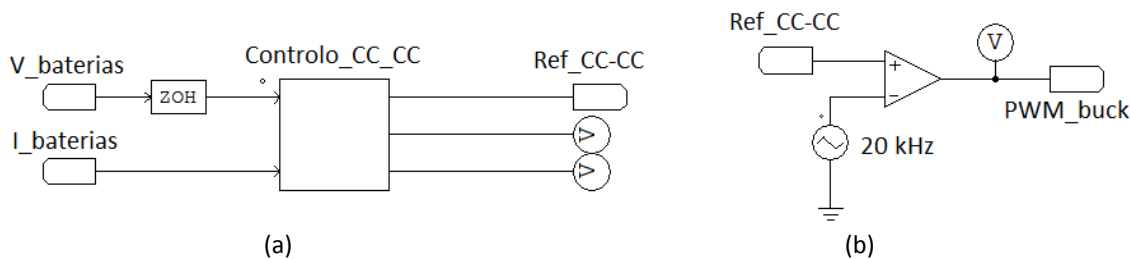


Figura 4.21 – (a) Bloco “Controlo_CC_CC” onde está implementado o controlo do conversor em linguagem C; (b) Circuito modulador.

Os sinais de entrada do bloco “Controlo_CC_CC” são amostrados com uma frequência de 40 kHz. Este bloco é responsável pela geração do sinal de referência, que será posteriormente comparado com uma onda triangular com uma frequência de 20 kHz, de forma a ser produzido o padrão PWM aplicado à *gate* do IGBT que se pretende controlar.

4.5.1. Algoritmo de Carregamento

Dependendo do tipo de bateria utilizada existem diferentes algoritmos de carregamento, mais ou menos eficientes, que podem ser empregues. Estes algoritmos consistem em diferentes estágios de tensão e corrente a que as baterias são sujeitas, e que no caso das baterias de chumbo ácido utilizadas passa pela aplicação de um estágio de corrente constante, seguindo de um outro de tensão constante. Na Figura 4.22 encontra-se um gráfico exemplificativo do algoritmo implementado.

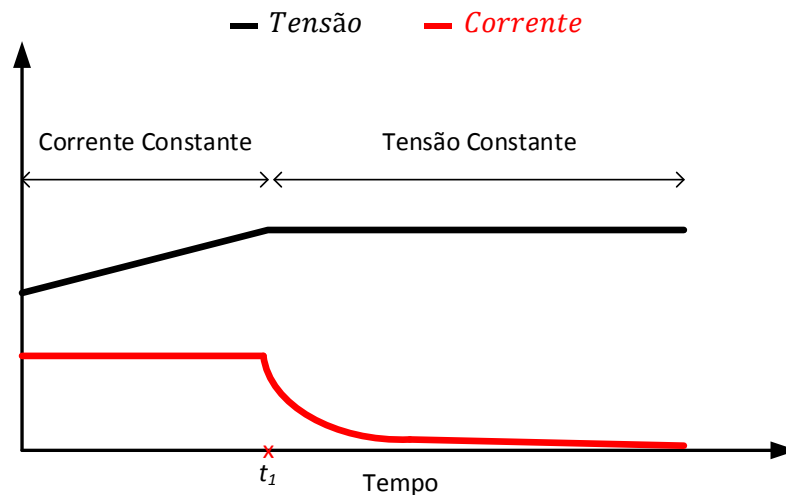


Figura 4.22 – Evolução da tensão (preto) e corrente (vermelho) nas baterias durante os estágios de corrente constante e tensão constante.

Durante o estágio de corrente constante, também denominado de *Bulk Stage*, as baterias são carregadas até aproximadamente 85% da sua capacidade total. O valor de corrente utilizado durante esta fase tem obviamente influência na duração do carregamento, devendo contudo ser respeitado o valor máximo indicado pelo fabricante (6,5 A). Com o passar do tempo a tensão das células vai aumentando, sendo este o critério utilizado para sinalizar o momento de passagem ao estágio seguinte. Nas baterias utilizadas quando a tensão das células estiver entre 2,35 V e 2,4 V, deve passar-se ao estágio de tensão constante. Nesta fase, também denominada de *Absorption Stage*, a tensão é mantida num valor constante de 2,4 V por célula, o que faz com que a corrente a fluir para as baterias decaia rapidamente. Quando esta corrente atingir um valor inferior a 0,1 A o processo de carregamento está concluído.

É ainda possível aplicar um estágio complementar (*Float Stage*) que tem como finalidade compensar a perda de energia devida à auto descarga das baterias.

4.5.2. Modelo da Bateria

O modelo de bateria utilizado para efeitos de simulação pode ser visto na Figura 4.1 e novamente na Figura 4.23.

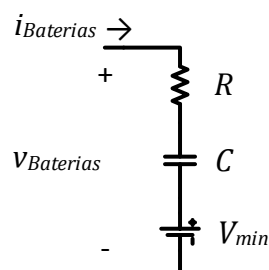


Figura 4.23 – Modelo de bateria utilizado em simulação.

O elemento resistivo presente no modelo representa a resistência interna da bateria, e é um parâmetro normalmente fornecido pelo fabricante do componente. Para as baterias utilizadas este valor é de 7,33 mΩ, o que resulta numa resistência total de 124,61 mΩ no conjunto das 17 baterias, visto que as mesmas se encontram ligadas em série.

O condensador tem como função armazenar energia. Devido a limitações no que toca a poder de processamento, o valor de capacidade atribuído ao condensador está longe daquele que seria o correto, caso se pretendesse armazenar a mesma quantidade de energia que com as baterias. O valor atribuído resulta de um compromisso entre um tempo total de simulação que seja útil, e o tempo que se pretenda que demore um carregamento completo.

Relativamente à fonte de tensão, a finalidade da mesma no modelo implementado passa por estabelecer o limite inferior de tensão onde a bateria é considerada completamente descarregada (*cut-off voltage*). Dado que o nível de tensão das baterias utilizadas a partir do qual as mesmas são consideradas como descarregadas é de 10,5 V, definiu-se 178,5 V como nível de tensão a ser atribuído à fonte.

4.5.3. Resultados de Simulação do Conversor CC-CC

Os resultados apresentados em seguida foram obtidos a partir da simulação do conversor CC-CC em conjunto com o restante andar de potência (Figura 4.1), e não da simulação do conversor CC-CC de forma exclusiva.

As formas de onda presentes na Figura 4.24 correspondem à corrente com que é feito o carregamento das baterias durante o estágio de corrente constante, sendo que o valor de referência estipulado é de 6 A. Na Figura 4.24 (a) observa-se o instante da entrada em funcionamento do conversor ($t = 0,2$ s) e a rápida subida da corrente para o valor de referência. A forma de onda apresentada na Figura 4.24 (b) permite analisar com maior detalhe a corrente e o *ripple* presente na mesma à frequência de comutação (20 kHz).

Relativamente à evolução da tensão nas baterias a mesma pode ser vista na Figura 4.25. É de notar que o tempo decorrido (aproximadamente 0,5 s) desde que a tensão sobe do valor inicial até atingir o valor final seria totalmente inconcebível caso se trata-se de um sistema real.

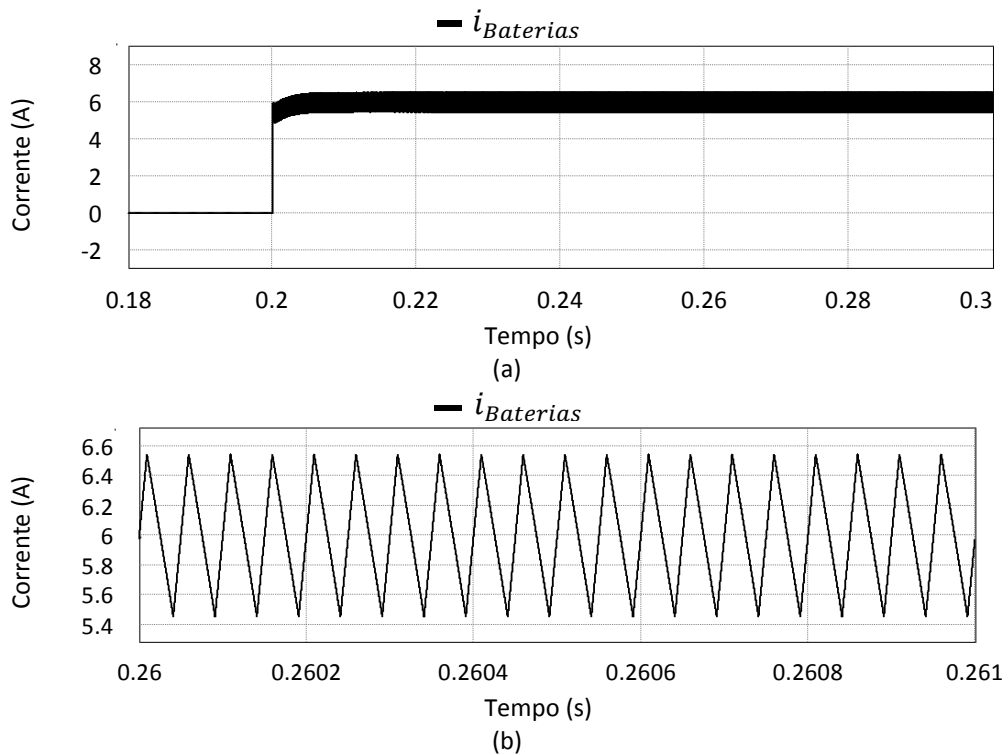


Figura 4.24 – Corrente com que é feito o carregamento do sistema de baterias durante o estágio de corrente constante: (a) Vista geral; (b) Pormenor do *ripple* da corrente.

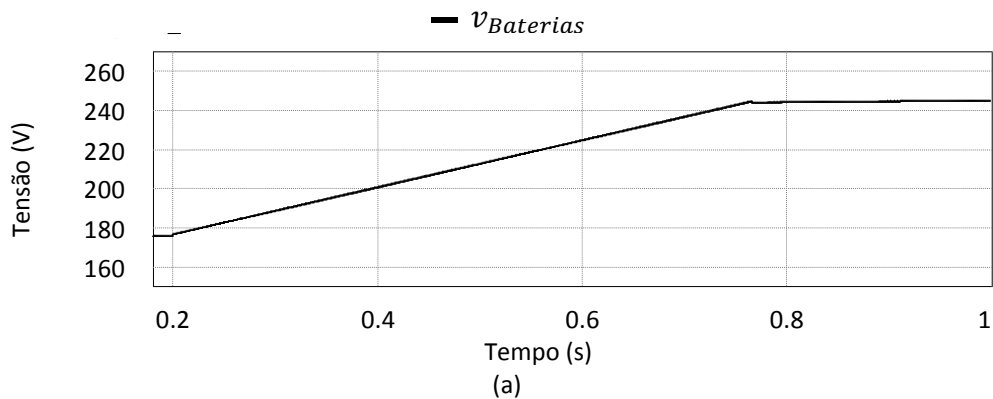


Figura 4.25 – Evolução da tensão aos terminais do sistema de baterias durante o processo de carregamento.

Aquando da entrada em funcionamento do conversor a tensão no sistema de baterias tem o valor de 178,5 V. Com o conversor em funcionamento a tensão sobe até atingir 244,8 V, o que resulta numa tensão de 2,4 V por célula, que corresponde ao valor utilizado como critério de passagem do estágio de corrente constante para o de tensão constante.

Na Figura 4.26 é possível observar com relativo detalhe as formas de onda relativas à tensão e corrente das baterias no instante em que se dá a passagem de um estágio para outro.

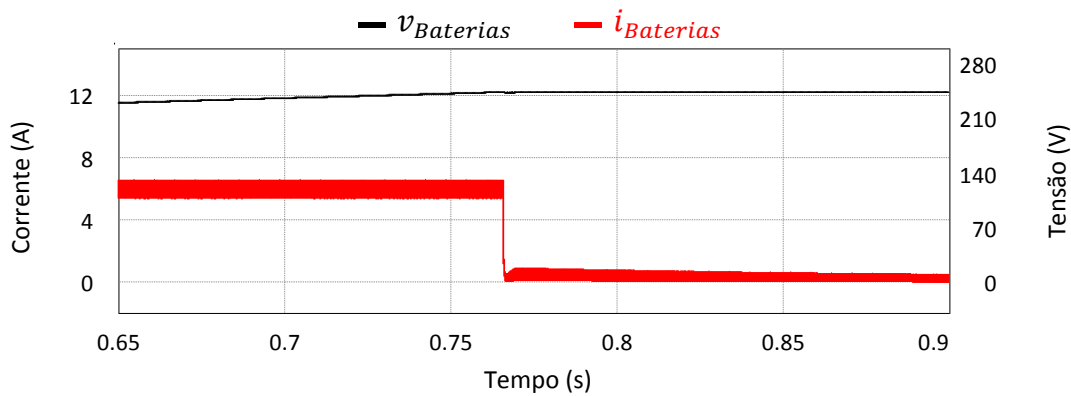


Figura 4.26 – Pormenor da transição do estágio de corrente constante para o de tensão constante.

Tal como descrito na secção 4.5.1, ao contrário do que acontece com a tensão que se mantém constante no valor de referência, a corrente começa a decair no momento logo após a transição entre estágios.

4.6. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os modelos de simulação elaborados em *PSIM* relativos aos componentes elétricos do sistema *Range Extender*. Adicionalmente foram também descritos os métodos de controlo implementados.

Os resultados de simulação do gerador elétrico permitiram verificar que as tensões produzidas pelo gerador são sinusoidais, e que apresentam a frequência esperada quando este é acionado a uma velocidade de 3500 RPM.

Mediante os resultados apresentados referentes ao estágio CA-CC do conversor de potência, é possível concluir que a estratégia adotada permite cumprir os requisitos estipulados. A tensão no barramento CC é mantida no valor estipulado de 500 V, e as correntes nas fases do sistema são praticamente sinusoidais e encontram-se em fase com as respetivas tensões. Contudo, apesar da inclusão de filtros indutivos nas três fases do sistema, é ainda visível a presença de harmónicos de elevada frequência nas correntes provenientes no gerador.

Relativamente ao comportamento dos elementos internos da estratégia de controlo, os resultados apresentados referentes à PLL digital e às malhas de controlo de tensão e corrente, possibilitam comprovar que os vários controladores PI implementados foram devidamente sintonizados.

A partir dos resultados produzidos pelo conversor CC-CC é também possível validar o seu funcionamento. Verificou-se que o mesmo é capaz de manter a corrente imposta às baterias no valor definido de 6 A durante o estágio de corrente constante, bem como garantir o valor estipulado de 244,8 V durante o estágio de tensão constante.

CAPÍTULO 5

Implementação do Conversor de Potência

5.1. Introdução

Neste capítulo são descritos todos os aspetos de carácter prático levados a cabo durante a implementação do andar de potência e respetivo sistema de controlo do conversor desenvolvido. A organização dos elementos apresentados ao longo dos itens que se seguem é feita de acordo com a sua relação com o conversor. Primeiramente são apresentados os constituintes do circuito de potência, onde se destacam a placa desenvolvida para suportar alguns dos elementos do conversor (como semicondutores e condensadores), a placa de *driver* dos semicondutores, e o sistema responsável por acionar o gerador elétrico. Em seguida são descritos os elementos pertencentes ao sistema de controlo do conversor, do qual os elementos centrais são o DSC (*Digital Signal Controller*) e a respetiva placa de adaptação, e onde também se enquadram os sensores, a placa de condicionamento de sinal, a placa de comando e a placa de DAC (*Digital to Analog Converter*).

5.2. Andar de Potência

A estrutura apresentada na Figura 5.1 constitui o bloco central do conversor de potência desenvolvido. Na figura é possível observar a forma como foi feita a disposição da placa do conversor de potência e das placas de *driver*, tendo em vista a obtenção de um bloco compacto, funcional, e esteticamente agradável.

De forma a evitar a ocorrência de curto-circuitos, visto que os IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) partilham o mesmo dissipador e a carcaça de cada um está ligada ao seu coletor, colocou-se uma tela isoladora entre os semicondutores e a superfície do dissipador à qual eles estão fixos. Esta fixação é feita por intermédio de cliques, tal como se pode ver na Figura 5.1.

Durante a colocação das placas de *driver* foram também tomadas algumas medidas como o objetivo de prevenir a ocorrência de possíveis curto-circuitos. A necessidade para tal deveu-se ao facto de tanto a base de suporte como os parafusos utilizados serem metálicos.

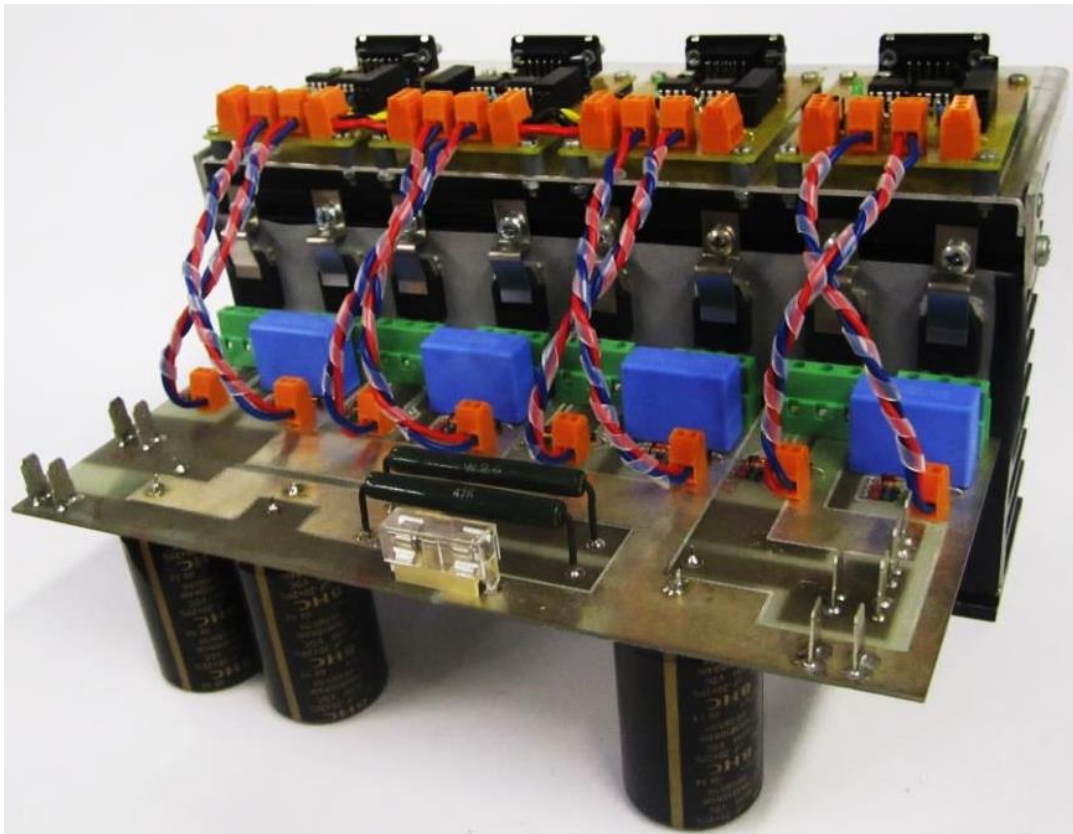


Figura 5.1 – Módulo de potência do conversor.

Ao longo dos próximos itens são descritos os componentes que compõem o módulo apresentado na Figura 5.1, bem como os restantes elementos pertencentes ao andar de potência desenvolvido.

5.2.1. Placa e Componentes do Conversor de Potência

A placa descrita neste item foi desenvolvida no âmbito desta dissertação, e é nela que estão inseridos alguns dos principais elementos do conversor de potência, tais como os IGBTs e os condensadores do barramento CC (Corrente Contínua).

Aquando do desenho do *layout* de uma placa é necessário ter informações relativamente às dimensões dos componentes que dela farão parte, como tal, a escolha dos componentes a utilizar é um processo que deve ser realizado previamente. Para a escolha dos componentes que farão parte do sistema que se pretende a implementar, é necessário não só ter em atenção as características do ponto de vista elétrico da aplicação em causa, como tensões e correntes que o dispositivo deverá suportar, mas também possíveis restrições no que toca a espaço disponível para a montagem. Os componentes utilizados foram seleccionados mediante um compromisso entre os aspetos referidos, e a relação preço-qualidade das alternativas existentes.

O projeto da placa foi realizado no software *PADS*, que é uma ferramenta que oferece todos os recursos necessários para o desenho de PCBs (*Printed Circuit Board*). O *layout* apresentado na Figura 5.2 corresponde à placa desenvolvida depois de definidas as posições de cada componente e feitas as ligações entre eles. É importante referir que placa é de dupla camada, e que portanto as ligações a vermelho estão situadas numa face (superior) e as de cor azul na outra (inferior).

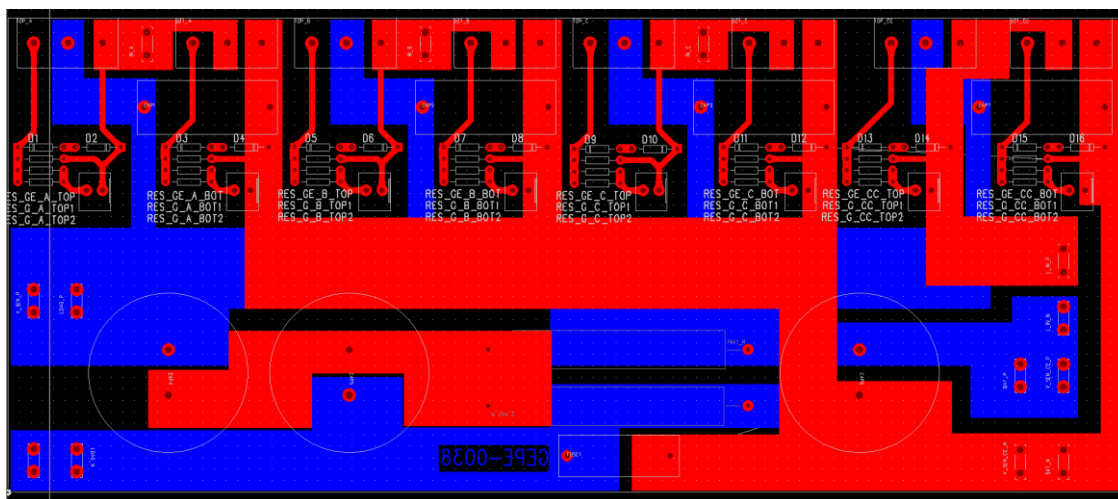


Figura 5.2 – *Layout* desenvolvido em *PADS* da placa do conversor de potência.

Os 8 semicondutores controláveis utilizados são IGBTs fabricados pela *Fairchild Semiconductor*, e têm a referência *FGA25N120ANTD*. Este IGBT é capaz de conduzir uma corrente de 25 A quando a operar a uma temperatura de 100 °C, e de suportar até 1200 V de tensão entre coletor e emissor [71]. Visto que a placa desenvolvida é um protótipo, e como tal existe a possibilidade da ocorrência de danos em certos componentes durante a fase de testes, os IGBTs são ligados à placa por intermédio de ligadores para PCB, de forma a facilitar a sua substituição caso seja necessário.

Em paralelo com cada um dos 4 braços do conversor (3 do estágio CA-CC (Corrente Alternada-Corrente Contínua) e 1 do estágio CC-CC) encontra-se um condensador de *snubber* com uma capacidade de 100 nF fabricado pela *Philips*. Estes condensadores são capazes de suportar uma tensão máxima de 1000 V (superior aos 500 V estipulados para o barramento CC), e têm como finalidade proteger os IGBTs das elevadas taxas de variação da tensão e corrente durante as suas comutações.

Na placa estão também presentes as resistências de *gate* dos IGBTs e os circuitos de proteção implementados para cada uma. De acordo com os dados fornecidos pelo fabricante a resistência de *gate* deve ser de 10 Ω , pelo que foram colocadas duas resistências de 22 Ω em paralelo, para que a potência dissipada em cada uma seja menor.

O circuito de proteção mencionado é constituído por uma resistência de 10 kΩ em paralelo com dois díodos de *zener* de 16 V em série (Figura 5.3). O propósito deste circuito passa por proteger a *gate* do IGBT contra possíveis picos de tensão (positivos ou negativos), e ao mesmo tempo garantir que o mesmo não comute sem que lhe seja dada ordem para o fazer.

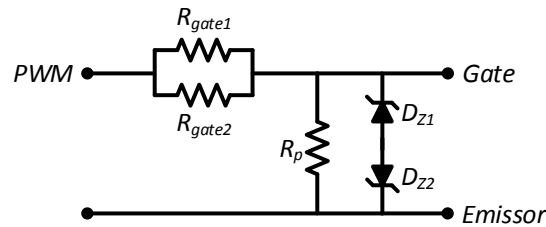


Figura 5.3 – Resistência de *gate* e circuito de proteção de *gate* dos IGBTs.

O barramento CC é composto por 2 condensadores eletrolíticos com a referência *BHC ALC10A681DH400* colocados em série. Cada condensador tem um valor de capacidade de 680 μF, o que perfaz um total de 340 μF para o barramento. A necessidade de colocar 2 condensadores em série deriva do facto da tensão estipulada para o barramento CC ter o valor de 500 V, enquanto que os condensadores utilizados podem no máximo ser sujeitos a uma tensão de 400 V. Para assegurar que a tensão do barramento CC é uniformemente distribuída pelos 2 condensadores (250 V aplicados a cada um), foram colocadas duas resistências de equalização de acordo com a Figura 5.4.

O condensador presente no estágio CC-CC do conversor de potência tem a mesma referência dos 2 que constituem o barramento CC.

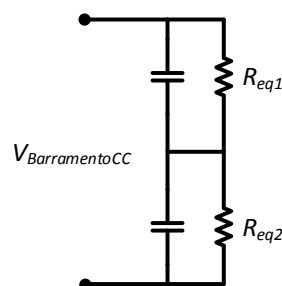


Figura 5.4 – Esquema de ligação dos condensadores do barramento CC e respetivas resistências de equalização.

Devido ao facto de não ser prático desenhar uma placa PCB com a área necessária para acomodar as 4 indutâncias utilizadas (uma por fase e mais uma do estágio CC-CC), foram colocados ligadores na placa onde os terminais das indutâncias são conectados. As bobinas utilizadas em série com as fases do gerador (Figura 5.5 (a)) têm núcleo de ferro e suportam correntes até 30 A. O valor de indutância das mesmas pode ser

selecionado de entre três opções disponibilizadas: 1,5 mH, 3 mH ou 5 mH. O valor de indutância utilizado é de 3 mH tal como nas simulações realizadas.

Relativamente à bobina utilizada no estágio CC-CC e que pode ser vista na Figura 5.5 (b), o seu valor de indutância é de 3,5 mH e tem núcleo de ar, sendo que está preparada para ser percorrida por correntes na ordem dos 30 A.

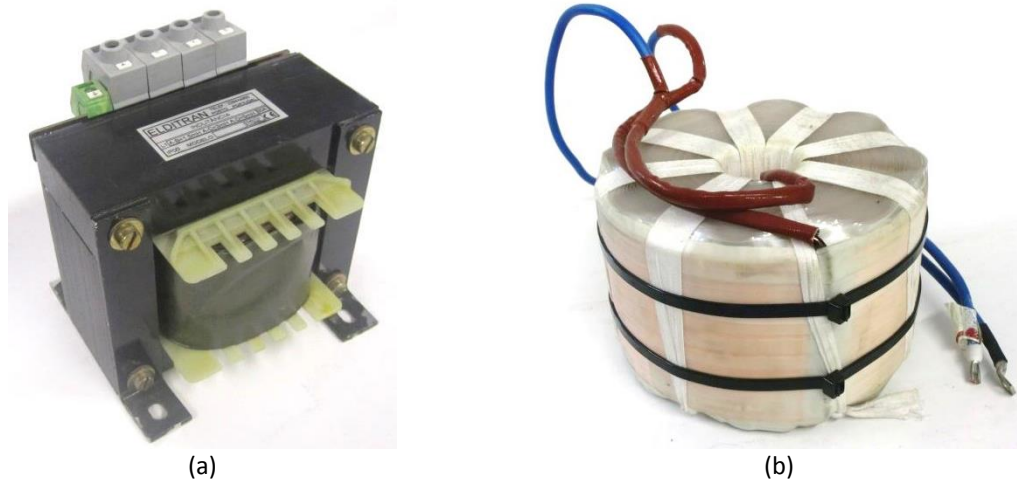


Figura 5.5 – Indutâncias utilizadas: (a) Indutância utilizada em série com uma das fases do gerador; (b) Indutância utilizada no estágio CC-CC.

Os restantes componentes presentes na placa correspondem aos ligadores por onde são recebidos os sinais de comando provenientes dos circuitos de *driver*, e outros onde podem ser ligados alguns sensores e cargas.

O produto final pode ser visto na Figura 5.6, onde a placa já se encontra com todos os componentes devidamente montados.

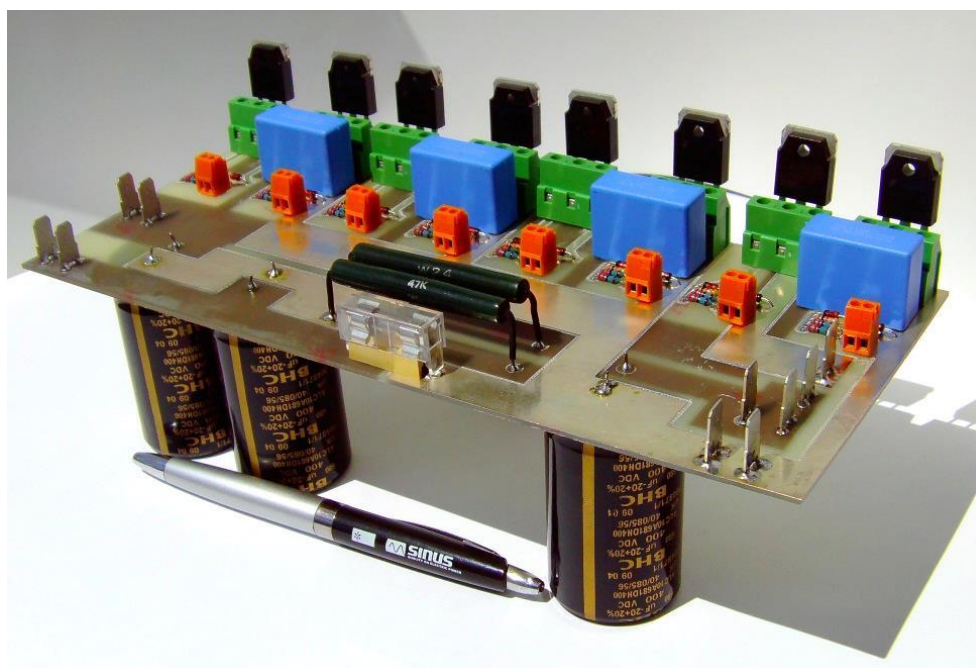


Figura 5.6 – Placa do conversor de potência.

5.2.2. Placas de *Driver*

As placas desenvolvidas para funcionamento como circuito de *driver* dos 8 IGBTs do conversor de potência podem ser vistas na Figura 5.7. Cada uma das quatro placas implementadas está preparada para efetuar de forma isolada o *drive* dos 2 IGBTs presentes em cada braço do conversor.

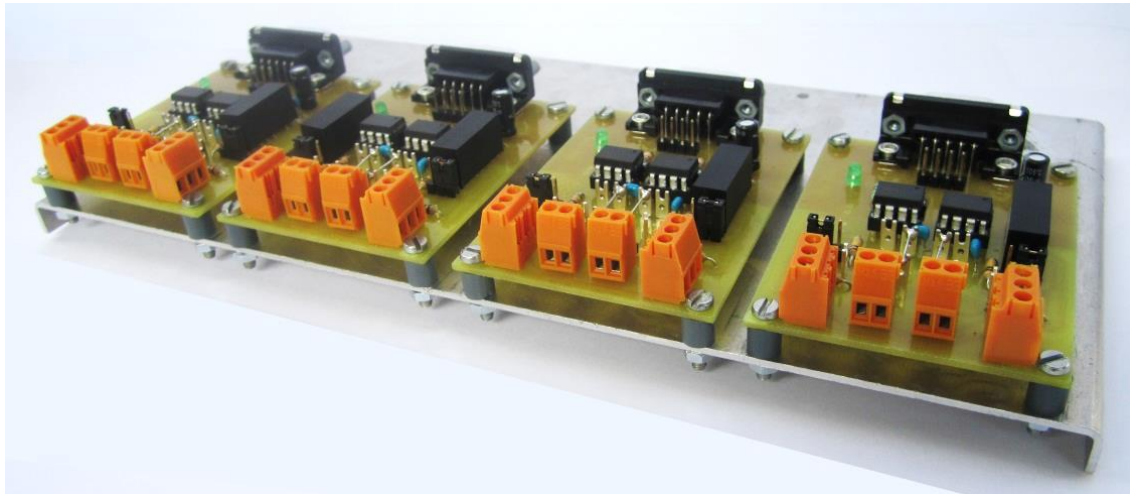


Figura 5.7 – Placas de *driver*.

Através da ficha *DB9* presente em cada placa são recebidos os 2 sinais PWM provenientes da placa de comando apresentada na secção 5.3.6. As tensões de alimentação da placa (+15 V e GND) são também oriundas da placa de comando por intermédio da ficha *DB9*.

Cada placa está equipada com 2 optoacopladores *HCPL-3120* produzidos pela *Avago Technologies*, que possibilitam um isolamento ótico entre primário e secundário de 630 V_{pico} [72]. Os sinais PWM são então responsáveis por polarizar diretamente o fotodíodo do optoacoplador destinado a cada um. Relativamente à alimentação do secundário dos optoacopladores, a mesma é feita por intermédio de fontes CC-CC isoladas. As fontes utilizadas oferecem 3 níveis de tensão no seu secundário (+15 V, GND e -15 V), enquanto que a alimentação do primário é feita com as mesmas tensões de +15 V e GND com que é feita a alimentação da placa de *driver*. As tensões de saída da fonte são completamente isoladas das de entrada, sendo que o modelo de fonte utilizada (*TMA1515D* produzida pela *Traco Power*) assegura uma tensão de isolamento de 1 kV entre primário e secundário [73].

Visto que os emissores dos IGBTs inferiores de todos os braços do conversor estão ligados ao mesmo ponto, a mesma fonte CC-CC isolada pode ser utilizada para alimentar os secundários de todos os optoacopladores destinados a efetuar o *drive* dos

referidos IGBTs. A placa desenvolvida foi projetada tendo em mente esta situação, e como tal foi equipada com ligadores cuja finalidade consiste em partilhar as tensões de alimentação entre todos os optoacopladores relativos aos IGBTs inferiores. O mesmo não acontece com os IGBTs superiores uma vez que os seus emissores estão ligados a pontos do conversor com diferentes potenciais. Assim, foram utilizadas um total de 5 fontes CC-CC isoladas nas quatro placas de *driver* desenvolvidas.

Para além dos componentes referidos, a placa está também preparada para acomodar, caso assim se pretenda, as resistências de *gate* dos IGBTs, bem como um circuito RC para filtragem dos PWMs de saída

5.2.3. Sistema de Acionamento do Gerador

O sistema aqui descrito tem como função acionar o gerador elétrico, ou seja, com este sistema pretende-se realizar a função normalmente executada por um motor de combustão interna num sistema *Range Extender*.

Nesta aplicação o elemento acoplado ao gerador, e como tal responsável por fazê-lo rodar, é um motor de indução trifásico produzido pela *Universal Motors*. Este motor, que pode ser visto na Figura 5.8, tem 4 polos e uma potência nominal de 11 kW.



Figura 5.8 – Motor de indução responsável por acionar o gerador.

Um dos maiores entraves experienciados durante o desenvolvimento desta dissertação consistiu no acoplamento mecânico entre o motor e o gerador. Devido ao formato não tradicional do gerador foi necessário construir um sistema mecânico especialmente adaptado para acoplar o gerador ao motor apresentado na Figura 5.8. O sistema de acoplamento mencionado pode ser visto na Figura 5.9.



Figura 5.9 – Sistema de acoplamento entre o motor e o gerador.

Na Figura 5.10 é possível observar o sistema final, onde o gerador elétrico já se encontra mecanicamente acoplado ao motor de indução.



Figura 5.10 – Gerador elétrico mecanicamente acoplado ao motor de indução.

Visto que quando alimentado a partir das tensões da rede elétrica (50 Hz) a velocidade do motor é de 1500 RPM (equação (4.1)), e que a velocidade nominal para esta aplicação é de 3500 RPM, foi necessária a utilização de um variador de frequência capaz de aumentar a velocidade do motor para o valor pretendido. O variador utilizado é da gama *Midimaster Eco* produzida pela *Siemens* e pode ser visto na Figura 5.11.

Depois de configurados alguns registos do variador com parâmetros relativos ao motor que o mesmo vai alimentar, definiu-se 116,6 Hz no registo relativo à frequência, de forma a que o motor, e conseqüentemente o gerador, atinjam a velocidade pretendida de 3500 RPM.



Figura 5.11 – Variador de frequência *Midimaster Eco* fabricado pela *Siemens*.

Inicialmente as ordens de *start* e *stop* eram dadas por intermédio da consola do variador, mas, por motivos de segurança, instalou-se um botão de emergência ligado a duas entradas digitais disponíveis no variador, passando então as ordens de *start* e *stop* a serem dadas por intermédio desse botão. A partir do mesmo botão ativa-se também uma lâmpada de sinalização que foi instalada com o intuito de alertar terceiros para o funcionamento do sistema.

Na Figura 5.12 é possível observar o sistema de refrigeração improvisado tendo em vista o arrefecimento do gerador. Os elementos que compõem o sistema são: uma bomba de água, um radiador, e um recipiente armazenador de água.



Figura 5.12 – Sistema de refrigeração do gerador.

5.2.4. Sistema de Proteção

Os circuitos e dispositivos apresentados neste item têm como propósito garantir a segurança do protótipo desenvolvido. Para tal, a função dos elementos mencionados em seguida consiste em prevenir a ocorrência de situações de falha, bem como desativar o

sistema na eventualidade de uma ocorrer. Os esquemas apresentados na Figura 5.13 representam os circuitos de comando e potência do sistema de proteção implementado.

No protótipo desenvolvido colocou-se uma contactor trifásico (KM1) entre as indutâncias de fase e o conversor de potência. Este contactor tem como finalidade interromper a alimentação do sistema em caso de emergência, bem como precaver uma possível situação em que apareçam tensões no sistema devido ao acionamento indevido do gerador elétrico.

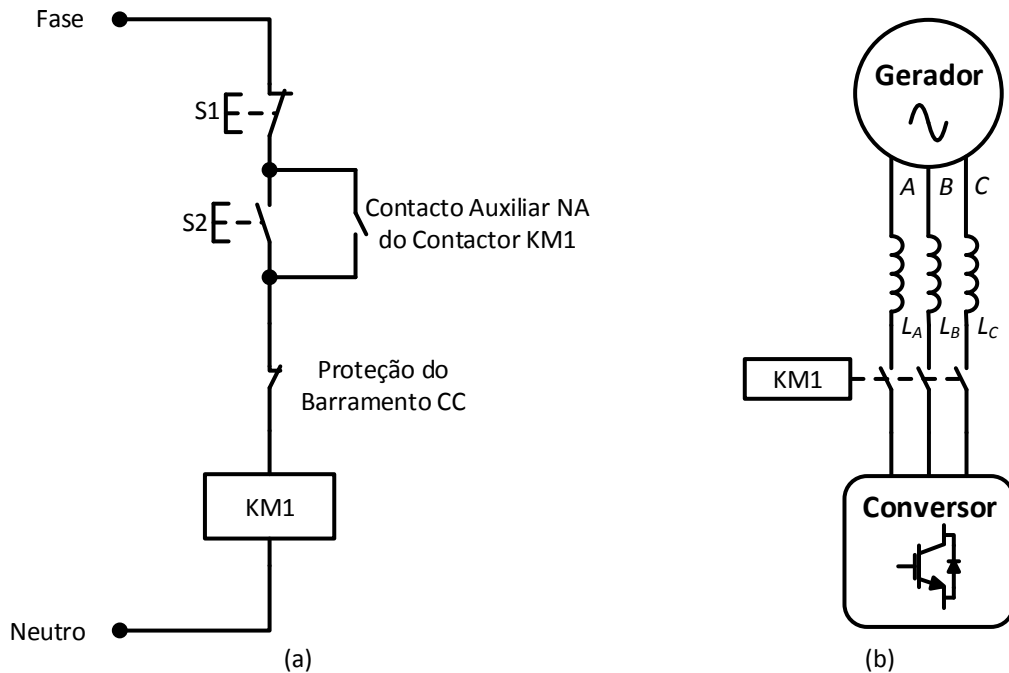


Figura 5.13 – Esquemas do sistema de proteção: (a) Circuito de Comando; (b) Circuito de Potência.

As ordens de comando do contactor são dadas por intermédio de uma botoneira com 2 botões, representados na Figura 5.13 por S1 e S2. Para o sistema entrar em funcionamento é necessário atracar os contactos principais do contactor, o que é feito a partir do botão S2. O fecho de S2 faz com que a bobina do contactor KM1 seja alimentada, o que por sua vez resulta no fecho dos contactos principais e do contacto auxiliar de auto-alimentação da bobina.

A abertura dos contactos principais do contactor pode ser feita premindo S1, pois a alimentação da bobina é interrompida, e o contacto auxiliar de auto-alimentação volta ao seu estado inicial (normalmente aberto - NA).

Na Figura 5.14 pode observar-se o contactor KM1 e a botoneira utilizada, bem como um conjunto de disjuntores utilizados na ligação de algumas cargas ao sistema.

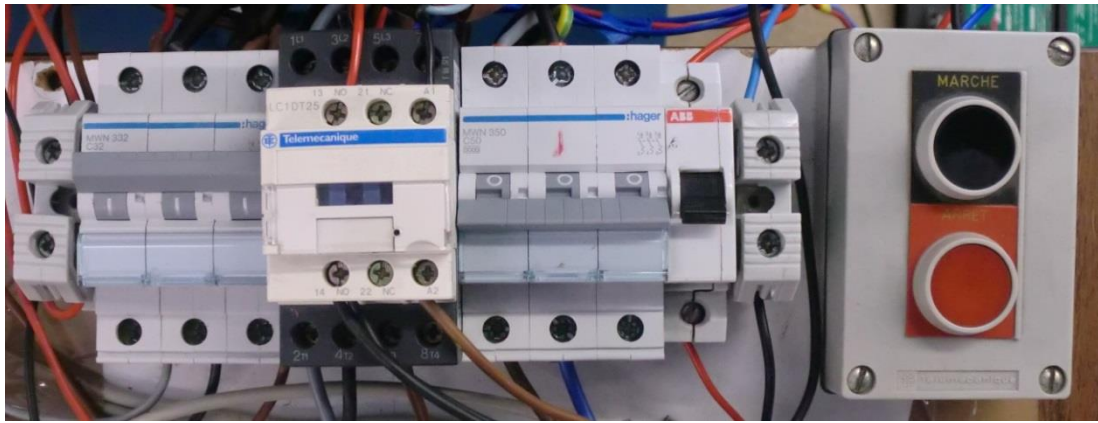


Figura 5.14 – Conjunto de dispositivos composto pelo contactor KM1, alguns disjuntores e a botoneira.

Uma outra forma de interromper o circuito é por atuação da proteção do barramento CC. Esta proteção tem como objetivo impedir que a tensão no barramento CC aumente até valores que possam danificar os componentes utilizados.

A placa de proteção utilizada (Figura 5.15) está atualmente dimensionada para entrar em funcionamento quando for atingida uma tensão de 400 V. Caso a tensão no barramento CC atinja esse valor, o relé presente na placa entra em condução e abre o seu contacto normalmente fechado. Por sua vez, a abertura deste contacto tem como consequência a interrupção da alimentação da bobina do contactor KM1, o que resulta na abertura dos seus contactos principais.

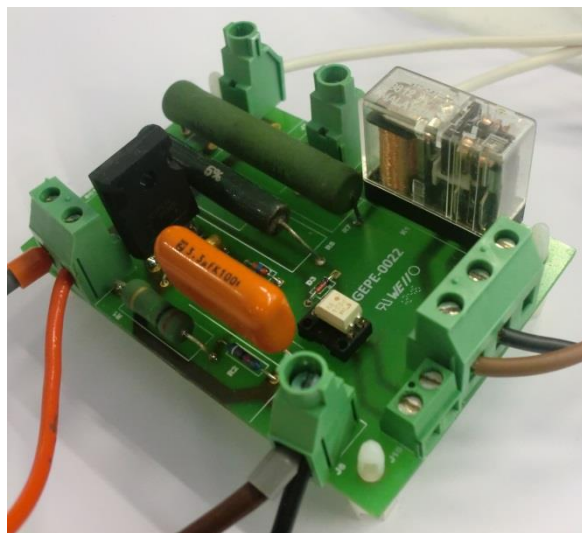


Figura 5.15 – Placa de proteção do barramento CC.

A placa de proteção está ainda equipada com um tiristor do tipo SCR (*Silicon-Controlled Rectifier*), que entra em condução de forma a descarregar a energia armazenada no barramento CC num conjunto de cargas resistivas.

Para além dos mecanismos mencionados, a placa de proteção conta também com um optoacoplador responsável por produzir um sinal de erro quando a tensão do

barramento CC atinge o valor definido. Este sinal pode por exemplo ser utilizado pelo sistema de controlo para desabilitar o envio de sinais PWM para os IGBTs.

5.3. Sistema de Controlo

Os elementos necessários para a implementação da estratégia de controlo descrita no capítulo 4 são apresentados ao longo dos itens seguintes. Na Figura 5.16 é possível observar a interligação de vários elementos constituintes do sistema de controlo desenvolvido.

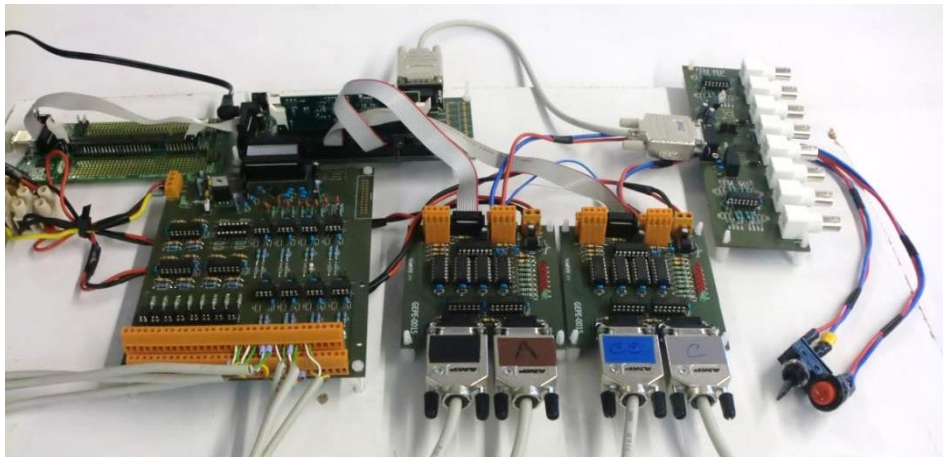


Figura 5.16 – Elementos constituintes do sistema de controlo

Algumas das placas apresentadas na Figura 5.16 foram posteriormente colocadas no interior de uma caixa metálica, com o intuito de reduzir a exposição das mesmas à presença de ruído eletromagnético. O resultado pode ser visto na Figura 5.17.

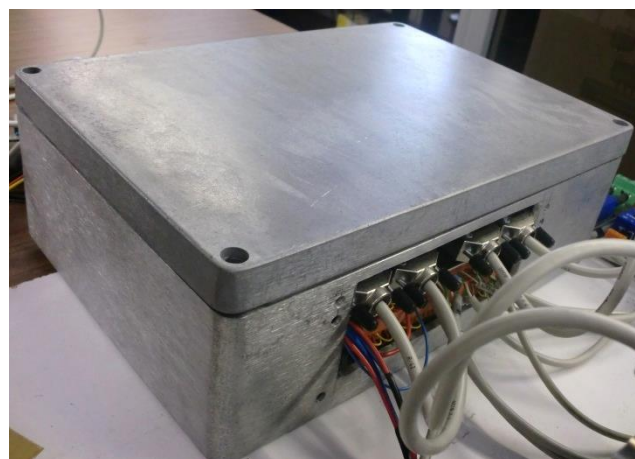


Figura 5.17 – Caixa onde foram colocadas algumas das placas do sistema de controlo.

Os elementos responsáveis pela aquisição de sinal, processamento e atuação, são descritos em seguida.

5.3.1. DSC (*Digital Signal Controller*)

O elemento utilizado como plataforma central de controlo de todo o sistema tem por base o DSC *TMS320F28335* da *Texas Instruments*. Esta plataforma consiste num tipo de microcontrolador que combina o poder de computação de um DSP (*Digital Signal Processor*), e os periféricos embebidos de um sistema computacional num único chip [74]. A unidade central de processamento (CPU – *Central Processing Unit*) é de 32 bits e pode funcionar com uma frequência de 150 MHz, sendo ainda do tipo vírgula flutuante (*Floating-point*) [75]. O facto de o processador estar equipado com uma unidade em hardware que suporta operações com vírgula flutuante, torna-o altamente eficiente quando é necessário realizar cálculos matemáticos que envolvam este tipo de operações. Apesar de processadores de vírgula fixa (*Fixed-point*) terem normalmente um preço mais acessível, o simples facto de estes recorrerem a funções em software para lidar com operações que envolvam números decimais, faz com que o tempo de processamento necessário seja muito superior ao que se verifica em processadores de vírgula flutuante. A utilização de processadores de vírgula fixa pode inclusive ser inviável em aplicações onde limitações temporais sejam preponderantes.

O controlador está ainda equipado com 16 canais ADC de 12 bits, até 18 saídas PWM, 3 *timers* de 32 bits e um conjunto de outras características e periféricos extremamente importantes no desenvolvimento de aplicações de eletrónica de potência.

A programação do controlador pode ser feita em linguagem *C* ou *C++*, utilizando para isso a plataforma *Code Composer Studio* disponibilizada pela *Texas Instruments*.

O *kit* adquirido é composto por uma placa de controlo (*TMDSCNCD28335* - Figura 5.18 (a)) onde o DSC está instalado, e uma outra placa adicional (*TMDSDOCK28335* – Figura 5.18 (b)) onde está inserido um emulador JTAG com interface USB do tipo *XDS100v2*, compatível com o ambiente de desenvolvimento *Code Composer Studio*, e que possibilita as funções de *debug*, escrita e leitura das memórias, entre outras [76].

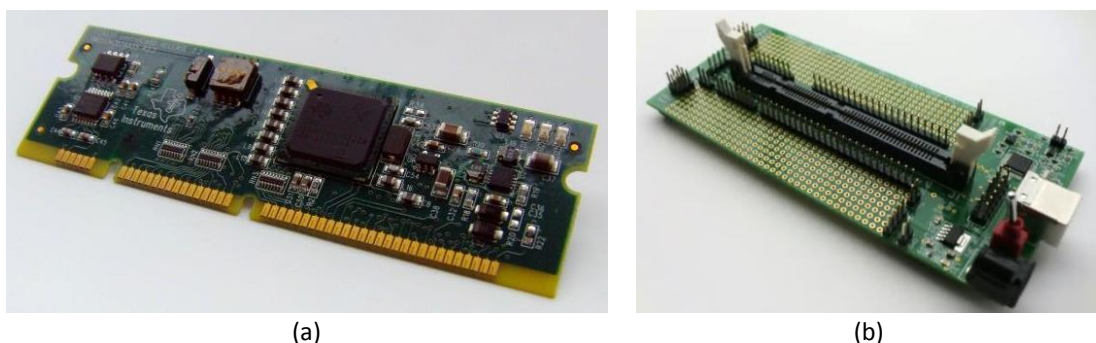


Figura 5.18 – Elementos constituintes do *kit* adquirido: (a) *Control card TMDSCNCD28335*; (b) *Docking station TMDSDOCK2833*.

O fluxograma da Figura 5.19 representa de forma muito simplificada o programa executado pelo controlador.

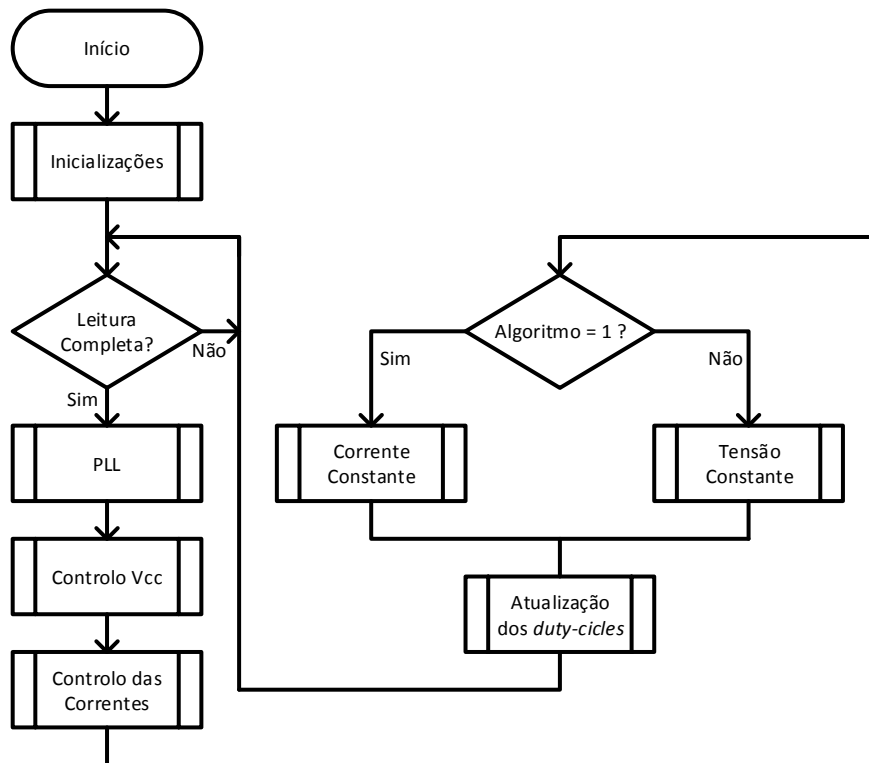


Figura 5.19 – Fluxograma representativo do programa executado pelo controlador.

Depois de feitas as inicializações necessárias o programa fica à espera que se verifique a conclusão da leitura dos valores do ADC. Estas leituras ocorrem com uma frequência de 40 kHz e são despoletadas na rotina de atendimento à interrupção de um dos *timers* do controlador. Aquando da finalização de uma leitura são executadas as restantes funções do programa de acordo com a sequência apresentada no fluxograma.

5.3.2. Placa de Adaptação do DSC

A placa descrita nesta secção foi desenvolvida pelo Grupo de Eletrónica de Potência e Energia da Universidade do Minho (GEPE), e tem como finalidade facilitar a interligação do DSC *TMS320F28335* com os restantes elementos do sistema de controlo. A placa mencionada (Figura 5.20) é alimentada com +5 V e GND, e acomoda a placa de controlo *TMDSCNCD28335* por intermédio de um *socket* de 100 pinos do tipo *DIM*. Contudo, a placa de suporte *TMDSDOCK28335* (Figura 5.18 (b)) continua a ser utilizada para efetuar as tarefas mencionadas na secção anterior. A ligação da mesma à placa de adaptação do DSC é feita por intermédio de um *flat cable* de 14 pinos.

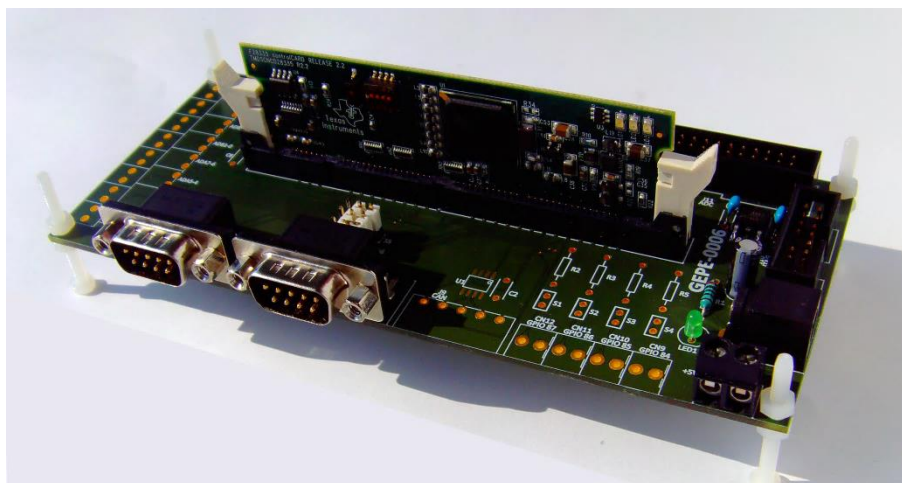


Figura 5.20 – Placa de adaptação do DSC.

Por razões apresentadas na secção 5.3.5 optou-se pela utilização de um ADC externo apesar da existência de um ADC interno no DSC. Todavia, a placa de adaptação encontra-se preparada para serem instalados ligadores caso se pretenda utilizar o ADC interno do controlador. A comunicação entre o ADC externo e o DSC é realizada por intermédio de um *flat cable* de 26 pinos.

A placa disponibiliza também fichas apropriadas de forma a facilitar o acesso às saídas PWM necessárias para a atuação dos semicondutores de potência. Contudo, a atuação dos semicondutores não se faz de forma direta, sendo utilizada uma placa adicional (placa de comando) que faz a interface entre os sinais PWM gerados pelo controlador, e os circuitos de *driver* dos IGBTs. A comunicação entre a referida placa de comando e o adaptador do DSC é feita por intermédio de um *flat cable* de 10 pinos.

O adaptador está ainda equipado com duas fichas *DB9*, sendo que uma delas é utilizada para comunicar com a placa de DAC através do protocolo *SPI*, e a outra pode ser utilizada para realizar comunicação série com ou sem isolamento (*RS232*), ou utilizar o protocolo *SPI* (*Serial Peripheral Interface*), ou ainda utilizar o módulo *eQEP* (*Enhanced Quadrature Encoder Pulse*) existente no DSC.

A placa inclui ainda uma ficha que disponibiliza acesso a 4 pinos de *I/O* (*input/output*) de propósito geral, e uma outra ligada aos pinos necessários à implementação do protocolo de comunicação *CAN* (*Controller Area Network*).

5.3.3. Sensores de Tensão

Para o correto funcionamento do sistema é imperativo realizar a medição dos níveis de tensão em vários pontos do mesmo, nomeadamente à saída do gerador elétrico, no barramento *CC*, e aos terminais do sistema de baterias. Como os sensores

utilizados são de efeito *Hall*, o mesmo tipo de sensor pode ser utilizado para a medição de tensões CA e tensões CC.

No total são utilizados quatro sensores de tensão, sendo que acabaram por ser utilizados sensores de diferentes fabricantes, mas que apresentam características e princípios de funcionamento muito semelhantes (*LEM LV 25-P* e *ChenYang CYHVS025A*).

Na Figura 5.21 pode ser vista a placa de auxílio desenvolvida pelo GEPE, onde se encontra montado um dos sensores *LV 25-P* referidos.

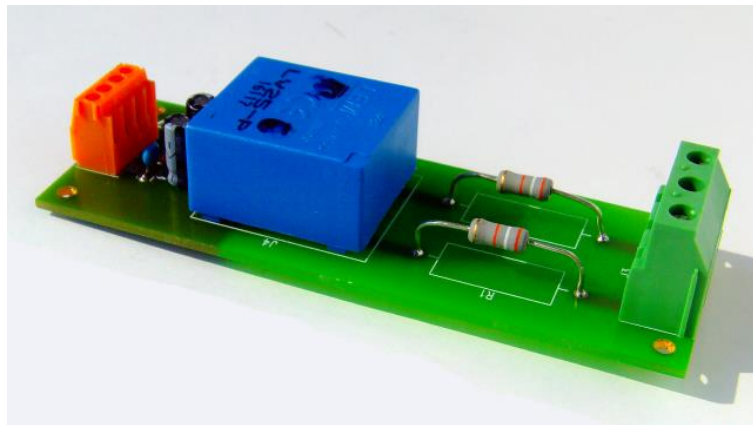


Figura 5.21 – Placa de circuito impresso para o sensor de tensão.

A principal diferença entre os dois sensores reside no facto de o sensor da *LEM* ser capaz de medir tensões até $500 V_{RMS}$ [77], enquanto que o sensor da *ChenYang* está preparado para medir uma tensão máxima de $1000 V_{RMS}$ [78]. Outras características importantes de ambos os sensores são por exemplo o isolamento galvânico de $2,5 kV_{RMS}$ entre primário e secundário, e a razão de transformação de 2500:1000 também entre primário e secundário. Esta razão de transformação significa que a corrente no secundário será 2,5 vezes superior à do primário, cujo valor nominal é de 10 mA.

A Figura 5.22 representa o esquema de ligação utilizado para todos os sensores de tensão.

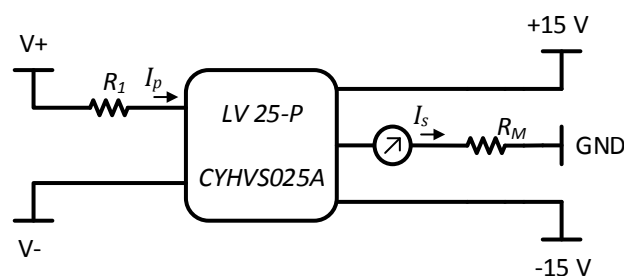


Figura 5.22 – Esquema de ligação de um sensor de tensão.

De forma a garantir que corrente no primário (I_p) não ultrapassa o valor nominal de 10 mA, é necessário dimensionar a resistência R_1 de acordo com a equação (5.1), onde V_{Medido} é igual a $V_+ - V_-$.

$$R_1 = \frac{V_{Medido}}{I_p} \quad (5.1)$$

Tomando como exemplo um dos sensores utilizados para a medição de uma das tensões compostas produzidas pelo gerador, cujo valor nunca deve ultrapassar 500 V, calculou-se o valor de R_1 segundo a equação (5.2).

$$R_1 = \frac{500}{0,01} = 50 \text{ k}\Omega \quad (5.2)$$

Outro valor a ter em conta é o da potência dissipada em R_1 , e que é calculado segundo a equação (5.3).

$$P_{R1} = R_1 I_{Entrada_{RMS}}^2 \quad (5.3)$$

Para o exemplo apresentado P_{R1} é de 5 W, pelo que R_1 é formada por duas resistências de 25 k Ω em série, ambas com uma designação de potência superior a 2,5 W.

A alimentação dos sensores é feita pelo secundário, sendo requeridas tensões de ± 15 V e GND. Na placa desenvolvida pelo GEPE foram ainda colocados condensadores com o intuito de filtrar as tensões de alimentação. O sinal de saída do sensor é sob a forma de corrente (I_s), o que torna necessário a utilização de uma resistência (R_M) no lado do secundário, cuja queda de tensão será proporcional à tensão que se pretende medir. Essa resistência encontra-se na placa de condicionamento de sinal, pelo que o seu dimensionamento é descrito na secção 5.3.5.

5.3.4. Sensores de Corrente

O algoritmo de controlo implementado implica a monitorização de quatro correntes, designadamente as três produzidas pelo gerador, e a corrente responsável pelo carregamento do sistema de baterias.

Tal como os sensores de tensão, também os de corrente são de efeito *Hall*, sendo utilizado o modelo *LA 100-P* da *LEM* que pode ser visto na Figura 5.23. O fio condutor por onde flui a corrente cujo valor se pretende medir deve passar no orifício do sensor, sendo que o valor medido é diretamente proporcional ao número de vezes que o fio condutor passa no mencionado orifício.

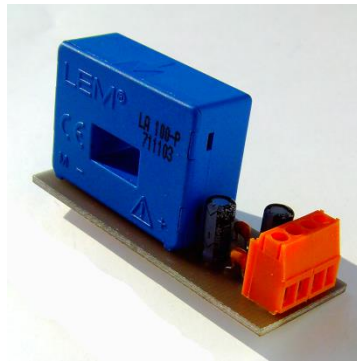


Figura 5.23 – Placa de circuito impresso para o sensor de corrente.

Também na Figura 5.23 é possível observar a placa desenvolvida pelo GEPE com o intuito de realizar a interface entre os sinais a medir e a placa de condicionamento de sinal. O ligador laranja, para além de ser utilizado para conetar o sinal de medida produzido pelo sensor à placa de condicionamento de sinal, serve também como ponto de ligação das tensões de alimentação ($\pm 15\text{ V}$ e GND) do mesmo. Os condensadores que podem ser vistos na figura têm como propósito a filtragem das tensões de alimentação.

A razão de transformação entre primário e secundário é de 1:2000, o que resulta numa corrente de secundário duas mil vezes inferior à do primário, cujo valor nominal é de 100 A [79]. Visto que o sinal de saída do sensor é em corrente, é necessário incluir uma resistência (R_M) no secundário do mesmo, cujo valor deve estar dentro da gama estipulada pelo fabricante, e cuja queda de tensão (proporcional à corrente medida) deve estar dentro das especificações do circuito ADC utilizado.

A Figura 5.22 representa o esquema de ligação dos sensores de corrente.

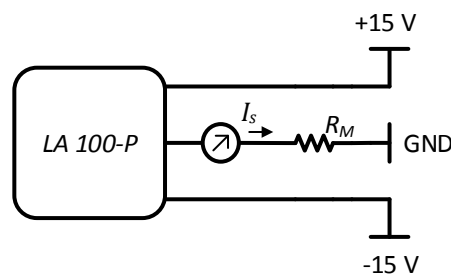


Figura 5.24 - Esquema de ligação de um sensor de corrente.

De notar que as correntes expectáveis de serem medidas estão longe do valor nominal de 100 A dos sensores, sendo por isso utilizado o fator multiplicativo de 5, que tal como referido acima corresponde a fazer passar o fio condutor pelo orifício do sensor um total de 5 vezes.

5.3.5. Placa de Condicionamento de Sinal

De forma a ser possível realizar o controlo do sistema de forma correta, é fundamental a monitorização de diversos sinais analógicos. Com esta necessidade em mente e estando cientes das limitações inerentes aos ADCs disponíveis no DSC, os investigadores do GEPE desenvolveram uma placa PCB (*Printed Circuit Board*) equipada com um ADC externo (*MAX1320*), capaz de efetuar a leitura de sinais entre ± 5 V em 8 canais independentes, com uma resolução de 14 bits [80]. Para além da resolução e gama de tensões de entrada inferiores (12 bits e 0 V – 3 V), a principal desvantagem dos ADCs internos do DSC deve-se à unipolaridade dos mesmos, pois a impossibilidade de efetuar a leitura de sinais negativos tornaria necessária a implementação de um circuito responsável por adicionar um determinado valor médio ao sinal que se pretende medir, o que caso não seja feito com elevada precisão pode levar ao incorreto funcionamento do sistema [58]. Ainda, a diminuta gama de possíveis tensões de entrada torna o sistema mais sensível a perturbações eletromagnéticas, pois a presença de conteúdo indesejável nos sinais a medir assume uma maior relevância [58].

A comparação das características relativas aos dois ADCs permite então justificar o porquê do desenvolvimento da placa que pode ser vista na Figura 5.25, em detrimento da utilização dos ADCs internos do controlador.

A placa é alimentada com tensões de ± 15 V e GND, sendo posteriormente utilizado um regulador linear para assegurar que o ADC é alimentado com uma tensão de +5 V.

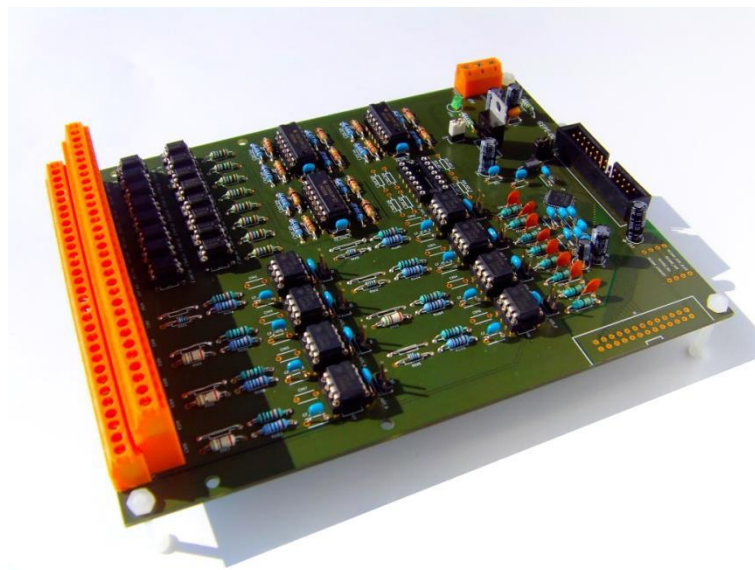


Figura 5.25 – Placa de condicionamento dos sinais provenientes dos sensores.

Visto que o circuito ADC necessita de sinais em tensão para efetuar a conversão, e que, tal como referido anteriormente, os sinais de saída dos sensores são em corrente,

foi necessária a inclusão de 8 resistências de medida (uma por canal) com a finalidade de adaptar esses sinais às especificações do ADC. Com o objetivo de minimizar erros de medição, a conversão dos sinais de corrente para tensão deve ser realizada o mais próxima possível do circuito ADC. Assim, as resistências de medida (R_M) foram colocadas na placa de condicionamento de sinal, ao invés de serem colocadas nas placas de auxílio dos sensores [17].

A tensão aos terminais da resistência de medida de cada canal é então introduzida numa montagem inversora com ganho ajustável. Neste caso particular o ganho estipulado é de 2, sendo que o mesmo é definido por intermédio de um conjunto de resistências. Desta forma, sabendo que a gama de leitura do ADC está entre -5 V e +5 V, o valor de R_M deve ser calculado de maneira a que a tensão aos seus terminais (V_{RM}) não ultrapasse $\pm 2,5$ V. Com esta condição definida procedeu-se então ao dimensionamento das resistências de medida de acordo com a equação (5.4), onde I_S representa a corrente nominal do secundário dos sensores (25 mA para sensores de tensão e 50 mA para sensores de corrente), e V_{RM} corresponde à tensão que se pretende obter (2,5 V).

$$R_M = \frac{V_{RM}}{I_S} \quad (5.4)$$

Para além dos circuitos de medida, a placa está também equipada com um sistema de deteção de erro. Este sistema é acionado caso a tensão medida num certo canal ultrapasse um determinado valor mínimo ou máximo. Mediante a ocorrência de uma situação de erro é gerado um sinal digital, que pode por exemplo ser utilizado para interromper o envio dos sinais PWM para as placas de *driver*, e conseqüentemente parar as comutações dos semicondutores presentes no conversor de potência. A definição do limite máximo e mínimo a partir do qual o sistema de deteção de erro deve atuar é feita através do dimensionamento adequado de algumas resistências.

5.3.6. Placa de Comando

A placa apresentada na Figura 5.26 foi desenvolvida no GEPE, e tem como finalidade realizar a interface entre os pulsos PWM gerados pelo sistema de controlo, e os circuitos de *driver* dos IGBTs do conversor de potência. Cada placa é capaz de fazer a mediação de 4 sinais PWM, pelo que, visto que a topologia de conversor adotada necessita de um total de 8 semicondutores controláveis, foram utilizadas duas placas como a exibida na Figura 5.26. Cada placa encontra-se ligada à placa de adaptação do

DSC por intermédio de um *flat cable* de 10 pinos, sendo que para a ligação com os circuitos de *driver* são utilizadas fichas *DB9* (duas por placa).

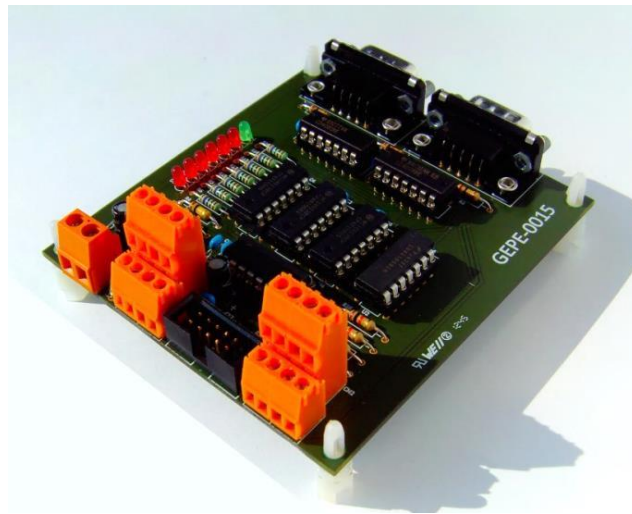


Figura 5.26 – Placa de comando.

Por motivos de segurança, a transmissão dos sinais PWM aos circuitos de *driver* apenas é realizada depois de recebido um sinal de *reset* que limpa todos os sinais de erro detetados (provenientes por exemplo da placa de condicionamento de sinal). Depois do *reset* efetuado e dos sinais provenientes do DSC serem convertidos de 3,3 V para 15 V, é ainda feita a combinação lógica dos mesmos com um sinal de habilitação das comutações (*enable*). Este sinal é proveniente de um interruptor externo e permite habilitar e desabilitar a transmissão dos pulsos aos circuitos de *driver*.

5.3.7. Placa de DAC (*Digital to Analog Converter*)

A função de um circuito DAC passa por converter o estado de uma determinada variável digital em uma tensão analógica. Esta funcionalidade assume particular relevância no desenvolvimento de determinadas aplicações, onde a monitorização de variáveis internas ao sistema de controlo seja essencial, facto que é inerente às fases iniciais de implementação de projetos na área de eletrónica de potência.

O DAC utilizado tem a referência *TLV5610* e é comercializado pela *Texas Instruments*. Como fora referido na secção 5.3.2, a comunicação com o DSC é feita por SPI, sendo que podem ser visualizados 8 sinais com uma resolução de 12 bits [81]. Para além do circuito de DAC, a placa desenvolvida no GEPE (Figura 5.27) conta também com um circuito de condicionamento de sinal, que permite converter a tensão unipolar à saída do DAC numa tensão que pode variar entre ± 5 V [58]. Como pode ser visto na Figura 5.27, os 8 canais de saída do DAC foram ligados a fichas do tipo BNC de forma a simplificar a sua ligação a um osciloscópio.

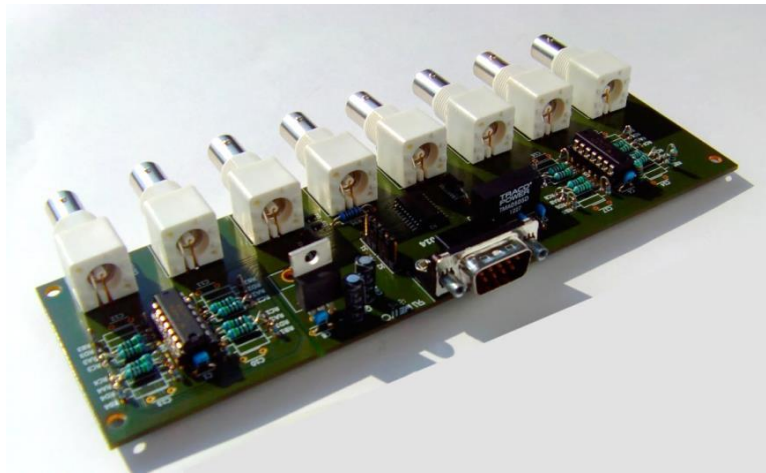


Figura 5.27 – Placa de DAC.

5.4. Conclusões

Neste capítulo foram descritos os elementos constituintes do sistema desenvolvido e a forma como é feita a interligação entre eles.

As conclusões acerca dos resultados do funcionamento do sistema como um todo são apresentadas nos capítulos seguintes. Contudo, os testes realizados aos vários sistemas de forma isolada permitiram verificar o seu correto funcionamento.

Por intermédio do sistema de acionamento implementado é possível controlar a velocidade de rotação do gerador com bastante precisão.

Graças ao botão de acionamento/emergência instalado e aos restantes dispositivos de proteção, a paragem do sistema é sempre efetuada de forma rápida e segura, o que assume uma importância vital caso ocorra alguma anomalia.

Apesar do mecanismo de acoplamento do motor de indução ao gerador ter sido dos elementos que mais retardaram o avanço do desenvolvimento do sistema, após o mesmo ter sido recebido e testado, é possível concluir que o acoplamento é robusto e que o acionamento do gerador se faz de forma estável.

Após teste das placas de *driver* verificou-se que os sinais PWM à sua saída assumem os valores +15 V e -15 V tal como pretendido.

A produção de sinais PWM por parte do DSC, e posterior passagem dos mesmos de 3,3 V para 15 V por intermédio da placa de comando, foi também testada com sucesso.

A implementação de todo o sistema possibilitou acima de tudo concluir, que para o desenvolvimento de aplicações na área de eletrónica de potência, é necessário ter conhecimentos nas áreas de eletrónica, instrumentação e medida, programação e desenho de placas de circuito impresso.

CAPÍTULO 6

Resultados Experimentais

6.1. Introdução

Ao longo deste capítulo são apresentados e analisados os resultados experimentais referentes ao sistema implementado. Primeiramente são exibidas formas de onda de corrente e de tensão obtidas a partir dos ensaios realizados ao gerador elétrico. Em seguida são expostos resultados de testes efetuados de forma independente a alguns dos elementos do sistema. Por fim, depois de concluída toda a construção do protótipo laboratorial, deu-se início à fase de testes do mesmo.

6.2. Ensaio do Gerador

Para a obtenção dos resultados apresentados ao longo dos próximos itens foi necessário acionar o gerador elétrico tal como descrito na secção 5.2.3. O gerador foi testado para diferentes níveis de velocidade, tendo sido também sujeito à aplicação de diferentes cargas. As primeiras experiências foram realizadas com o gerador em vazio, sendo posteriormente utilizadas cargas resistivas (R) ligadas em estrela, tal como apresentado na Figura 6.1.

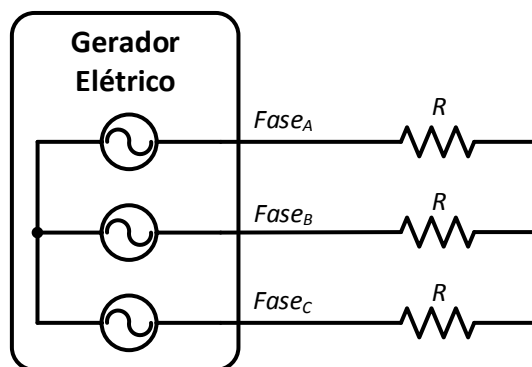


Figura 6.1 – Esquema de ligação (Y) das cargas durante os ensaios do gerador.

As cargas utilizadas na experiência fazem parte de uma bancada existente no laboratório do GEPE (Grupo de Eletrónica de Potência e Energia), onde é possível fazer associações de resistências de forma a se obterem os valores pretendidos. As

resistências disponíveis são de 26Ω e podem dissipar uma potência de aproximadamente 2 kW.

6.2.1. Ensaio em Vazio

O ensaio do gerador em vazio teve como objetivo comprovar que as tensões por ele geradas são sinusoidais, bem como determinar a amplitude das mesmas. Na Figura 6.2 é possível observar as tensões compostas produzidas pelo gerador, quando o mesmo é acionado a uma velocidade de 3500 RPM. As tensões exibidas na Figura 6.2 têm uma amplitude de aproximadamente 309 V e uma frequência de 583 Hz.

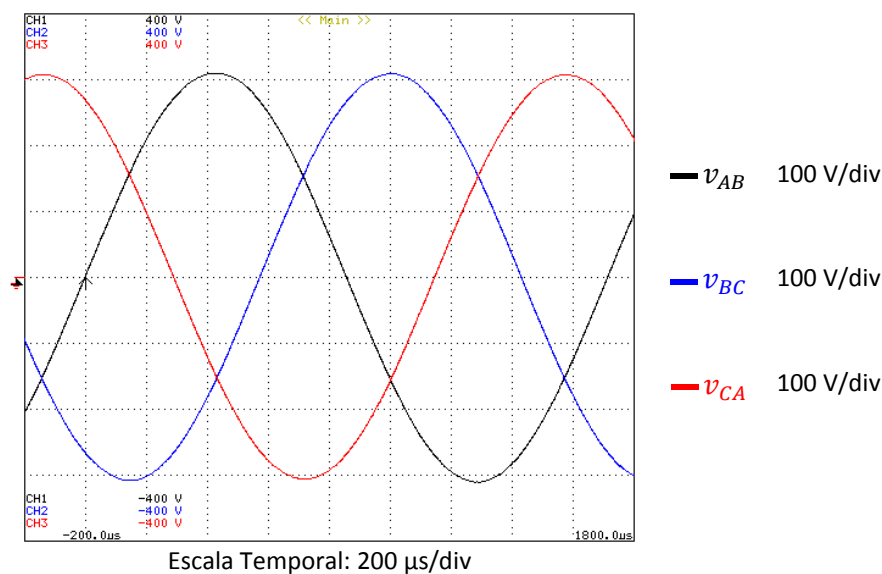


Figura 6.2 – Tensões compostas produzidas pelo gerador em vazio à velocidade de 3500 RPM.

Por sua vez, quando o gerador é acionado a uma velocidade de 600 RPM, as tensões compostas têm uma amplitude de aproximadamente 53 V e uma frequência de 100 Hz (Figura 6.3).

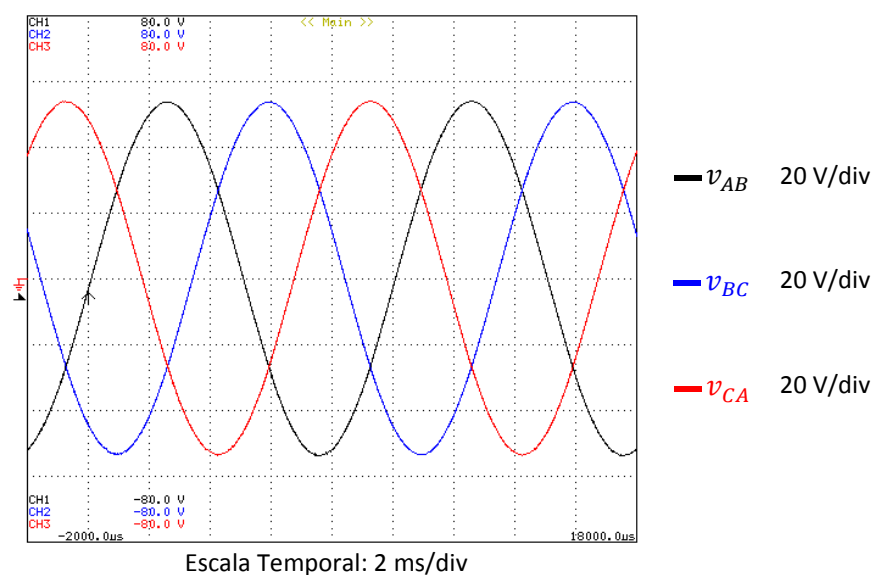


Figura 6.3 - Tensões compostas produzidas pelo gerador em vazio à velocidade de 600 RPM.

6.2.2. Ensaio em Carga

A colocação de uma resistência em série com cada fase do gerador permite analisar o seu comportamento quando lhe é pedido que forneça determinado valor de potência. Ao longo deste item são apresentados resultados relativos a diferentes valores de carga, de forma a ser possível comparar o desempenho do gerador para diferentes situações. Uma das características que se pretende avaliar consiste na variação da amplitude das tensões produzidas em função do valor da potência extraída. Nos testes realizados, o valor máximo de potência que é possível extrair do gerador está limitado não só pelas suas características, mas também pelo valor máximo de potência mecânica que o motor de indução lhe é capaz de fornecer.

A medição da corrente de cada fase foi feita recorrendo a 3 pinças amperimétricas com uma escala de 10 mV/A. As tensões de fase foram medidas entre a saída do gerador e o ponto comum resultante da ligação em estrela das resistências utilizadas.

Os resultados apresentados na Figura 6.4 foram obtidos a partir da ligação de uma resistência de 26 Ω em série com cada fase do gerador, estando o mesmo a ser acionado à velocidade de 3500 RPM.

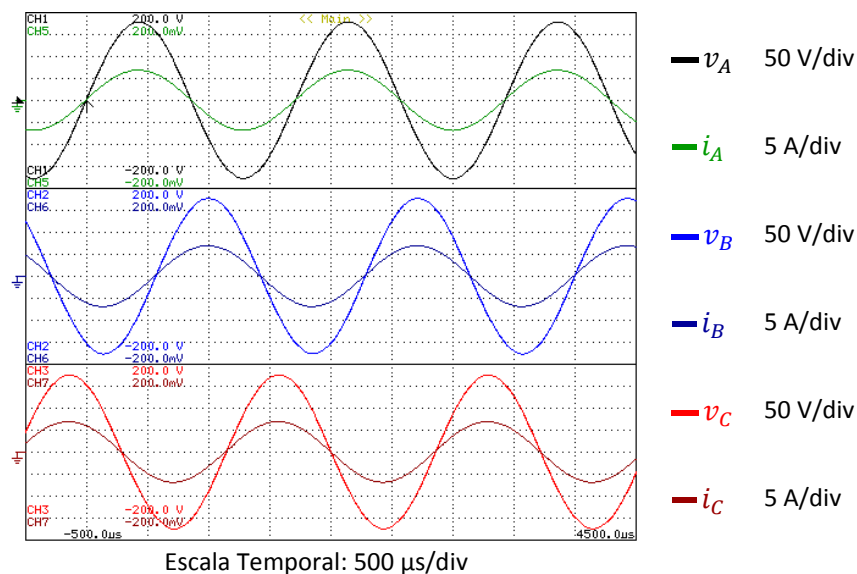


Figura 6.4 – Tensões e correntes nas três fases do gerador quando acionado a uma velocidade de 3500 RPM e com $R = 26 \Omega$.

Visto que o valor de resistência é o mesmo em todas as fases, as correntes são equilibradas e têm um valor eficaz de aproximadamente 4,82 A. As tensões de fase têm uma amplitude muito próxima de 177 V, o que significa que o valor de amplitude das tensões compostas é de 307 V, ou seja, a variação é praticamente nula em relação ao ensaio em vazio realizado à mesma velocidade.

A potência dissipada em cada resistência é de aproximadamente 600 W, o que significa que a potência trifásica extraída do gerador neste ensaio é de sensivelmente 1800 W. Este valor é relevante pois está próximo da potência extraída do gerador no modelo de simulação. Assim, é seguro assumir que tal como neste ensaio e no modelo de simulação implementado, quando todo o sistema estiver em funcionamento nas suas condições nominais, não ocorrerá um aninhamento significativo das tensões do gerador.

Para a obtenção das formas de onda apresentadas na Figura 6.5 o gerador foi acionado a uma velocidade de 600 RPM, e a resistência utilizada tem o valor de $6,5 \Omega$.

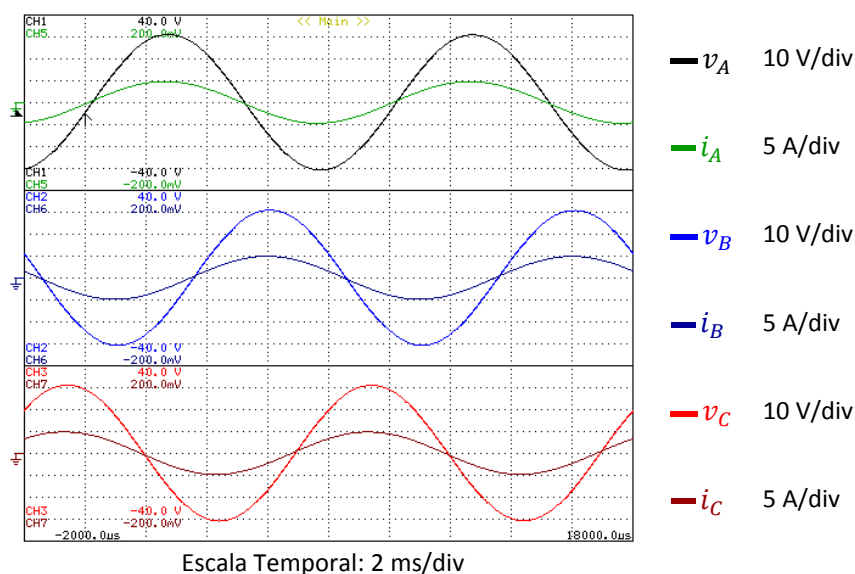


Figura 6.5 - Tensões e correntes nas três fases do gerador quando acionado a uma velocidade de 600 RPM e com $R = 6,5 \Omega$.

O valor eficaz das correntes consumidas pelas resistências e das tensões produzidas pelo gerador são aproximadamente 3,37 A e 22 V, respetivamente. Assim, a potência por fase é de aproximadamente 74,14 W, o que resulta numa potência trifásica de 222,42 W.

A importância deste ensaio deve-se ao facto de que em muitos dos testes realizados ao conversor de potência, a velocidade de rotação do gerador é de 600 RPM, e a potência dele extraída ronda 200 W. Assim, as formas de onda da Figura 6.5 podem servir como ponto de referência para alguns dos resultados que são posteriormente apresentados.

6.3. Resultados da PLL (*Phase-Locked Loop*)

Os resultados que se apresentam em seguida são relativos à PLL digital implementada. Para ser possível visualizar as tensões simples produzidas pelo gerador foram utilizadas três resistências de um $1 \text{ M}\Omega$ ligadas em estrela tal como na Figura 6.1.

Em relação aos sinais calculados (PLL_X), visto que os mesmos variam entre -1 e 1, foi necessário multiplicá-los por um determinado valor de amplitude de forma a ser possível visualizar a sua evolução por intermédio da placa de DAC.

Na Figura 6.6 é apresentada a relação entre a tensão na fase A do gerador e o sinal PLL_A produzido pela PLL digital. Com base nas formas de onda apresentadas é possível verificar que o sinal calculado está sincronizado com a tensão correspondente. Neste teste a velocidade de rotação do gerador é de 3500 RPM, o que faz com que a frequência das tensões geradas seja de sensivelmente 583 Hz.

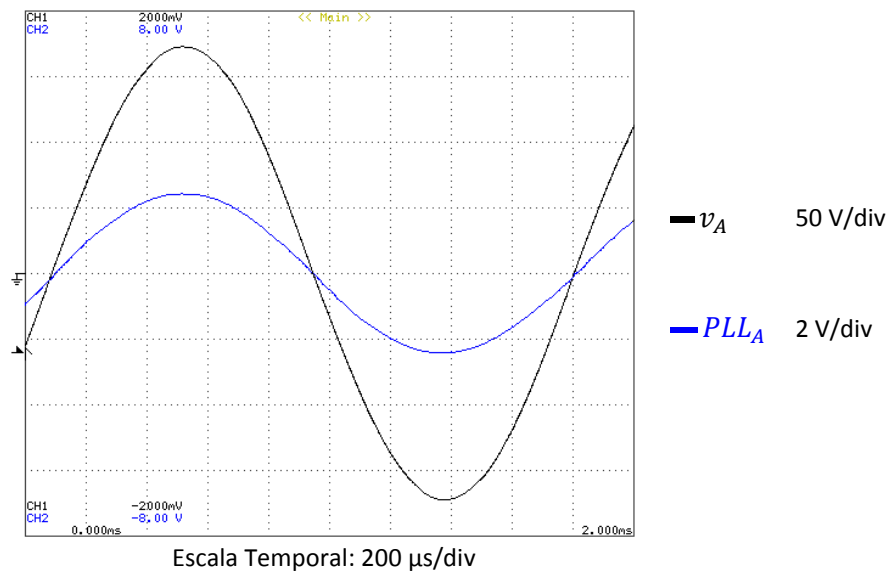


Figura 6.6 – Tensão na fase A (preto) e sinal PLL_A (azul) produzido pela PLL implementada (583 Hz).

Depois de feitos os ajustes necessários, o algoritmo PLL foi também testado para tensões com uma frequência 100 Hz, ou seja, o gerador elétrico foi colocado a funcionar com uma velocidade de 600 RPM. O resultado pode ser visto na Figura 6.7.

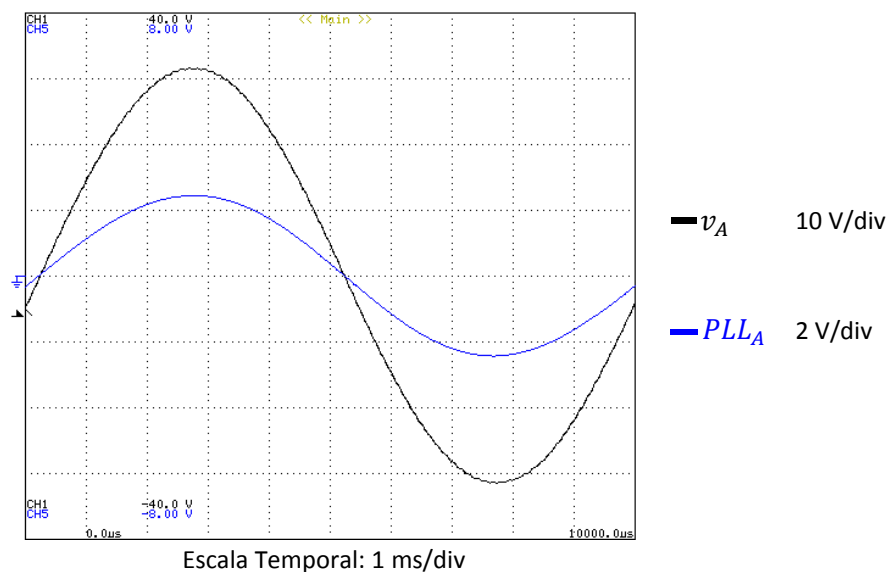


Figura 6.7 - Tensão na fase A (preto) e sinal PLL_A (azul) produzido pela PLL implementada (100 Hz).

6.4. Resultados do Funcionamento da Placa de *Driver*

Os resultados expostos neste item são relativos ao funcionamento das placas de *driver*. Tal como referido anteriormente, estas placas são responsáveis por aplicar os sinais PWM gerados pelo sistema de controlo às *gates* dos IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*).

Na Figura 6.8 é possível observar que os sinais aplicados a dois IGBTs do mesmo braço do conversor de potência são complementares, e variam entre os pretendidos +15 V e -15 V. Ainda na Figura 6.8 é também possível verificar com relativo pormenor o *deadtime* de 1 μ s presente entre os dois sinais PWM.

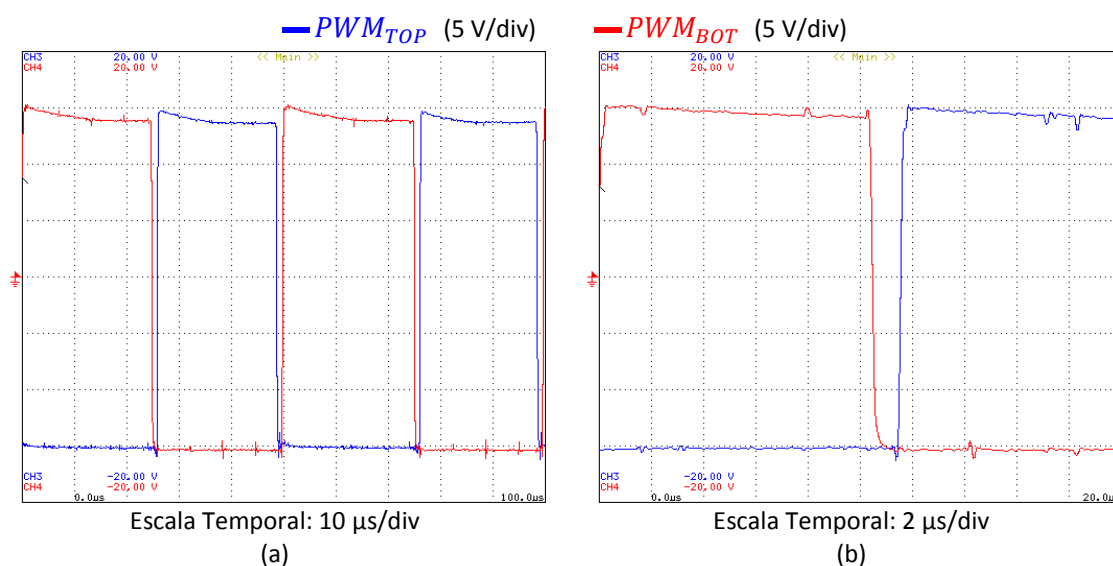


Figura 6.8 – Sinais PWM à saída de uma placa de *driver*: (a) Vista geral; (b) Pormenor do *deadtime* entre os dois PWMs.

6.5. Resultados do Estágio CA-CC do Conversor de Potência

Com o objetivo de validar o correto funcionamento dos dois estágios do conversor de potência antes de se proceder à sua interligação, foram inicialmente realizados testes de forma independente a ambos.

Nesta secção são apresentados os resultados obtidos a partir dos testes efetuados ao estágio CA-CC (Corrente Alternada-Corrente Contínua) do conversor, cuja finalidade consiste em estabelecer um nível de tensão fixo no barramento CC, e ao mesmo tempo extrair correntes sinusoidais e em fase com as tensões produzidas pelo gerador.

Após a realização de alguns testes concluiu-se que o valor de capacidade utilizada no barramento CC (340 μ F) não era suficiente para permitir estabilizar a tensão no valor

pretendido. Mediante esta situação foi colocado um condensador de 4,7 mF em paralelo com os condensadores já existentes no barramento.

Para a realização do primeiro teste foi colocada uma carga resistiva de 52 Ω em paralelo com os condensadores do barramento CC. Estabeleceu-se que a velocidade do gerador seria de 600 RPM, e definiu-se 100 V como tensão de referência para o barramento CC, ou seja, ao longo deste teste a potência dissipada na carga ronda os 200 W.

Com o gerador a rodar e as comutações dos semicondutores desabilitadas, o conversor comporta-se como um retificador trifásico a diodos. Como tal, as correntes nas três fases apresentam as formas de onda exibidas na Figura 6.9. Na mesma figura é também possível observar a forma de onda da tensão no barramento CC, cujo valor está próximo de 47 V.

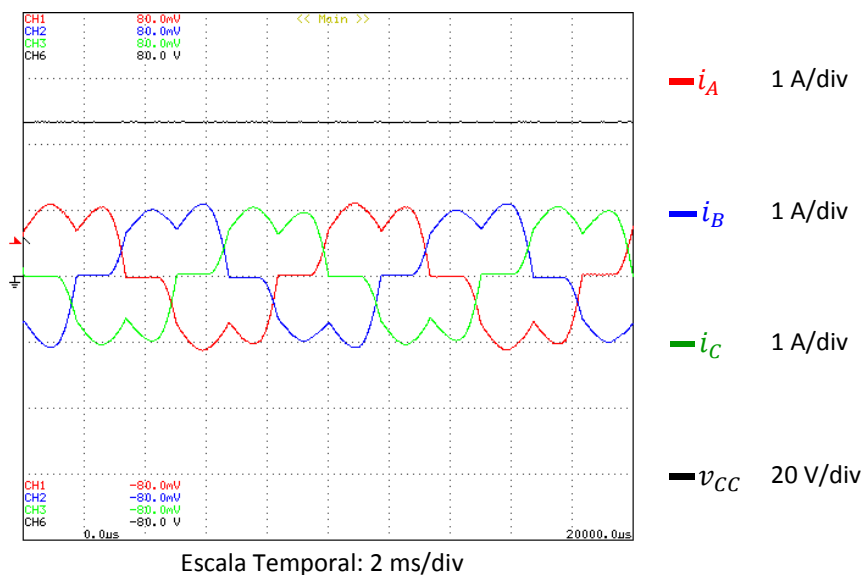


Figura 6.9 – Formas de onda da corrente nas 3 fases do sistema e da tensão no barramento CC quando a alimentação da carga é feita por intermédio dos diodos do conversor.

Mediante a entrada em funcionamento do conversor, a tensão no barramento CC sobe para o valor de referência (100 V), e as correntes extraídas do gerador passam a ser sinusoidais (Figura 6.10).

É importante chamar atenção para o facto da referência (GND) do sinal correspondente à tensão no barramento CC, não coincidir com a dos restantes sinais apresentados. Esta situação não ocorre unicamente nesta figura, pelo que é necessário ter este facto em conta quando se analisam os resultados apresentados.

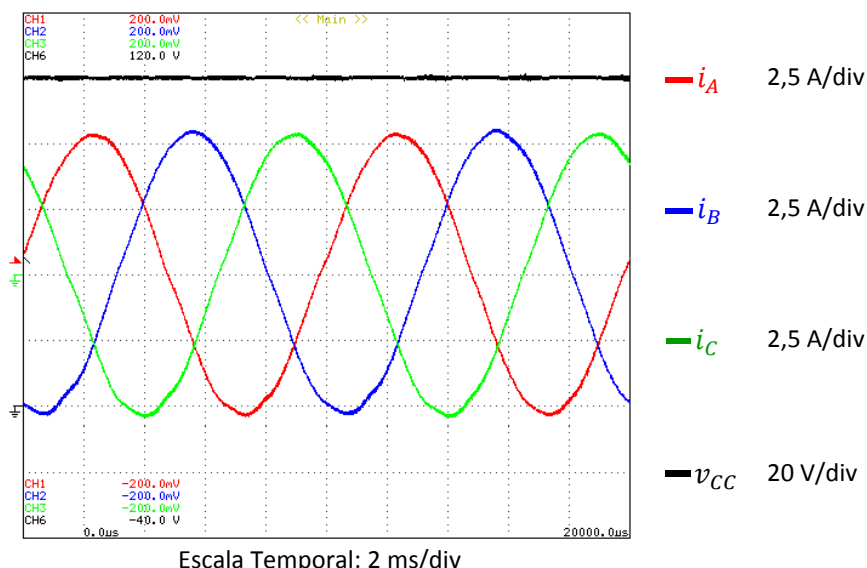


Figura 6.10 - Formas de onda da corrente nas 3 fases do sistema e da tensão no barramento CC após a entrada em funcionamento do conversor.

As formas de onda apresentadas na Figura 6.11 permitem verificar que o desfasamento entre tensões e correntes de cada fase é, tal como pretendido, praticamente nulo.

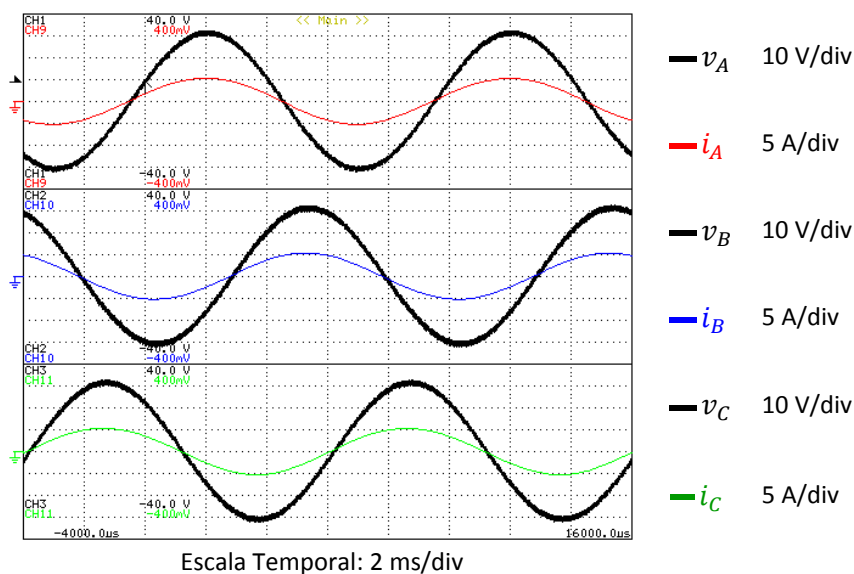


Figura 6.11 - Formas de onda da corrente e tensão nas 3 fases do sistema após a entrada em funcionamento do conversor.

Após validação do funcionamento do conversor nas condições referidas, procedeu-se à realização de um segundo teste nas seguintes condições: definiu-se 1200 RPM como velocidade de acionamento do gerador, a referência de tensão para o barramento CC foi elevada para 200 V, e o valor resistivo da carga em paralelo com o barramento CC passou de 52 Ω para 102 Ω . Nestas condições a potência dissipada na carga é de aproximadamente 400 W.

Os resultados obtidos em regime permanente para as condições de funcionamento estipuladas encontram-se nas figuras seguintes. Na Figura 6.12 é possível verificar o formato sinusoidal das correntes provenientes do gerador, bem como comprovar a correta regulação da tensão no barramento CC para o valor estipulado. Na Figura 6.13 pode observar-se que o desfasamento entre tensão e corrente da mesma fase é praticamente inexistente.

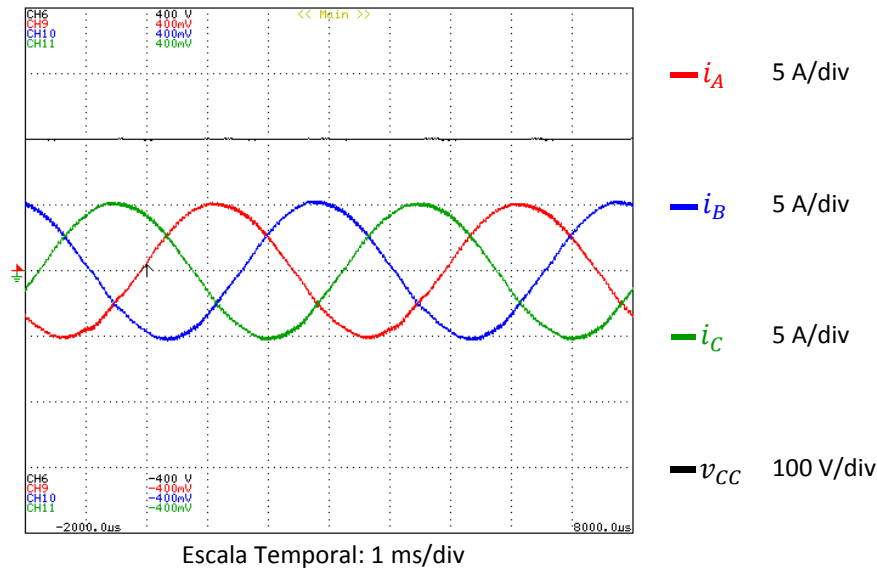


Figura 6.12 - Formas de onda da corrente nas 3 fases do sistema e da tensão no barramento CC após a entrada em funcionamento do conversor.

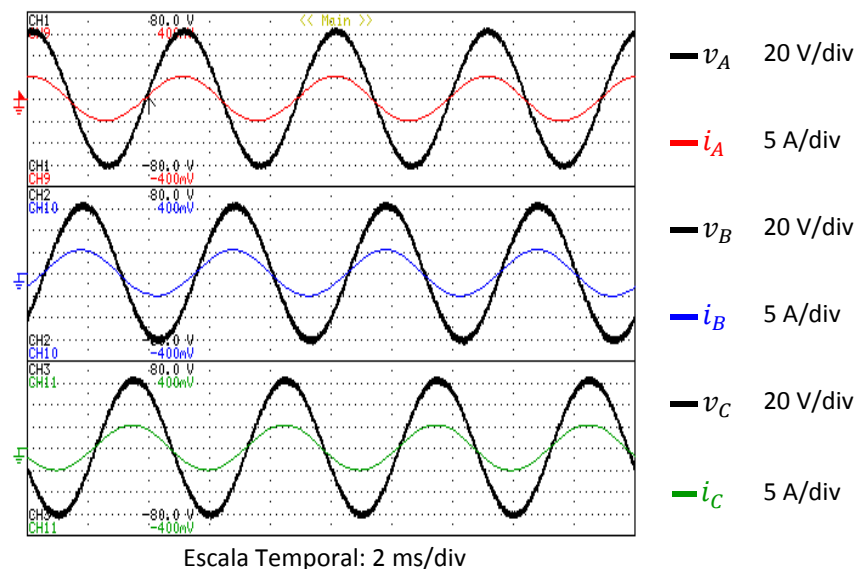


Figura 6.13 - Formas de onda da corrente e tensão nas 3 fases do sistema após a entrada em funcionamento do conversor.

Por motivos de segurança, definiu-se que a tensão no barramento CC não deveria ultrapassar 200 V durante os testes realizados.

6.6. Resultados do Estágio CC-CC do Conversor de Potência

Depois de comprovado o correto funcionamento do estágio CA-CC iniciaram-se então os testes ao estágio CC-CC. Para a realização destes testes foi utilizada uma fonte de tensão CC responsável por fornecer a tensão de entrada do conversor, tendo sido também utilizada uma carga resistiva antes de serem incluídas baterias no sistema.

A Figura 6.14 ilustra o esquema utilizado durante os testes realizados, onde a tensão no barramento CC é de 100 V, e a carga representa uma resistência com o valor de 13 Ω , ou um conjunto de 4 baterias *WCG-UI* ligadas em série.

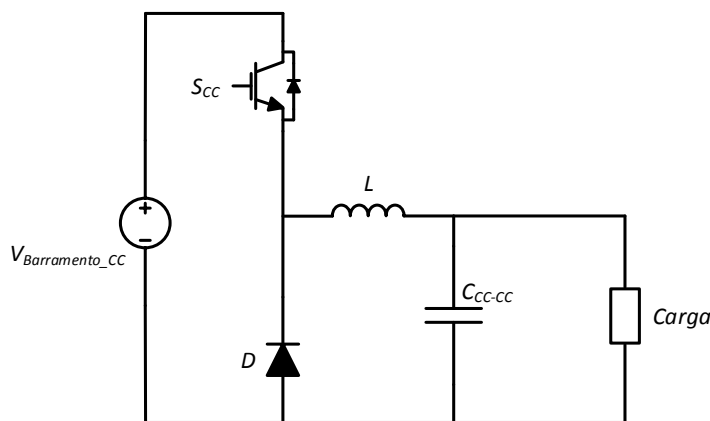


Figura 6.14 – Esquema utilizado nos testes realizados ao conversor CC-CC.

Depois de se verificar o correto funcionamento do conversor mediante a realização de alguns testes em malha aberta, onde o *duty-cycle* do sinal PWM aplicado ao IGBT era conhecido e invariável, foram realizados testes em malha fechada, com o objetivo de validar o sistema de controlo responsável por implementar os diferentes estágios de carregamento do sistema de baterias.

Os resultados obtidos a partir dos testes realizados para validação do estágio de corrente constante com a carga resistiva são exibidos na Figura 6.15 (a) e na Figura 6.15 (b).

Relativamente à tensão na carga resistiva quando no estágio de tensão constante, a mesma pode ser vista na Figura 6.15 (c). Neste teste definiu-se 56 V como valor de referência para a tensão.

Com base nos resultados apresentados é possível comprovar o correto funcionamento do sistema de controlo implementado.

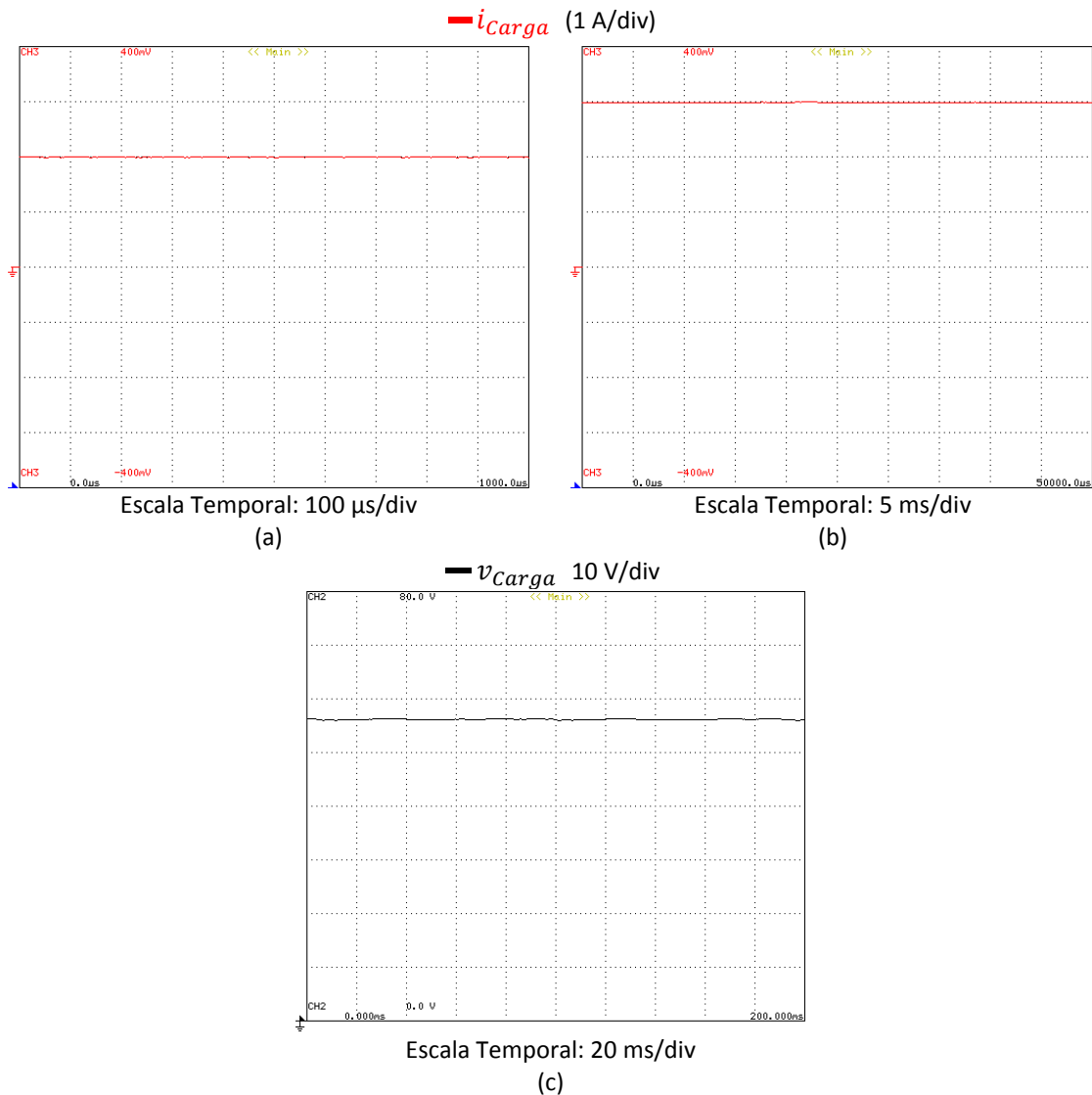


Figura 6.15 – Resultados experimentais do ensaio do conversor CC-CC com uma carga resistiva de 13 Ω :
 (a) Corrente consumida pela carga no estágio de corrente constante com a referência definida em 2 A;
 (b) Corrente consumida pela carga no estágio de corrente constante com a referência definida em 3 A;
 (c) Tensão na carga resistiva no estágio de tensão constante com uma referência de 56 V.

Após os testes realizados para ambos os algoritmos de controlo do conversor CC-CC com carga resistiva, a mesma foi então substituída pelo já mencionado conjunto de 4 baterias.

A Figura 6.16 (a) e a Figura 6.16 (b) apresentam a forma de onda da corrente que flui para as baterias, mediante a imposição do estágio de corrente constante com um valor de referência de 2 A.

A forma de onda da tensão aplicada às baterias no estágio de tensão constante pode ser vista na Figura 6.16 (c). Visto que as baterias devem ser carregadas com uma tensão muito próxima de 14 V, e que o módulo utilizado é constituído por 4 baterias ligadas em série, definiu-se 56 V como valor de referência para a tensão.

As formas de onda apresentadas na Figura 6.16 (d) resultam da junção dos dois estágios de carregamento. Durante a fase de corrente constante é possível observar o

aumento da tensão nas baterias, dando-se a transição entre estágios no momento em que a tensão atinge o valor estipulado de 56 V. A partir desse instante a corrente que flui para as baterias decai de forma gradual, enquanto que a tensão que lhe é aplicada se mantém fixa no valor de referência.

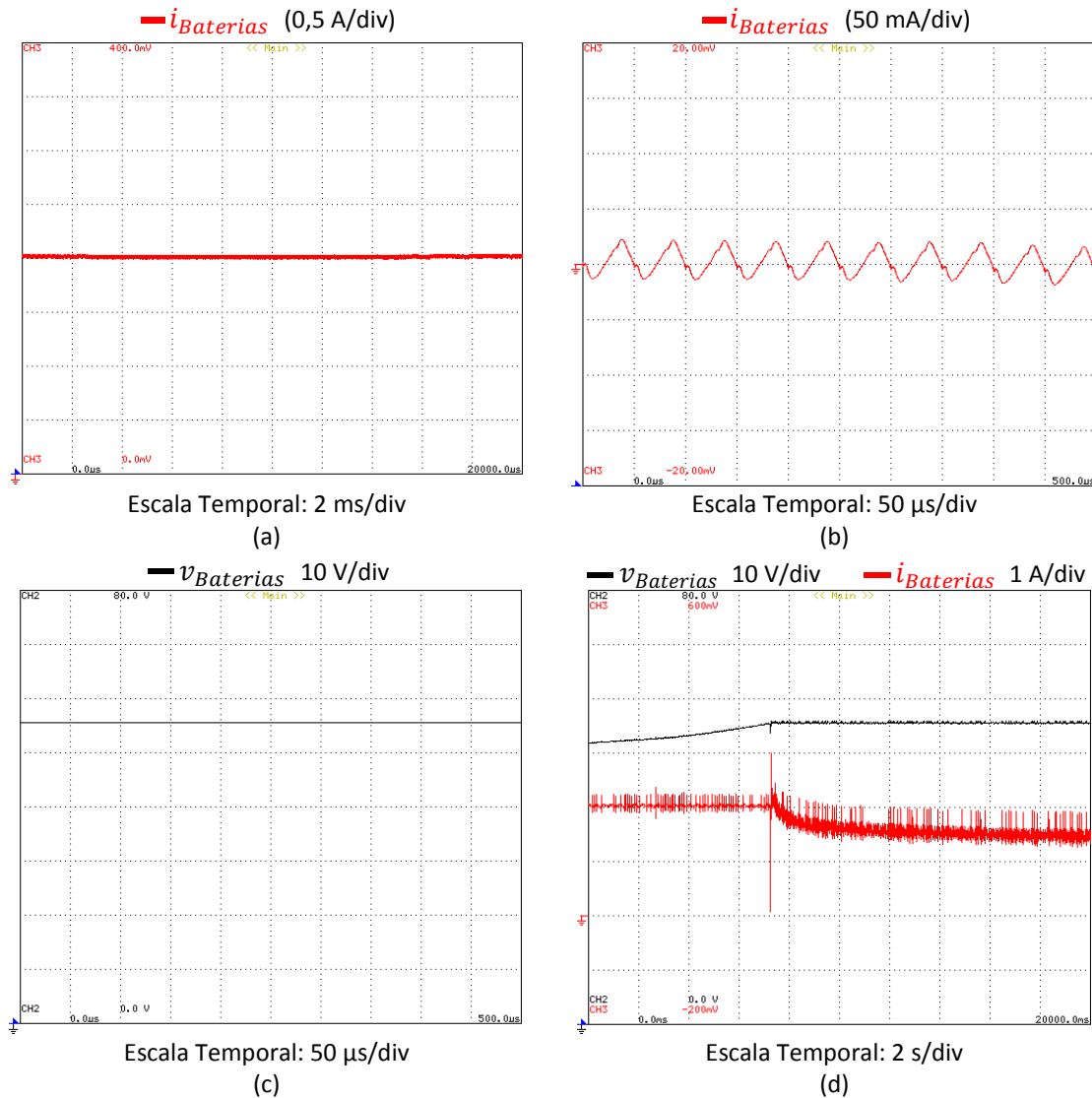


Figura 6.16 – Resultados experimentais do ensaio do conversor CC-CC com uma carga constituída por 4 baterias ligadas em série:

- (a) Corrente que flui para as baterias durante o estágio de corrente constante;
- (b) Pormenor do *ripple* da corrente à frequência de comutação (20 kHz);
- (c) Tensão aplicada às baterias no estágio de tensão constante;
- (d) Evolução da corrente e tensão nas baterias aquando da transição entre estágios.

6.7. Resultados da Operação Conjunta dos Estágios CA-CC e CC-CC do Conversor de Potência

Depois de comprovado o funcionamento dos 2 estágios do conversor de forma independente, os mesmos foram então colocados em operação de forma simultânea.

Antes da inclusão do conjunto de baterias, o sistema foi devidamente validado recorrendo à utilização da carga resistiva de $13\ \Omega$ utilizada nos testes do estágio CC-CC. As condições definidas para os ensaios realizados foram as seguintes:

- Velocidade de rotação do gerador: 600 RPM;
- Referência de tensão para o barramento CC: 100 V;
- Referência de corrente para o estágio de corrente constante: 3 A;
- Referência de tensão para o estágio de tensão constante: 56 V.

Os resultados obtidos a partir dos testes efetuados segundo as condições mencionadas podem ser vistos na Figura 6.17.

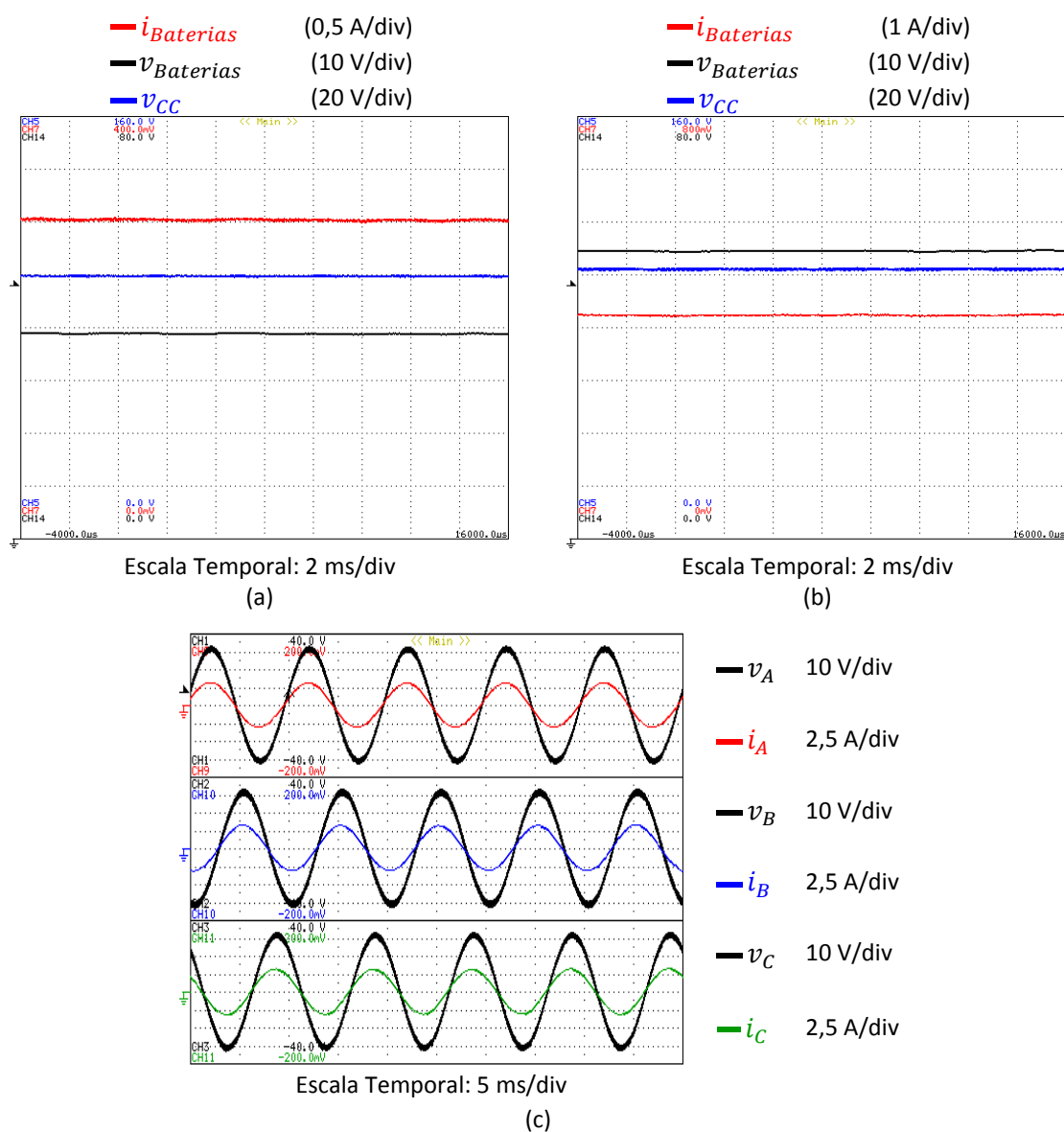


Figura 6.17 – Resultados experimentais do ensaio realizado ao conversor de potência com uma carga resistiva de $13\ \Omega$:

- (a) Tensão no barramento CC e corrente e tensão nas baterias no estágio de corrente constante;
- (b) Tensão no barramento CC e corrente e tensão nas baterias no estágio de tensão constante;
- (c) Tensões e correntes nas 3 fases do sistema.

Na Figura 6.17 (a) são apresentadas as formas de onda relativas à tensão e corrente nas baterias, bem como da tensão no barramento CC durante o estágio de corrente constante. A partir dessas formas de onda verifica-se que as condições definidas foram cumpridas, pois a corrente imposta à carga tem o valor de 3 A, e a tensão no barramento CC está muito próxima de 100 V.

Os resultados exibidos na Figura 6.17 (b) são referentes ao estágio de tensão constante, onde as tensões na carga e no barramento CC estão muito próximas das referências de 56 V e 100 V, respetivamente.

As formas de onda expostas na Figura 6.17 (c) correspondem às tensões geradas e às correntes extraídas nas três fases do gerador. Com base nas mesmas conclui-se que o fator de potência ($\cos \Phi$) é praticamente unitário nas três fases.

A carga resistiva foi posteriormente substituída pelo conjunto de 4 baterias ligadas em série, tendo sido repetidos os testes realizados até então. Os resultados obtidos podem ser vistos na Figura 6.18. A partir da Figura 6.18 (a) verifica-se que durante o estágio de corrente constante a corrente imposta às baterias está muito próxima da referência estipulada de 3 A. Relativamente ao mesmo estágio, a Figura 6.18 (c) permite concluir que as correntes extraídas do gerador são sinusoidais e estão praticamente em fase com as tensões correspondentes. Contudo, quando no estágio de tensão constante (Figura 6.18 (b)), é possível observar que tanto a tensão imposta às baterias, como a corrente por elas consumida, apresentam um *ripple* significativo. Esta situação afeta a regulação da tensão no barramento CC, o que por sua vez tem implicações nas correntes extraídas do gerador.

Em suma, apesar de ainda ser necessário realizar alguns ajustes, os resultados obtidos permitem validar o funcionamento do conversor.

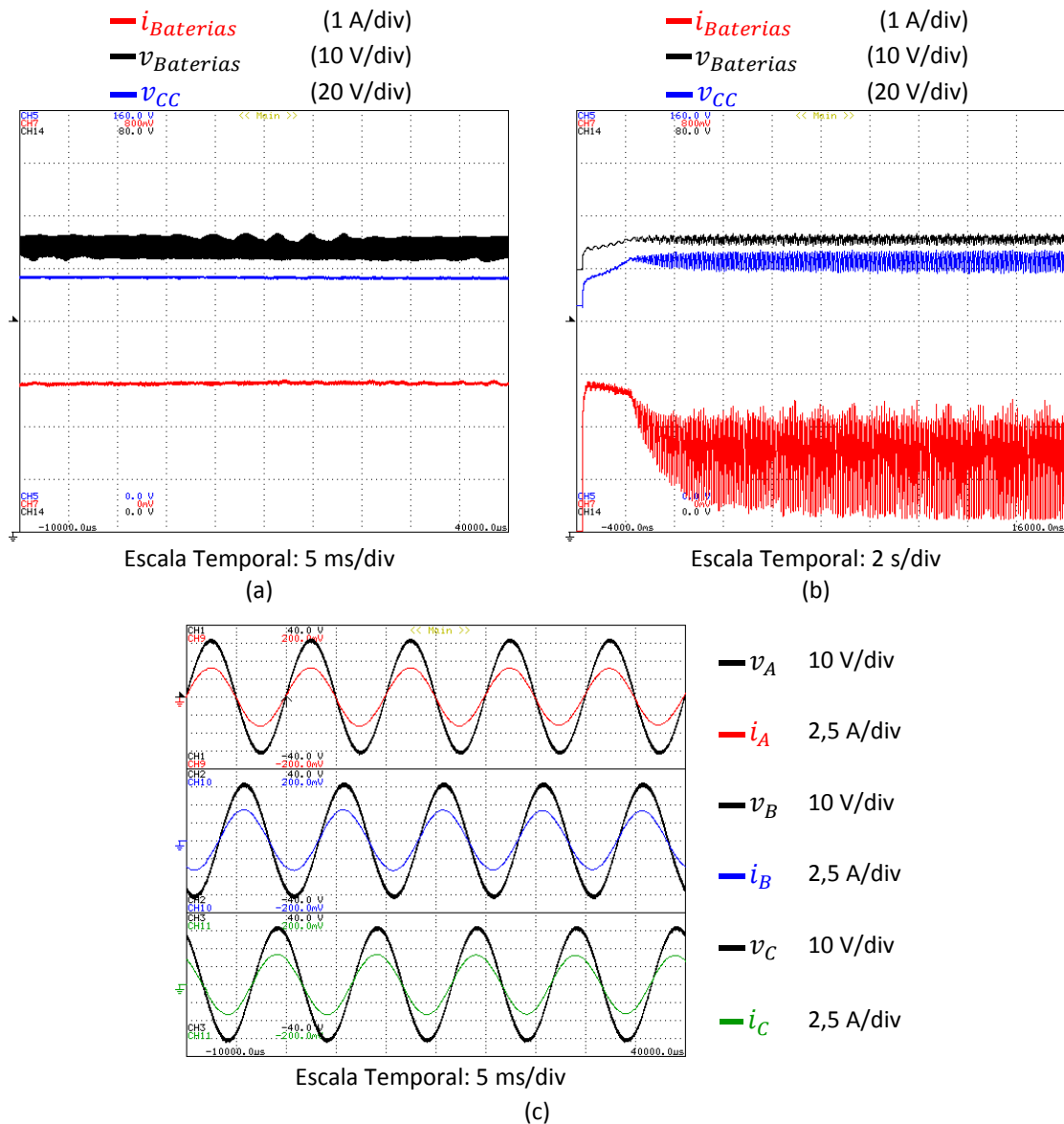


Figura 6.18 - Resultados experimentais do ensaio do conversor de potência com uma carga constituída por 4 baterias ligadas em série:
 (a) Tensão no barramento CC e corrente e tensão nas baterias no estágio de corrente constante;
 (b) Tensão no barramento CC e corrente e tensão nas baterias durante a transição entre estágios;
 (c) Tensões e correntes nas 3 fases do sistema durante o estágio de corrente constante.

6.8. Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos através dos testes práticos realizados ao sistema implementado.

A partir dos ensaios realizados ao gerador verificou-se que o funcionamento do mesmo está de acordo com o modelo de simulação desenvolvido.

Validou-se também o algoritmo PLL implementado para sistemas com frequências fundamentais diferentes.

Os resultados apresentados referentes aos sinais PWM à saída das placas de *driver*, para além de permitirem demonstrar o correto funcionamento das mesmas,

permitem também comprovar que os sinais têm a frequência pretendida de 20 kHz, e que o *deadtime* entre os dois está devidamente implementado.

Durante os testes realizados ao estágio CA-CC do conversor de potência, registaram-se alguns problemas no sistema de aquisição de sinal. À medida que se foi aumentando a potência envolvida nos ensaios efetuados, aumentava também o número de leituras erradas que eram fornecidas ao sistema de controlo. Contudo, com base nos resultados obtidos, é possível atestar o correto funcionamento do conversor. A tensão no barramento CC é regulada de acordo com o pretendido, e as correntes provenientes do gerador são sinusoidais e apresentam muito pouco desfasamento em relação às tensões correspondentes.

Os resultados obtidos a partir dos testes efetuados de forma independente ao estágio CC-CC do conversor de potência permitem validar a implementação de ambos os estágios de carregamento do sistema de baterias.

Existem ainda certos aspetos inerentes ao sistema de controlo que é necessário ajustar, de forma a melhorar o comportamento do sistema quando todos os elementos do mesmo se encontram em funcionamento. Todavia, os resultados obtidos permitem validar o funcionamento do sistema.

CAPÍTULO 7

Conclusão

7.1. Conclusões

Nesta dissertação de mestrado foi apresentada uma topologia de conversor de potência capaz de efetuar o carregamento de um sistema de baterias a partir da energia elétrica gerada por um sistema de produção de energia independente. Para o caso de estudo desta dissertação a fonte de energia independente encontra-se normalmente no interior de um veículo elétrico, e tem como finalidade produzir energia que permita aumentar a autonomia do mesmo. Este tipo de sistema é denominado *Range Extender* (extensor de autonomia) e possibilita superar a principal limitação atual dos veículos elétricos.

O conversor de potência desenvolvido é composto por um estágio CA-CC (Corrente Alternada-Corrente Contínua) trifásico totalmente controlado e por um estágio CC-CC. Mediante a estratégia de controlo implementada o conversor permite extrair correntes sinusoidais e em fase com as tensões da fonte (gerador elétrico), enquanto realiza o carregamento do sistema de baterias. Apesar do foco desta dissertação assentar na aplicação do conversor de potência num sistema *Range Extender*, as características do mesmo possibilitam que este possa ser empregue noutro tipo de sistemas.

Numa primeira fase deste trabalho foi feito um levantamento do panorama atual da mobilidade elétrica. O estudo realizado aborda os diferentes tipos de veículos que compõem a escala de eletrificação, bem como os sistemas de armazenamento de energia por eles utilizados. Com base na informação recolhida e apresentada no Capítulo 2, conclui-se que os veículos híbridos continuam a evoluir e a apresentar configurações cada vez mais complexas e otimizadas, e que apesar dos sistemas de armazenamento de energia continuarem a ser o ponto fraco da mobilidade elétrica, desenvolvimentos nas tecnologias de baterias, em particular nas de lítio, permitem perspetivar um cenário onde a frota automóvel mundial deixe de ser dependente dos combustíveis fósseis.

No Capítulo 3, dedicado aos sistemas *Range Extender* (RE), foram descritos os elementos constituintes deste tipo de sistemas e apresentados alguns exemplos de

soluções existentes no mercado. A partir da revisão bibliográfica realizada, conclui-se que apesar dos sistemas RE baseados em motores de combustão serem os mais comuns, são aqueles que têm por base a utilização de células de combustível que apresentam os melhores resultados em termos de manutenção, ruídos e vibrações, e emissão de gases poluentes.

Relativamente à topologia de conversor de potência selecionada, o facto da mesma permitir fluxo bidirecional de energia, permite salvaguardar uma possível utilização do gerador elétrico como motor de arranque do motor de combustão interna (MCI). Esta situação tem como vantagens a redução do peso e do volume do RE, uma vez que o motor de arranque do MCI poderia ser removido.

No Capítulo 4 foram apresentadas as simulações realizadas em *PSIM* para validação da topologia e da estratégia de controlo selecionada. A partir dos resultados obtidos verificou-se que as tensões produzidas pelo modelo do gerador eram ondas sinusoidais com a frequência e amplitude esperadas. Verificou-se também que o estágio CA-CC do conversor de potência é capaz de regular a tensão no barramento CC no valor estipulado de 500 V, e fazer com que as correntes provenientes do gerador sejam sinusoidais e estejam praticamente em fase com as tensões produzidas pelo mesmo. Enquanto isto, o estágio CC-CC é capaz de manter a corrente imposta às baterias no valor definido de 6 A durante o estágio de corrente constante, bem como garantir o valor estipulado de 244,8 V durante o estágio de tensão constante.

Ao longo do Capítulo 5 foram apresentados todos os elementos utilizados na construção do protótipo laboratorial. Inicialmente foi descrito o andar de potência desenvolvido, e em seguida foram apresentados todos os elementos utilizados no sistema de controlo. A partir de testes realizados validou-se o funcionamento de forma independente de todos os elementos mencionados neste capítulo. Contudo, verificou-se que quando são habilitadas as comutações do conversor de potência, alguns dos valores lidos pelo ADC externo não correspondem à realidade. Esta situação tem por vezes influência na qualidade dos resultados obtidos.

Depois da realização de alguns testes concluiu-se que o valor de capacitância utilizada no barramento CC não era suficiente para manter a tensão regulada no valor pretendido. Mediante esta situação aumentou-se o valor de capacitância do barramento CC através da colocação de um condensador de capacitância superior em paralelo com os já existentes.

Apesar de não terem sido realizados testes ao conversor a operar nas suas condições nominais, e de ainda ser necessário ajustar alguns parâmetros do algoritmo de

controlo, os resultados apresentados no Capítulo 6 permitem validar a topologia e a estratégia de controlo implementada. Verifica-se que simultaneamente com o processo de carregamento do sistema de baterias a tensão no barramento CC é regulada de acordo com a referência estipulada, e que as correntes extraídas do gerador têm forma de onda sinusoidal e estão praticamente em fase com as tensões produzidas pelo mesmo.

7.2. Sugestões para Trabalho Futuro

O trabalho realizado até ao momento permitiu validar o sistema desenvolvido. Contudo, o protótipo deve continuar a ser ensaiado e melhorado para que futuramente possa vir a ser testado a bordo de um veículo elétrico, juntamente com um motor de combustão interna.

Em seguida são apresentadas algumas sugestões de trabalho futuro:

- De forma a tornar o sistema mais compacto e também mais seguro, sugere-se a colocação do protótipo desenvolvido dentro de um quadro elétrico apropriado.
- Tendo em vista a colocação do sistema a funcionar nas condições nominais, deve aumentar-se progressivamente a velocidade de rotação do gerador e a tensão no barramento CC. Por sua vez deve também ser aumentado o número de baterias colocadas à saída do estágio CC-CC. Durante este processo surgirão com certeza pormenores que deverão ser corrigidos.
- Depois do sistema ser capaz de efetuar o carregamento das baterias de um veículo de forma fiável, devem ser colocadas cargas em paralelo com o barramento CC, de forma a simular o comportamento do *Range Extender* a fornecer energia ao sistema de tração do veículo enquanto é efetuado o carregamento do sistema de baterias do mesmo. Durante estes testes é preciso ter em atenção as características dos componentes que formam o conversor de potência, pois mediante a potência total requerida, as correntes extraídas do gerador podem atingir valores que ultrapassem os máximos suportados pelos componentes.
- No protótipo laboratorial construído a alimentação do sistema de controlo é feita por intermédio de uma fonte de tensão que se encontra ligada à rede elétrica. Tendo em vista a colocação do sistema no interior de um veículo elétrico, sugere-se o desenvolvimento de uma fonte de alimentação que seja capaz de fornecer +15 V e -15 V a partir do sistema de baterias do mesmo.

Referências

- [1] E. Tate, M. Harpster, and P. Savagian, “The Electrification of the Automobile: From Conventional Hybrid, to Plug-in Hybrids, to Extended-Range Electric Vehicles,” *Sae* 200801 0458, vol. SP-2153, no. 724, 2008. ISSN: 0148-7191. DOI: 10.4271/2008-01-0458.
- [2] Porsche, “Prof. Ferdinand Porsche Created the First Functional Hybrid Car,” Página web dedicada ao veículo Porsche Semper Vivus, disponível online no dia 18 de Fevereiro de 2013 em <<http://press.porsche.com/news/release.php?id=642>>.
- [3] J. Martins and F. Brito, *Carros Elétricos*, Publindústria, 2012. ISBN: 978-972-869-264-3.
- [4] C. C. Chan, “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. ISSN: 0018-9219. DOI: 10.1109/JPROC.2007.892489.
- [5] G. Pistoia, *Electric and Hybrid Vehicles: Power Sources, Models, Sustainability, Infrastructure and the Market*, Elsevier, 2010. ISBN: 978-0-444-53565-8.
- [6] Honda, “Honda Insight,” Página web dedicada ao veículo Honda Insight, disponível online no dia 18 de Fevereiro de 2013 em <<http://automobiles.honda.com/insight-hybrid/exterior-photos.aspx>>.
- [7] Toyota, “Toyota Prius,” Página web dedicada ao veículo Toyota Prius, disponível online no dia 18 de Fevereiro de 2013 em <http://www.toyota.pt/cars/new_cars/prius/index.tmex>.
- [8] A. Klostermann, “Future of Automotive Powertrains - Trends and Developments in Range extender Technology,” *Automotive Technology Centre*, Holanda, 2011, disponível online em Outubro de 2012 em <<http://www.atcentre.nl>>.
- [9] Toyota, “Toyota Prius Plug-in,” Página web dedicada ao veículo Toyota Prius Plug-in, disponível online no dia 18 de Fevereiro de 2013 em <http://www.toyota.pt/cars/new_cars/prius-plugin/index.tmex>.
- [10] Wired, “The Chevy Volt Will Save GM,” Página web dedicada ao veículo Chevrolet Volt, disponível online no dia 18 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.wired.com/autopia/2008/11/the-chevy-volt-2>>.
- [11] Opel, “Opel Ampera,” Página web dedicada ao veículo Opel Ampera, disponível online no dia 18 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.opel.pt/veiculos/opel-gama/veiculos-assageiros/ampera/galeria/downloads.html#galleryitem07>>.
- [12] R. Matthé, “Opel Ampera – Extended-Range Electric Vehicle Concept with Future,” Informação relativa ao veículo Opel Ampera, disponível online no dia 18 de Fevereiro de 2013 em <http://shop.berner.eu/berner/15/medias/sys_master/h82/ha3/8930608611358.pdf>.
- [13] SAE International, “Vehicle Electrification - 2011 Chevrolet Volt Development Story,” Nov, 2010.
- [14] Fisker, “Fisker Global,” Página web do fabricante de automóveis Fisker, disponível online no dia 3 de Março de 2013 em <<http://fiskerglobal.com>>.
- [15] Fisker, “Fisker Specifications,” Página web dedicada ao veículo Fisker Karma, disponível online no dia 3 de Março de 2013 em <<http://onward.fiskerautomotive.com/en-us/karma/specifications>>.
- [16] C. C. Chan, “An overview of electric vehicle technology,” *Proceedings of the IEEE*, vol.81, no.9, pp.1202,1213, Sep 1993. ISSN: 0018-9219. DOI: 10.1109/5.237530.
- [17] D. Pedrosa, “Desenvolvimento de um Veículo Elétrico,” *Mestrado Integrado em Electrónica Industrial e Computadores da Universidade do Minho*, 2010.
- [18] Nissan, “Nissan Leaf,” Página web dedicada ao veículo Nissan Leaf, disponível online no dia 19 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.nissanusa.com/electric-cars/leaf/>>.
- [19] Tesla Motors, “Model S,” Página web dedicada ao veículo Tesla Model S, disponível online no dia 18 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.teslamotors.com/models>>.
- [20] J. Ribau, C. Silva, F. P. Brito, and J. Martins, “Analysis of four-stroke, Wankel, and microturbine based range extenders for electric vehicles,” *Energy Conversion and Management*, vol. 58, pp. 120–133, Jun. 2012. DOI: 10.1016/j.enconman.2012.01.011.

- [21] D. Tingting, Z. Fuquan, L. Jun, J. Qiqian, and Y. Yi, "Design method and control optimization of an Extended Range Electric Vehicle," 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1–6, Sep. 2011. DOI: 10.1109/VPPC.2011.6043103.
- [22] J. Gao, F. Sun, H. He, G. G. Zhu, and E. G. Strangas, "A Comparative Study of Supervisory Control Strategies for a Series Hybrid Electric Vehicle," 2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, pp. 1–7, Mar. 2009. E-ISBN: 978-1-4244-2487-0. DOI: 10.1109/APPEEC.2009.4918038.
- [23] P. Pisu and G. Rizzoni, "A Comparative Study Of Supervisory Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles," Control Systems Technology, IEEE Transactions on , vol.15, no.3, pp.506,518, May 2007. ISSN: 1063-6536. DOI: 10.1109/TCST.2007.894649.
- [24] S. Wirasingha and A. Emadi, "Classification and Review of Control Strategies for Plug-In Hybrid Electric Vehicles," Vehicular Technology, IEEE Transactions on , vol.60, no.1, pp.111,122, Jan. 2011. ISSN: 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2010.2090178.
- [25] F. R. Salmasi, "Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles: Evolution, Classification, Comparison, and Future Trends," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, no. 5, pp. 2393–2404, Sep. 2007. ISSN: 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2007.899933.
- [26] N. Jalil, N. Kheir, and M. Salman, "A Rule-Based Energy Management Strategy for a Series Hybrid Vehicle," American Control Conference, 1997. Proceedings of the 1997 , vol.1, pp.689,693 vol.1, 4-6 Jun 1997. ISSN: 0743-1619. DOI: 10.1109/ACC.1997.611889.
- [27] United States Environmental Protection Agency, "FTP Driving Cycle," disponível online no dia 28 de fevereiro de 2013 em <<http://www.epa.gov/otaq/sftp.htm>>.
- [28] D. Linden and T. Reddy, Handbook of batteries, McGraw-Hill, 2002. ISBN: 0071359788. DOI: 10.1036/0071414754.
- [29] J. Dixon, "Energy Storage for Electric Vehicles," 2010 IEEE International Conference on Industrial Technology, pp. 20–26, 2010. E-ISBN: 978-1-4244-5696-3. DOI: 10.1109/ICIT.2010.5472647.
- [30] J. Larminie and J. Lowry, Electric Vehicle Technology Explained, John Wiley & Sons Ltd , 2003. ISBN: 0-470-85163-5.
- [31] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the art," Vehicular Technology, IEEE Transactions on , vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010. ISSN: 0018-9545. DOI: 10.1109/TVT.2010.2047877.
- [32] V. Monteiro, "Desenvolvimento de um Sistema Inteligente para Carregamento de Baterias", Mestrado Integrado em Electrónica Industrial e Computadores da Universidade do Minho.
- [33] Power Factor Inc, "Mobility Series", Página web dedicada às baterias da gama Power Mobility do fabricante Power Battery, disponível online no dia 26 de Fevereiro de 2013 em <http://www.powerfactorinc.com/Batteries/mobility_series.htm>.
- [34] V. Monteiro, D. Pedrosa, B. Exposto, J. C. Ferreira, J. L. Afonso, "Smart Charging System of the Electric Vehicle CEPIUM," SAAEI 19th Seminário Anual de Automação, Electrónica Industrial e Instrumentação, Guimarães – Portugal, 11-13 July, 2012.
- [35] STA-Eletrónica, "Manual das Baterias Recarregáveis, Pilhas e Carregadores," disponível online no dia 26 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.sta-eletronica.com.br>>.
- [36] S. F. Tie and C. W. Tan, "A review of energy sources and energy management system in electric vehicles," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 20, pp. 82–102, Apr. 2013. DOI: 10.1016/j.rser.2012.11.077.
- [37] Iqbal Husain, Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals, CRC press, 2011. ISBN: 978-1-4398-1178-8.
- [38] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, and A. Emadi, Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles, CRC Press, 2005.
- [39] I. Aharon and A. Kuperman, "Topological Overview of Powertrains for Battery-Powered Vehicles With Range Extenders," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.26, no.3, pp.868,876, March 2011. ISSN: 0885-8993. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2107037.
- [40] J. Martins, Motores de Combustão Interna, Publindústria, 2005. ISBN: 972-98726-8-6.

- [41] Mazda, Página web do fabricante de automóveis Mazda, disponível online no dia 14 de Fevereiro de 2013 em <www.mazda.pt>.
- [42] Popular Mechanics, “The Mazda Rotary Engine”, Página web dedicada ao motor Wankel utilizado no veículo Mazda RX-8, disponível online no dia 14 de Fevereiro de 2013 em <http://www.popularmechanics.com/cars/news/fuel-economy/how-it-works-the-mazda-rotary-engine-with-video?click=main_sr>.
- [43] S. Hamilton, *Microturbine Generator Handbook*, PennWell Books, 2003. ISBN: 0-87814-897-3.
- [44] J. DE MERÍCIA, “Controle de uma microturbina a gás com câmara de combustão de baixa emissão de NOx,” Mestrado em Ciências Mecânicas, Universidade de Brasília, 2007.
- [45] J. Martins and B. Ribeiro, “Desenvolvimento do Conceito de Motor Sobre-Expandido,” in 8o Congresso Iberoamericano de Engenharia Mecânica, 2007.
- [46] J. Gieras, R. Wang, and M. Kamper, *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*, Kluwer Academic Publishers 2004. E-ISBN: 1-4020-2720-6.
- [47] A. Parviainen, M. Niemela, J. Pyrhonen, and J. Mantere, “Performance comparison between low-speed axial-flux and radial-flux permanent-magnet machines including mechanical constraints,” *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005., pp. 1695–1702, 2005. E-ISBN: 0-7803-8987-3. DOI: 10.1109/IEMDC.2005.195948.
- [48] F. Giulii Capponi, G. De Donato, and F. Caricchi, “Recent Advances in Axial-Flux Permanent-Magnet Machine Technology,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2190–2205, Nov. 2012. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2012.2226854.
- [49] M. Aydin, S. Huang, and T. A. Lipo, “Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review.” *Conf. Record of SPEEDAM*. 2004.
- [50] A. Mahmoudi, N. Rahim, and W. Hew, “Axial-flux permanent-magnet achine modeling, design, simulation, and analysis,” *Scientific Research and Essay (SRE)*, vol. 6, no. 12, pp. 2525–2549, 2011. ISSN: 1992-2248. DOI: 10.5897/SRE11.334.
- [51] Enstroj, “Emrax Motors,” Página web do fabricante de máquinas elétricas Enstroj, disponível online no dia 25 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.enstroj.si/Electric-products/emrax-motors.html>>.
- [52] Enstroj, “Manual for EMRAX Motor.”, disponível online no dia 25 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.enstroj.si>>.
- [53] A. D. Junqueira, “Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência,” Mestrado em Sistemas de Potência, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 2004.
- [54] João Luiz Afonso e Júlio S. Martins, “Qualidade da Energia Elétrica”, *Revista o electricista*, n°9, 3º trimestre de 2004, ano 3, pp. 66-71.
- [55] D. Borgonovo, “Análise Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos,” *Doutoramento em Engenharia Elétrica*, Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.
- [56] J.W. Kolar, T. Friedli, “The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems,” *Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011 IEEE 33rd International, pp.1,27, 9-13 Oct. 2011. DOI: 10.1109/INTLEC.2011.6099838.
- [57] R. Alves, “Concepção e Análise de Retificadores Híbridos Trifásicos Unidirecionais,” *Doutoramento em Engenharia Elétrica*, Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.
- [58] J. G. Pinto, “Nova topologia de UPQC sem transformador para compensação de problemas de qualidade de energia elétrica,” *Doutoramento em Engenharia Eletrónica e de Computadores*, Universidade do Minho, 2012.
- [59] Rashid, Muhammad H., ed., *Power electronics handbook*, Academic Press, 2001. ISBN: 0-12-581650-2.
- [60] Bladon Jets, “Jaguar C-X75 Concept,” Página web dedicada ao veículo Jaguar C-X75 Concept, disponível online no dia 6 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.bladonjets.com/applications/automotive/jaguar-c-x75-concept-case-study>>.
- [61] P. Barrett, “Gas Turbine Range Extender Low Carbon Vehicle Technology Project Presentation for LCV 2011,” Informação relativa aos Range Extenders baseados em turbinas a gás da Bladon Jets, disponível online no dia 6 de Fevereiro de 2013 em <http://www.lcv2011.co.uk/PRESENTATIONS/TSB-DOME/PDFs/Wed-pm-JL-Tech-session/07Sept11-Barritt.pdf>>.

- [62] AVL, “AVL Range Extender Technologies and Engineering Services,” Documentação dedicada à tecnologia Range Extender produzida pela AVL, disponível online no dia 27 de Fevereiro de 2013 em <https://www.avl.com/html/static/emag/Range_Extender/flash.html>.
- [63] Green Car Reports, “Audi A1 E-Tron Pilot Project To Start in Munich, 2011,” Página web dedicada ao veículo Audi A1 e-tron, disponível online no dia 27 de Fevereiro de 2013 em <http://www.greencarreports.com/news/1049389_audi-a1-e-tron-pilot-project-to-start-in-munich-2011>.
- [64] Lotus, “Ranger Extender Engines,” Página web dedicada à tecnologia Range Extender desenvolvida pela Lotus, disponível online no dia 6 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.lotuscars.com/gb/engineering/range-extender-engines>>.
- [65] Grottsch, M., “Development of a Fuel Cell Range Extender for Commercial Vehicles,” Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS), 2012, pp.1,5, 16-18 Oct. 2012. E-ISBN: 978-1-4673-1371-1. DOI: 10.1109/ESARS.2012.6387487.
- [66] Proton Motor, “Fuel Cells for Industrial Applications,” Informação relativa à tecnologia baseada em células de combustível desenvolvida pela Proton Motor, disponível online no dia 27 de Fevereiro de 2013 em <http://www.proton-motor.de/fileadmin/pdf_dokumente/Proton_Motor_Company_Presentation_English.pdf>.
- [67] Capstone, “Capstone Drive Solution - Range Extender,” Informação relativa à tecnologia Range Extender desenvolvida pela Capstone, disponível online no dia 27 de Fevereiro de 2013 em <http://www.capstoneturbine.com/_docs/CAP1100_Drive_Solution_Range_Extender_LR.pdf>.
- [68] Capstone, “CMT-380,” Página web dedicada ao veículo Capstone CMT-380, disponível online no dia 4 de Março de 2013 em <<http://www.capstoneturbine.com/news/story.asp?id=536>>.
- [69] Peec-Power, “Peec-Power Extending your Range,” Página web dedicada à tecnologia Range Extender desenvolvida pela Peec-Power, disponível online no dia 28 de Fevereiro de 2013 em <<http://www.peec-power.com>>.
- [70] L. G. Barbosa Rolim, D. Rodrigues da Costa Jr., and M. Aredes, “Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 6, pp. 1919–1926, Dec. 2006. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2006.885483.
- [71] Fairchild Semiconductor, “datasheet IGBT FGA25N120ANTD,” disponível em <<http://www.fairchildsemi.com/ds/FG/FGA25N120ANTD.pdf>>, 2013.
- [72] Avago Technologies, “datasheet Optoacoplador HCPL-3120/J312,” disponível em <<http://www.avagotech.com/docs/AV02-0161EN>>, 2013.
- [73] Traco Power, “datasheet Fonte CC-CC isolada TMA1515D,” disponível em <<http://www.tracopower.com/products/tma.pdf>>, 2013.
- [74] Texas Instruments, “F2833x - Tutorial,” disponível online no dia 20 de Maio de 2013 em <<http://e2e.ti.com/group/universityprogram/educators/w/wiki/2038.c2000-teaching-rom.aspx>>.
- [75] Texas Instruments, “Data Manual TMS320F28xxx Digital Signal Controllers,” disponível em <<http://www.ti.com/lit/ds/sprs439m/sprs439m.pdf>>, 2012.
- [76] Texas Instruments, “XDS100,” disponível online no dia 16 de Setembro de 2013 em <http://processors.wiki.ti.com/index.php/XDS100#General_Features>.
- [77] LEM, “Voltage Transducer LV 25-P,” disponível em <<http://www.lem.com/docs/products/lv%2025-p.pdf>>, 2012.
- [78] ChenYang Technologies GmbH & Co. KG, “Hall Effect Voltage Sensor CYHVS025A,” disponível em <<http://www.cy-sensors.com/CY-HallEffectVoltageSensors.pdf>>.
- [79] LEM, “Current Transducer LA 100-P,” disponível em <<http://www.lem.com/docs/products/la%20100-p%20e.pdf>>.
- [80] Maxim, “datasheet ADC MAX1320,” disponível em <<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX1316-MAX1326.pdf>>, 2008.
- [81] Texas Instruments, “datasheet DAC TLV5610,” disponível em <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv5610.pdf>>, 2008.
- [82] Epitrocóide, disponível online no dia 14 de Fevereiro de 2013 em <<http://pt.wikipedia.org/wiki/Epitrocóide>>.