

**Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto**



**FEUP**

**Desenvolvimento de 'Range Extender' para  
veículo eléctrico**

Leonardo Veríssimo Cardoso

VERSÃO PROVISÓRIA

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

Orientador: Prof. Dr. Adriano da Silva Carvalho

Junho de 2011



Aos meus Pais e Irmã



# Resumo

As preocupações ambientais e o fim previsto das reservas mundiais de petróleo justificam a necessidade em encontrar soluções alternativas face ao automóvel convencional. A indústria automóvel tem um grande impacto na economia mundial, o que justifica o esforço e os recursos actualmente canalizados para o desenvolvimento dessas soluções, das quais os veículo eléctricos híbridos fazem parte. A reduzida densidade energética das baterias, tendo em conta a tecnologia existente actualmente, é o grande entrave ao aumento de autonomia.

O propósito desta dissertação é o desenvolvimento de uma plataforma de simulação do sistema “Range-Extender” de um veículo eléctrico híbrido (VEH) de topologia série, que permita prever o comportamento do sistema real. Conceptualmente, este sistema pode ser visto como a fonte de energia do veículo. Esta dissertação é parte integrante de um projecto do departamento de Engenharia Electrotécnica da FEUP que consiste em desenvolver um protótipo de um VEH série com base na plataforma de uma moto 4x4 que foi adquirida.

Começa-se por apresentar um estudo completo do sistema de geração de energia, constituído pelo motor de combustão interna e por um gerador síncrono de ímanes permanentes, e do respectivo módulo de gestão de energia, que controla o trânsito de potência do sistema e garante a autonomia do veículo.

A geração da corrente contínua, para carregar o sistema de baterias, está a cargo de um rectificador PWM *boost*, do qual foi desenvolvido um modelo de simulação, com base num estudo completo dos fundamentos teóricos, das arquitecturas de controladores existentes e dos tipos de modulação possíveis.

O resultado desta dissertação é um conjunto de plataformas de simulação para os diferentes componentes do sistema “Range-Extender” que servirá de suporte para o desenvolvimento de um protótipo físico do veículo proposto.



# Abstract

The Environmental issues, the predictive end of the petrol world reserves and the massive impact in the world economy that this industry has, justify the increasing needs in developing alternative solution to the conventional automobile, such as Electric Hybrid Vehicles.

The purpose of this dissertation is to develop a simulation platform of the “Range-Extender” system, in a series type electric hybrid vehicle. Conceptually, this system can be viewed as the energy source of the vehicle.

This system is one of the main parts of a hybridization project, based on a Quad motorcycle, to develop a working prototype of an electric hybrid vehicle. This dissertation presents a full study of the energy generation system, which is composed by an internal combustion engine and a permanent magnet synchronous machine, and the energy management module that controls the power traffic and guarantees the autonomy of vehicle.

A complete study of the PWM boost-rectifier is also presented, to support the simulation platform developed. The output of this work consists in a development strategy to calculate the different parameters needed, and a complete set of simulations to predict the future real vehicle systems behavior and to validate the theoretical assumptions made.





# Agradecimentos

O meu especial obrigado aos meus pais que sempre me apoiaram e incentivaram, além de terem patrocinado a frequência do curso.

Em especial ao meu orientador, o professor Doutor Adriano da Silva Carvalho, pela contribuição no trabalho desenvolvido.

A todos os meus amigos e amigas, em particular os colegas de curso, pela amizade e companheirismo.



# Índice

<b>Resumo</b> .....	<b>v</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>vii</b>
<b>Agradecimentos</b> .....	<b>ix</b>
<b>Índice</b> .....	<b>xi</b>
Lista de Figuras.....	1
<b>Lista de Tabelas</b> .....	<b>5</b>
<b>Abreviaturas e Símbolos</b> .....	<b>7</b>
<b>Capítulo 1</b> .....	<b>1</b>
Introdução.....	1
1.1 - Motivação .....	1
1.2 - O projecto.....	1
1.3 - Objectivos.....	2
1.4 - Planeamento.....	3
<b>Capítulo 2</b> .....	<b>5</b>
O Estado da Arte .....	5
2.1 - Evolução dos Veículos Eléctricos Híbridos .....	5
2.2 - Motivação para o desenvolvimento actual dos VEH's .....	6
2.2.1 - Reservas mundiais de petróleo.....	7
2.2.2 - Poluição atmosférica e aquecimento global .....	9
2.3 - Arquitecturas de VEH's existentes.....	11
2.3.1 - VEH's com arquitectura série .....	11
2.3.2 - VEH's com arquitectura paralela .....	13
2.4 - A fonte de Energia ideal .....	15
2.5 - Trânsito de Energia num VEH .....	16
2.6 - Conversores electrónicos de potência .....	18
2.6.1 - Requisitos gerais do EPC.....	18
2.6.2 - Exemplo actual (Toyota HSD).....	18
2.7 - O Motor de Combustão Interna .....	20
2.8 - Baterias e supercondensadores.....	20
2.9 - Panorama actual e modelos existentes no mercado.....	21
2.10 - Perspectivas para o futuro.....	23
2.11 - Conclusão .....	24

<b>Capítulo 3 .....</b>	<b>25</b>
Arquitectura do Sistema .....	25
3.1 - Introdução .....	25
3.2 - Análise Funcional do veículo.....	25
3.3 - Análise funcional detalhada do sistema “Range-Extender” .....	26
3.3.1 - Sistema Supervisor .....	27
3.3.2 - Módulo de Gestão da energia.....	28
3.3.3 - Motor de Combustão Interna (ICE) .....	28
3.3.4 - Gerador Eléctrico .....	29
3.3.5 - Conversor electrónico de potência .....	30
3.3.6 - Controlador do EPC .....	30
3.3.7 - Sistema de armazenamento de energia .....	31
3.4 - Motor de combustão interna.....	31
3.4.1 - Funcionamento na zona de rendimento óptimo .....	31
3.5 - Máquina eléctrica.....	33
3.5.1 - A máquina eléctrica num VEH.....	33
3.5.2 - Gerador eléctrico PMSM .....	34
3.6 - Gestão da energia num VEH série .....	34
3.6.1 - Conceito.....	34
3.6.2 - Perfis de utilização.....	35
3.6.1 - Estimaco do estado de carga das baterias.....	36
3.6.2 - Estratégias de controlo .....	37
3.6.3 - Algoritmo desenvolvido.....	38
3.7 - Conclusão .....	38
 <b>Capítulo 4 .....</b>	 <b>39</b>
Rectificador PWM .....	39
4.1 - Arquitectura do conversor .....	39
4.2 - Funcionamento do rectificador PWM.....	41
4.3 - Métodos de controlo .....	44
4.4 - Estrutura do controlador .....	46
4.5 - Restrições do funcionamento em regime permanente.....	49
4.6 - Modelaco por largura de impulso.....	51
4.7 - Plataforma de implementaco do controlador .....	56
4.8 - Conclusão .....	57
 <b>Capítulo 5 .....</b>	 <b>59</b>
Simulaco .....	59
5.1 - Introdução .....	59
5.2 - Ferramentas de simulaco .....	59
5.3 - Sistema de gerao da energia eléctrica .....	60
5.3.1 - Introdução .....	60
5.3.2 - Validaco do modelo do gerador .....	61
5.3.3 - Validaco do modelo do ICE .....	62
5.3.4 - Controlo de Velocidade do sistema .....	63
5.3.5 - Regime de funcionamento óptimo.....	63
5.4 - Rectificador PWM .....	64
5.4.1 - Introdução .....	64
5.4.2 - Parametrizaco do rectificador .....	66
5.4.3 - Validaco do controlador desenvolvido.....	69
5.4.4 - Avaliaco do desempenho do rectificador .....	71
5.4.5 - Simulaco em regime nominal com o SV-PWM assimétrico .....	74
5.5 - Módulo de gestão da Energia .....	75
5.6 - Conclusão .....	77
 <b>Capítulo 6 .....</b>	 <b>79</b>

Conclusões e desenvolvimentos futuros .....	79
Referências .....	83
Anexos .....	85



# Lista de Figuras

Figura 1.1 - Aspecto do modelo da mota 4x4 adquirida .....	2
<b>Figura 2.1</b> - Variação da procura mundial de petróleo por ano [4] .....	7
<b>Figura 2.2</b> - Preço do barril de petróleo em dólares americanos [5] .....	8
<b>Figura 2.3</b> - Produção anual de barris de petróleo, estimativa para o futuro segundo a curva de Hubbert.....	8
<b>Figura 2.4</b> - Esquema representativo do funcionamento de um catalisador, reagentes e produtos da reacção .....	9
<b>Figura 2.5</b> - Esquema representativo do efeito de estufa, com destaque para as proporções dos gases responsáveis.....	10
<b>Figura 2.6</b> - Emissões de CO2 provenientes da combustão de hidrocarbonetos por sector e tipo de combustível em 2006. [7] .....	10
<b>Figura 2.7</b> - Classificação dos VEH's. a) Arquitectura série, b) Arquitectura paralela, c) e d) arquitecturas mistas (série-paralela). [3] .....	11
<b>Figura 2.8</b> - Configuração e trânsito de potência num VEH série[3]. .....	12
<b>Figura 2.9</b> - Configuração e trânsito de potência num VEH paralelo [3] .....	14
<b>Figura 2.10</b> - Características (potencia VS energia) das principais fontes de energia [2] .....	16
Figura 2.11 - Ilustração conceptual do trânsito de potência num VEH [8] .....	17
Figura 2.12 - Divisão do perfil de carga nas suas componentes [8] .....	17
Figura 2.13 - a) visualização em corte do HSD; b) Pormenor do conversor boost do HSD .....	19
Figura 2.14 -Representação dos quatros tempos de um motor de CI a gasolina[3] .....	20
<b>Figura 2.15</b> - Gráfico ilustrativo da venda de VEH's nos EUA entre 2004 e o início de 2011 [16].....	22

<b>Figura 2.16</b> - Percentagem da venda de automóveis nos EUA correspondente aos VEH's nos últimos anos. [17] .....	23
<b>Figura 2.17</b> - Análise do mercado dos híbridos, por construtor e modelo, em Junho de 2009 nos EUA [18] .....	23
<b>Figura 2.18</b> - Evolução do tipo de veículos no futuro em função da disponibilidade de petróleo.[1] .....	24
<b>Figura 3.1</b> - Análise funcional do VEH série .....	26
Figura 3.2 - Diagrama funcional detalhado, com indicação do tipo de interações entre os diferentes sistemas do VEH .....	27
Figura 3.3 - Entradas e saídas do sistema supervisor.....	28
Figura 3.4 - Entradas e saídas do módulo de gestão da energia.....	28
Figura 3.5 - Diagrama conceptual do motor de combustão interna .....	29
Figura 3.6- Diagrama conceptual do gerador eléctrico .....	29
Figura 3.7- Diagrama conceptual do EPC .....	30
Figura 3.8 Principais entradas e saídas do controlador do EPC.....	31
Figura 3.9 - Mapa do motor do Prius II [1].....	32
Figura 3.10 - Perfil de utilização de exemplo desenvolvido no MatLab.....	36
Figura 3.11 - Principais métodos de cálculo do SOC das baterias.....	37
Figura 4.1 - Principais topologias de rectificadores PWM que satisfazem os requisitos: a) conversor <i>boost</i> “tradicional”de 2 níveis, b) conversor <i>buck</i> , c) conversor <i>boost</i> de 3 níveis. [21] .....	40
<b>Figura 4.2</b> - Esquema simplificado do rectificador PWM: a) circuito completo, b) circuito resultante para uma fase .....	41
<b>Figura 4.3</b> - Diagrama fasorial para o funcionamento do conversor com factor de potência unitário: a) como rectificador, b) como inversor .....	43
<b>Figura 4.4</b> - Métodos de Controlo do Rectificador PWM.....	45
<b>Figura 4.5</b> -Esquemático do módulo controlador, com destaque para as entradas e saídas ...	46
Figura 4.6 - Circuitos que modelizam o comportamento do conversor, resultantes da transformação de Park .....	47
Figura 4.7 - Diagrama de controlo proposto .....	48
Figura 4.8 - Posição instantânea dos vectores.....	50
Figura 4.9 - Condições de limite para o correcto funcionamento do rectificador PWM $\xi = \pi$ .....	50
<b>Figura 4.10</b> - Variantes de modelação por largura de impulsos. ....	52



Figura 4.11 - Variantes de modulação <i>carrier-based</i> : a vermelho está a referência sinusoidal, a azul está representada a tensão por fase do conversor e a verde está representado o sinal ZSS. ....	53
<b>Figura 4.12</b> - a) Representação em espaço vectorial do conceito de SV-PWM; b) Esquema ilustrativo do bloco modelador SV-PWM .....	53
Figura 4.13 - Pormenor dos impulsos no SV-PWM “trifásico” .....	55
Figura 4.14 - Impulsos no SV-PWM “bifásico”: a) com $t_0 = 0$ ; b) com $t_7 = 0$ .....	55
Figura 4.15 - Variantes do SV-PWM “bifásico”: a) PWM (0) =0°; b) PWM (1) =30°; c) PWM (2) =60°; d) PWM (3) =90°.....	56
Figura 5.1 - Visão geral da simulação do sistema de geração de energia eléctrica.....	60
Figura 5.2 -Ensaio ao modelo do gerador desenvolvido em regime nominal .....	61
Figura 5.3 - Pormenor do ensaio ao ICE.....	63
Figura 5.4 - Comportamento do sistema ICE-gerador para 3000 rpm .....	64
Figura 5.5 - Aspecto da janela principal da simulação do rectificador .....	65
Figura 5.6 - Interior do bloco do conversor AC/DC .....	65
Figura 5.7 - Interior do bloco que contém a bobina e o sistema de medidas do lado AC .....	66
Figura 5.8 - Interior do bloco de controlo do rectificador.....	66
Figura 5.9 - Estrutura do controlador desenvolvido .....	69
Figura 5.10 - Bloco de conversão da corrente abc para dq.....	70
Figura 5.11 - Representação dos 3 sinais de comando provenientes do modelador: a) SV-PWM simétrico; b)SV-PWM assimétrico.....	71
Figura 5.12 - Funcionamento em regime permanente, com carga nominal .....	72
Figura 5.13 - Medidas do lado AC em regime permanente .....	72
Figura 5.14 - Componentes $i_d$ e $i_q$ da corrente.....	73
Figura 5.15 -Potência activa (azul) e reactiva (vermelho), fornecida pela fonte trifásica .....	73
Figura 5.16 - Tensão Vdc com SV-PWM assimétrico.....	74
Figura 5.17 - Simulação do módulo de gestão de energia .....	75
Figura 5.18 - Interior do módulo de gestão da energia .....	76
Figura 5.19 - Resultados obtidos na simulação do módulo de gestão da energia: SOC (azul) e sinal de comando do sistema “Range-Extender” (vermelho) .....	76
Figura 6.1 - Interior do bloco do ICE .....	85
Figura 6.2 - Ensaio para validar o modelo do ICE .....	85
Figura 6.3 - Efeito da discretização nas componentes $I_d$ e $I_q$ .....	86

Figura 6.4 - Transformação de dq para $\alpha$ - $\beta$ .....	86
Figura 6.5 - Análise FFT da corrente para o SV_PWM simétrico .....	87
Figura 6.6 - Análise FFT da corrente para o SV_PWM assimétrico .....	88

## Lista de Tabelas

Tabela 1 - Principais características do modelo considerado .....	2
<b>Tabela 2</b> - Principais características eléctricas das baterias nos VEH's [10] .....	21
<b>Tabela 3</b> - Comparação dos diferentes tipos de motores eléctricos [8]: .....	33
Tabela 4 - Parâmetros do PMSM .....	34
Tabela 5 - Tensões no rectificador em função do estado de comutação $U_x$ .....	42
Tabela 6 - Parâmetros do modelo do gerador, usados na simulação .....	62
Tabela 7 - Parâmetros assumidos na simulação do rectificador PWM .....	67
Tabela 8 - Parâmetros obtidos pela estratégia apresentada .....	68
Tabela 9-Parâmetros finais dos controladores PI .....	70



# Abreviaturas e Símbolos

## Lista de abreviaturas

VEH	Veículo eléctrico híbrido
DEEC	Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da FEUP
ICE	Internal Combustion Engine Motor de Combustão interna
OPEC	Organization of the Petroleum Exporting Countries
CI	Combustão Interna
DC	<i>Direct Current</i>
AC	<i>Alternating Current</i>
ICE	<i>Internal Conversion Engine</i>
OPEC	<i>Organization of the Petroleum Exporting Countries</i>
CO <sub>2</sub>	Dióxido de Carbono
NO <sub>x</sub>	Monóxido de Azoto
CO	Monóxido de Carbono
H <sub>2</sub> O	Água
HC	Hidrocarbonetos
VE	Veículo Eléctrico
EPC	Electronic Power Converter
PM	Permanent Magnet
EUA	Estados Unidos da América
Ni-MH	Hidreto Metálico de Níquel
Li-ion	lões de Lítio
IGBT	<i>insulated gate bipolar transistor</i>
EMI	Emissão Electromagnética
HSD	Hybrid Synergy Drive
SOC	State of Charge
PM-SM	Permanent Magnet Synchronous Machine
SFC	<i>Specific Fuel Consumption</i>
DPC	<i>Direct Power Control</i>
VOC	<i>Voltage Oriented Control</i>



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 - Motivação

O transporte de pessoas e mercadorias, utilizando as vias rodoviárias, comporta um dos maiores desafios para a Humanidade num futuro próximo. Os combustíveis fósseis, nomeadamente os derivados do petróleo, são a fonte de energia mais utilizada actualmente, apesar do enorme custo ecológico para o planeta. As desastrosas consequências ecológicas, que se manifestam na degradação do ar e no aumento da frequência dos desastres naturais, constituem uma herança extremamente pesada para as gerações vindouras.

Mais, o aumento exponencial da população mundial, essencialmente nos países economicamente emergentes, vai conduzir a um aumento significativo no número total de veículos rodoviários a circular no mundo inteiro. Assim se percebe a necessidade de encontrar alternativas, energeticamente e ecologicamente viáveis, face ao automóvel convencional.

Olhando para o peso económico do conjunto dos construtores mundiais do sector automóvel, facilmente se percebe o grande potencial de negócio associado ao desenvolvimento de veículos com fontes de energia alternativas, como o veículo eléctrico híbrido (VEH). O aumento de interesse nos VEH's deve-se essencialmente aos avanços significativos verificados na área da electrónica de potência, dos motores de ímanes permanentes e das baterias e supercondensadores, ao longo dos últimos anos. O consequente aumento de rendimento confere um novo potencial ao conceito de VEH que, apesar de já existir há mais de cem anos, nunca teve grande sucesso.

### 1.2 - O projecto

O departamento de engenharia Electrotécnica da FEUP (DEEC) adquiriu, recentemente, uma mota 4x4, com o objectivo de desenvolver um VEH de topologia série.

Trata-se do modelo TRX 250tmb da HONDA, cujas principais características se encontram resumidas na tabela seguinte:

Tabela 1 - Principais características do modelo considerado

Modelo:	HONDA trx 250tmb
Motor:	229cc quatro-tempos, refrigerado a ar
Dimensões:	1,9 x 1,035 x 1,17 (m)
Peso:	196 Kg

O desenvolvimento deste projecto encontra-se dividido em três dissertações distintas:

- Sistema "Range-Extender";
- Barramento DC;
- Sistema de tracção;

O objectivo final deste projecto é conseguir desenvolver um protótipo que tenha um desempenho idêntico ao da mota original com as respectivas vantagens que se obtêm pela hibridização, conforme será discutido ao longo do documento.



Figura 1.1 - Aspecto do modelo da mota 4x4 adquirida

### 1.3 - Objectivos

A fase do projecto abordada nesta dissertação consiste no desenvolvimento do sistema de controlo do motor de CI, com dimensionamento do respectivo gerador e controlo adequado



com o objectivo de ser a fonte de energia do sistema (conceito de range-extender). Os principais objectivos são:

- Perceber as especificidades de desenvolver um VEH com características todo-terreno;
- Perceber, gerar e controlar a energia (autonomia) num veículo deste tipo;
- Conhecer as principais tecnologias aplicáveis neste tipo de VEH's (máquina eléctrica, motor de CI, conversores de potência e outros componentes);
- Estudar e discutir criticamente os métodos de controlo associados;
- Extrapolar conhecimento, deste projecto em particular, que seja transversal no projecto de VEH's;

## 1.4 - Planeamento

O trabalho proposto consiste em dedicar cerca de 50% do esforço de trabalho em modelização e 50% na implementação prática, podendo ser organizado em três grandes tarefas:

- Modelização, estudo e simulação do motor de CI a funcionar em regime constante, na zona de rendimento óptimo;
- Modelização, estudo e simulação do gerador síncrono de ímanes permanentes, acoplado a um conversor AC/DC transistorizado a fornecer potência para o barramento DC;
- Desenvolvimento de um algoritmo de gestão da energia, validado pro simulação, para controlar o trânsito de energia do veículo

Estas tarefas generalistas, em consenso com o orientador, conduzem ao seguinte planeamento (tendo em conta o prazo de entrega):

- Dois meses dedicados ao estudo e modelização do sistema;
- Dois meses dedicados ao desenvolvimento das plataformas de simulação, com os respectivos testes de desempenho
- Um mês para a escrita da dissertação;



# Capítulo 2

## O Estado da Arte

O automóvel, nas suas diferentes formas, teve, tem e terá um impacto enorme na vida das pessoas. O ramo da indústria automóvel, construtores e todos os seus colaboradores, tem um peso determinante na economia mundial, sendo também o sector industrial que mais gente emprega no mundo inteiro. Contudo, o elevado número actual de automóveis em circulação, causa sérios problemas ambientais, manifestando-se na poluição atmosférica, no efeito de estufa e no degelo das calotes polares, além de que se aproxima o fim das reservas mundiais de petróleo. O problema intensifica-se se o horizonte temporal for aumentado pois, com a população mundial a aumentar a um ritmo considerável, e o consequente aumento da procura de automóveis baseados em motores de combustão interna (ICE), o Homem terá de encontrar alternativas ao automóvel convencional energeticamente ecologicamente e economicamente viáveis, nas quais os veículos eléctricos híbridos (VEH) se inserem. [1][2]

Este capítulo tem como objectivo permitir ao leitor ter uma perspectiva geral, da evolução e do estado actual, dos veículos eléctricos híbridos, fornecendo um enquadramento para o restante conteúdo do presente documento.

### 2.1 - Evolução dos Veículos Eléctricos Híbridos

Os veículos híbridos, por definição, são veículos que conjugam duas fontes de energia distintas de modo a desenvolver a potência necessária para a sua propulsão. Embora o pico de interesse sobre este assunto seja recente, surpreendentemente, o conceito de VEH tem mais de um século, sendo que os primeiros registos de VEH's que se conhecem são do salão de Paris do ano 1899. O objectivo contudo não era minimizar a poluição e o consumo de combustível, mas sim tirar partido do facto de a engenharia de motores eléctricos, na altura, ser mais avançada e desenvolvida que a de motores de combustão interna (CI). [1]

Foram apresentados dois modelos nesse salão, o primeiro híbrido paralelo e o primeiro híbrido série, que são as principais arquitecturas utilizadas actualmente, assunto que será abordado na secção 2.1.3. O princípio de funcionamento e, consequentemente, o objectivo final de ambas as arquitecturas diferia substancialmente. Enquanto o primeiro (paralelo) tinha como objectivo melhorar o desempenho de um motor de CI, sendo este o

principal elemento de tracção, o segundo (série) pretendia tirar partido das melhores características dos motores eléctricos para tracção, usando um pequeno motor de CI apenas para recarregar as baterias e assim aumentar a sua autonomia, nascia assim o primeiro veículo híbrido série do tipo *Range Extender*. [1]

Outros VEH's foram desenvolvidos durante os anos seguintes, essencialmente até ao início da primeira guerra mundial, em 1914. Durante o período de guerra observaram-se inúmeros avanços na tecnologia dos motores de CI, como é comum nas tecnologias usadas em guerra, dado que eram os únicos motores apropriados para este tipo de utilização, melhorando bastante a sua densidade de potência, pois tornaram-se mais pequenos e mais eficientes. Embora tivessem inúmeras desvantagens, os motores de CI tinham a seu favor o factor mais determinante, a autonomia. Tendo em conta a tecnologia existente na altura, a substancial diferença de densidades energéticas entre a gasolina e as baterias de chumbo, cerca de 360 vezes maior na gasolina, foi decisiva e ditou o fim do desenvolvimento dos VEH's na altura. [1][3]

O custo suplementar de ter um motor eléctrico, os riscos inerentes à presença de baterias nos veículos e, fundamentalmente a grande dificuldade em controlar eficientemente a máquina eléctrica ditou o adiamento do desenvolvimento de VEH's até meados da década de 60, altura em que se começou a desenvolver a electrónica de potência. Vários protótipos foram desenvolvidos durante os anos 70, evoluções das arquitecturas apresentadas em 1899, no entanto o interesse dos construtores era muito pequeno. Com as crises petrolíferas de 1973 e 1977, em vez de se procurarem alternativas aos combustíveis fósseis, apostou-se em desenvolver ainda mais os motores de CI, o que ditou o adiamento, mais uma vez, do desenvolvimento de soluções híbridas. É importante referir também que, nos anos 80, os veículos meramente eléctricos, que nunca se impuseram no mercado, adquirem um súbito interesse por parte dos construtores de automóveis, coincidindo com o início da sensibilização das pessoas para as questões ambientais. [1]

Na década de 90, assim que os construtores perceberam que os veículos eléctricos, tendo em conta a tecnologia da época, nunca seriam capazes de ser uma alternativa viável aos automóveis convencionais o conceito de veículo híbrido volta a ganhar expressão. Os grandes construtores mundiais de automóveis começaram a alocar cada vez mais recursos para o desenvolvimento desta área, que se traduziu no desenvolvimento duma série de protótipos, utilizando ambas as arquitecturas híbridas, atingindo enormes ganhos em termos de poupança de combustível. O marco histórico é o lançamento, em 1997, por parte da Toyota, do seu modelo Prius, que detém o título de ser o primeiro VEH a ser comercializado com sucesso. Actualmente na sua terceira geração, o número de Prius no mundo inteiro ultrapassou já os 2 milhões de unidades vendidas, e a estratégia da marca passa por aumentar cada vez mais o número de modelos híbridos disponíveis no seu catálogo, fruto do sucesso da aposta nos VEH's. [1]

## 2.2 - Motivação para o desenvolvimento actual dos VEH's

São diversos os factores que influenciaram o pico recente de interesse sobre os VEH's, assunto que será abordado na presente secção. Pretende-se, ao longo das próximas

subsecções, perceber quais os principais factores impulsionadores, explicando-os convenientemente, para o estudo e desenvolvimento deste tipo de veículos.

### 2.2.1 - Reservas mundiais de petróleo

Globalmente, com o aumento da população mundial, e fundamentalmente nas economias emergentes, a procura de petróleo tem manifestado um claro aumento ao longo dos anos. Dados recentes mostram que, apesar da forte crise económica que o mundo atravessa, o consumo de petróleo irá provavelmente aumentar nos próximos anos, conforme se observa no seguinte gráfico [3][4]:

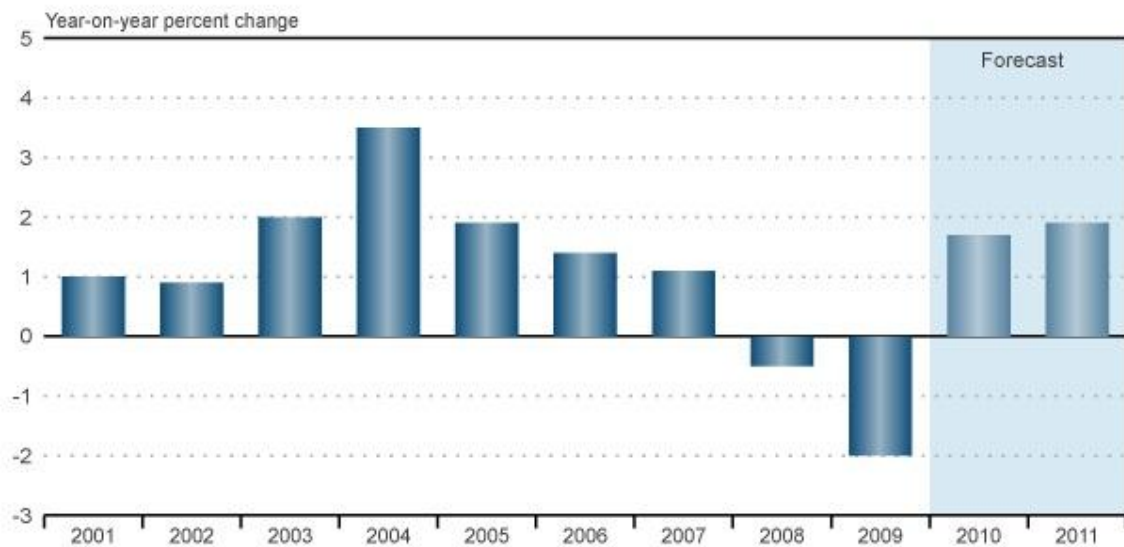


Figura 2.1- Variação da procura mundial de petróleo por ano [4]

O problema consiste em saber até que ponto a produção e as reservas de petróleo serão suficientes para satisfazer a crescente procura mundial. A melhoria das técnicas de exploração e armazenamento de petróleo, e os dados reservados (por vezes até contraditórios) dos produtores mundiais de petróleo (que têm interesse em manter a especulação associada ao preço do seu produto), levam a uma grande incerteza nas estimativas na determinação do ponto de ruptura.[1][3][5]

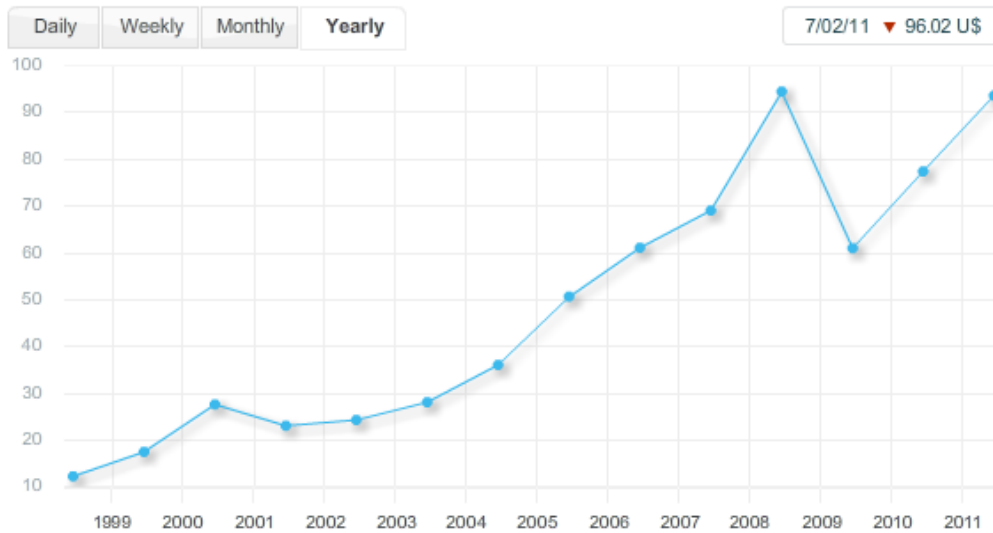


Figura 2.2 - Preço do barril de petróleo em dólares americanos [5]

Estudos elaborados sobre o assunto mostram que a produção mundial de petróleo segue um determinado comportamento, descrito pela curva de Hubbert, mas cuja janela temporal varia consoante a fonte consultada, ou seja, não existe um consenso mundial sobre as previsões da produção de petróleo. [3]

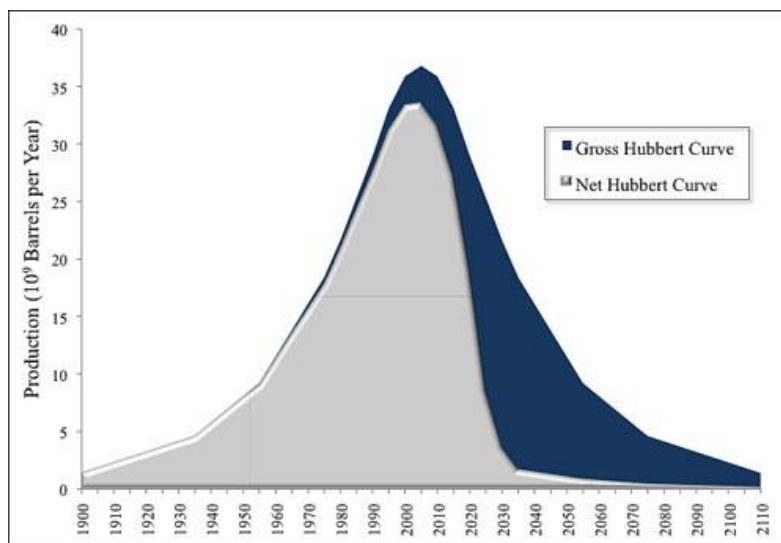


Figura 2.3 - Produção anual de barris de petróleo, estimativa para o futuro segundo a curva de Hubbert.

Conforme se vê na figura anterior, a incerteza quanto às estimativas para o futuro é grande, zona do gráfico a azul-escuro. Também é possível observar que a curva de Hubbert tem um pico, um máximo, que poderá já ter sido atingido, dependendo da fonte de dados que se consulta. Por exemplo, a *Organization of the Petroleum Exporting Countries* (OPEC) afirma que as reservas mundiais ainda vão aumentar nos próximos anos. No entanto uma coisa é certa, nos próximos anos, mais cedo ou mais tarde, a oferta não conseguirá satisfazer a

procura, e o preço do petróleo irá tornar-se proibitivo para utilizar no transporte de pessoas, ficando reservado para o fabrico de outros produtos derivados (medicamentos e plásticos por exemplo), o que obriga a que se encontrem e desenvolvam alternativas, como é o caso dos VEH's. [1][3][5]

### 2.2.2 - Poluição atmosférica e aquecimento global

Actualmente, a grande maioria dos veículos em circulação depende da combustão de hidrocarbonetos (HC) como fonte principal de energia. A combustão é uma reacção química, que envolve dois reagentes (combustível e comburente), que tem como resultado a libertação de calor e outros resíduos da combustão. Os combustíveis baseados em hidrocarbonetos contêm dois elementos fundamentais, hidrogénio e carbono, cuja combustão com o oxigénio, idealmente (caso a combustão fosse completa), resulta em dióxido de carbono ( $\text{CO}_2$ ) e água ( $\text{H}_2\text{O}$ ). No entanto, a combustão em motores CI está longe de ser ideal e, como resultado, além de água e dióxido de carbono, também liberta óxidos de nitrogénio ( $\text{NO}_x$ ), monóxido de carbono (CO), e alguns HC não queimados, todos extremamente prejudiciais para a saúde das pessoas e para o ambiente. Este efeito é actualmente minimizado pela utilização obrigatória de catalisador nos veículos com motores CI, que converte, quimicamente, os produtos nocivos da combustão de HC em outros menos prejudiciais para as pessoas e o ambiente, conforme se vê na figura seguinte: [1][3]

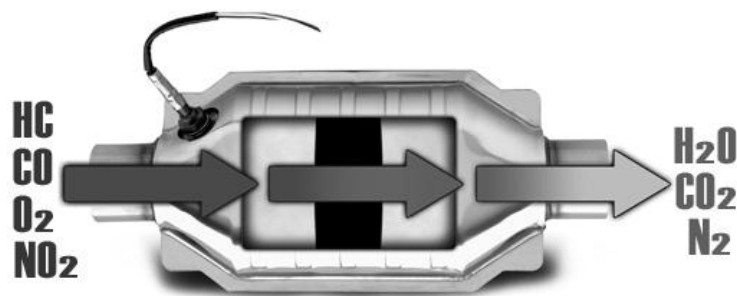
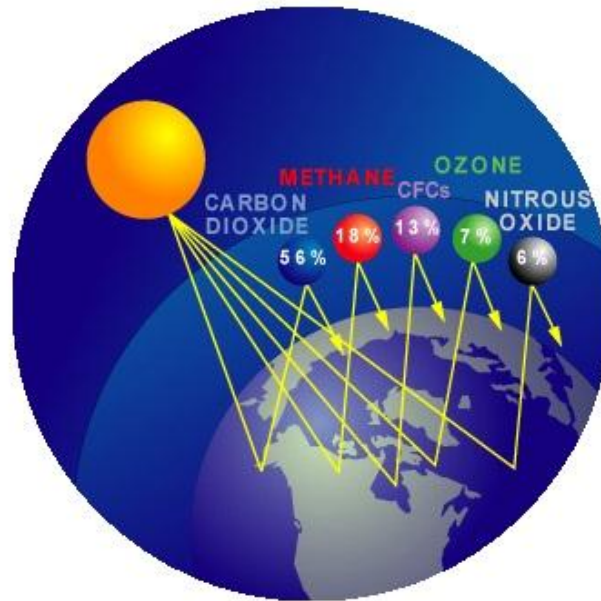


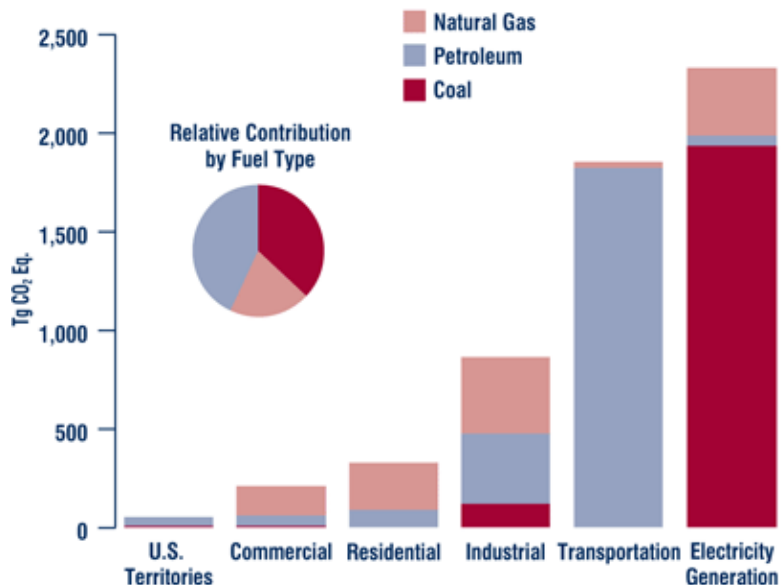
Figura 2.4 - Esquema representativo do funcionamento de um catalisador, reagentes e produtos da reacção

Como se pode ver, o catalisador tem como produtos de reacção, além de água, dióxido de carbono e azoto, o que minimiza bastante o impacto nocivo da combustão incompleta que ocorre nos motores de CI. No entanto, a produção exagerada de  $\text{CO}_2$  também comporta um elevado custo para o planeta. O aquecimento global, provocado pelo efeito de estufa, é resultado da presença de  $\text{CO}_2$  e outros gases na atmosfera, que retêm a radiação solar infravermelha reflectida pela superfície terrestre. [3][6]



**Figura 2.5** - Esquema representativo do efeito de estufa, com destaque para as proporções dos gases responsáveis

O efeito de estufa retém parte da energia solar na atmosfera, provocando assim o aumento da temperatura média do planeta. Este aumento de temperatura traduz-se em enormes danos ecológicos para os ecossistemas e induz um aumento na frequência de desastres naturais, tais como secas, cheias, tornados e o degelo das calotes polares, por exemplo. A distribuição da produção de CO<sub>2</sub> mundial encontra-se representada na figura seguinte: [3]



**Figura 2.6** - Emissões de CO<sub>2</sub> provenientes da combustão de hidrocarbonetos por sector e tipo de combustível em 2006. [7]



Este gráfico ilustra a forte contribuição do sector dos transportes para a emissão de CO<sub>2</sub> e, tal como no sector da geração de electricidade, demonstra a necessidade de encontrar alternativas, energeticamente sustentáveis e ecologicamente viáveis, face às soluções actualmente utilizadas, como é o caso dos VEH's em relação aos transportes!

## 2.3 - Arquitecturas de VEH's existentes

Um veículo híbrido combina dois tipos diferentes de fontes de energia para a sua propulsão. Um caso particular são os VEH's, que combinam características dos veículos eléctricos (VE's) com características dos veículos com motores de CI.

São várias as abordagens e estratégias possíveis quanto *design* de VEH's, no entanto, é comum agrupá-las dentro das duas principais classificações:

- Veículos eléctricos híbridos com arquitectura série;
- Veículos eléctricos híbridos com arquitectura paralela;

Ambas possuem vantagens e desvantagens e, actualmente, o que se usa é uma abordagem mista, que tira partido das duas arquitecturas, de modo a aumentar a flexibilidade de utilização, como é o caso do Toyota Prius. [1][3][8][9]

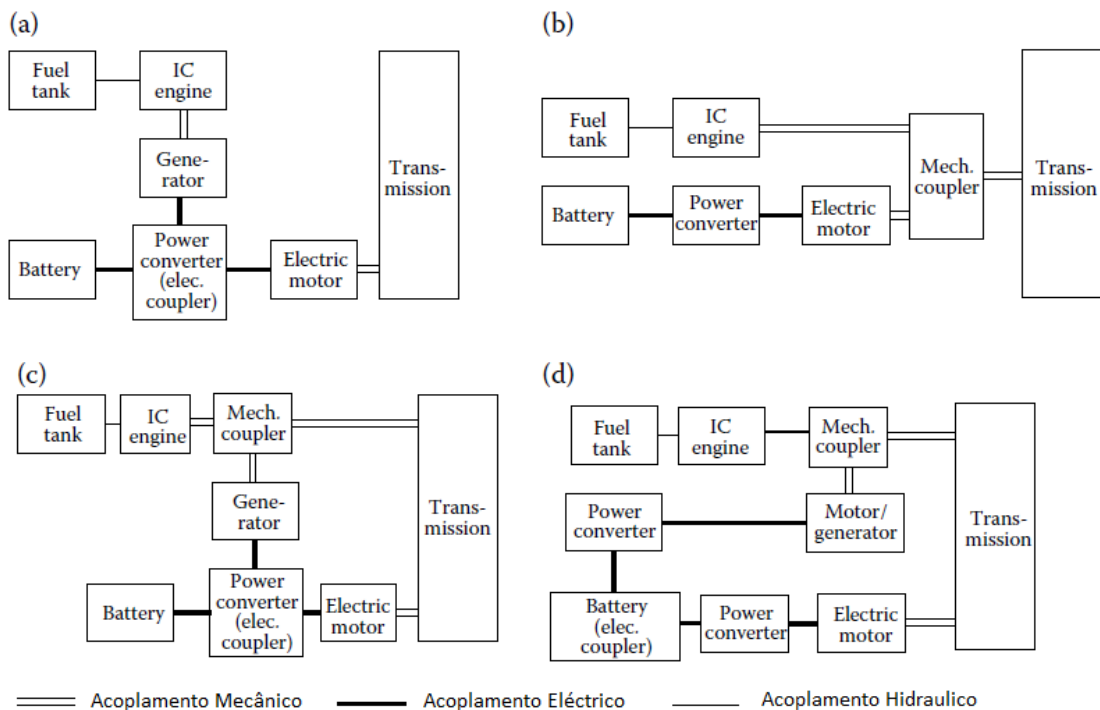


Figura 2.7 - Classificação dos VEH's. a) Arquitectura série, b) Arquitectura paralela, c) e d) arquitecturas mistas (série-paralela). [3]

### 2.3.1 - VEH's com arquitectura série

A principal característica da arquitectura série é que só existe um motor responsável pela tracção, sendo este eléctrico. Assim sendo, o motor de CI, acoplado a um gerador, tem a exclusiva função de gerar energia eléctrica.

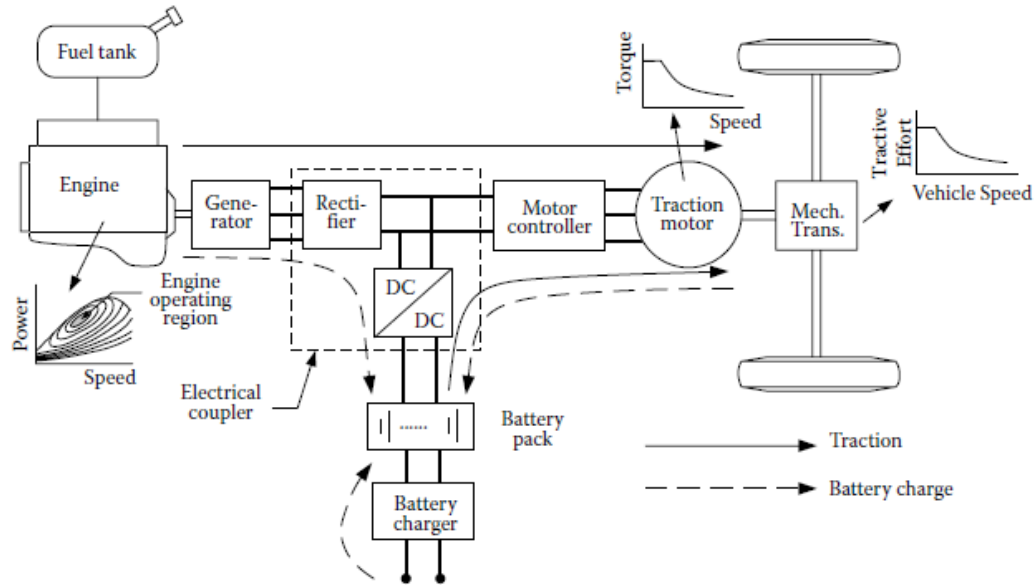


Figura 2.8 - Configuração e trânsito de potência num VEH série[3].

A figura anterior permite visualizar os principais componentes num veículo com esta arquitectura, com destaque para o acoplamento eléctrico, rectificador controlado e conversor DC/DC, que faz o interface entre os restantes elementos. É também possível identificar o fluxo de potência nos diferentes modos de operação, representado pelas setas, e que permite perceber o princípio de funcionamento desta arquitectura face às diferentes situações de utilização em estrada [3]:

- Modo puramente eléctrico: Toda a potência de tracção é proveniente das baterias;
- Modo motor CI: Toda a potência de tracção é proveniente do conjunto motor CI-gerador;
- Modo híbrido: A tracção é proveniente tanto das baterias como do conjunto motor CI-gerador;
- Modo motor de CI com carregamento das baterias: O motor CI fornece a potência de tracção e a potência para carregar as baterias;
- Travagem regenerativa: Não há tracção (travagem), e o motor eléctrico é usado como gerador para fornecer potência para o carregamento das baterias;
- Modo carregamento das baterias: Não há tracção e o motor de CI é usado unicamente para carregar as baterias;
- Modo de carregamento das baterias híbrido: Ambos os motores são usados para carregar as baterias, no fundo é a conjugação dos dois modos anteriores;

As principais vantagens deste tipo de configuração são [1][3]:

- Não existir um acoplamento mecânico entre o motor de CI e o eixo motriz, ou seja, o motor de CI pode operar no regime de funcionamento óptimo,

independentemente do que se passa na tracção, o que, associado a técnicas de controlo sofisticadas permite obter máxima eficiência deste componente. Também permite simplificar o controlo do trânsito de potência pois é feito actuando exclusivamente nos conversores eléctricos de potência. Além disso este desacoplamento mecânico também permite a utilização de motores com características diferentes, nomeadamente os de altas velocidades de rotação (por exemplo turbinas a gás);

- A tracção é exclusivamente eléctrica, o que, associado à característica binário-velocidade deste tipo de motores, quase ideal para tracção, pode evitar o uso de transmissões adicionais, reduzindo nos componentes e consequentemente nos custos. Além disso permite a utilização de dois, ou até quatro, motores eléctricos de tracção nas rodas que permite obter configurações alternativas com características muito interessantes, por exemplo para veículos *off-road*;

As principais desvantagens desta configuração são [1][3] :

- A dupla conversão de energia entre a fonte e a tracção. A energia mecânica é convertida em eléctrica no gerador e novamente convertida em mecânica nos motores eléctricos, o que pode levar a perdas significativas;
- Tem um elemento adicional, o gerador, com peso e custos significativos;
- No caso de não possuir ligação à rede para carregamento de baterias o motor de CI tem de ser dimensionado para fornecer a potência necessária para as diferentes situações de utilização;

Os sistemas habitualmente denominados *Range-Extender* enquadram-se na arquitectura série, sendo uma das várias abordagens possíveis baseadas nesta arquitectura. No entanto o conceito é ligeiramente diferente, pois normalmente possuem ligação à rede para carregamento das baterias, o que permite um subdimensionamento do motor CI, dado que a função deste passa a ser aumentar a autonomia do veículo, e a principal fonte de energia é a carga existente nas baterias. [3]

### 2.3.2 - VEH's com arquitectura paralela

A grande diferença de conceito, entre as duas principais arquitecturas, é que, na paralela, ambos os motores, o de CI e o eléctrico, estão mecanicamente acoplados e ambos contribuem directamente para a tracção. Tipicamente um VEH de arquitectura paralela assume a seguinte configuração:

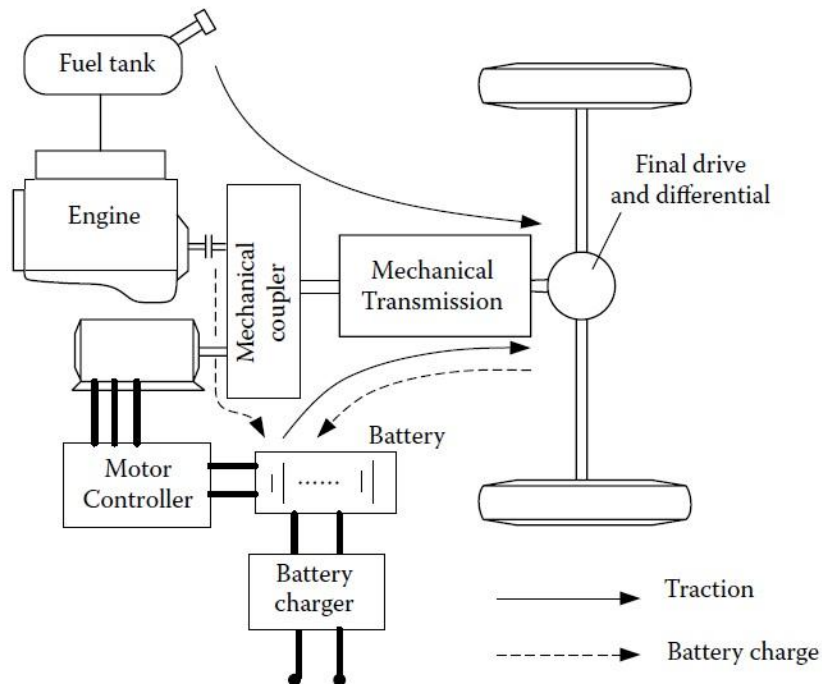


Figura 2.9 - Configuração e trânsito de potência num VEH paralelo [3]

A figura anterior permite visualizar o principal elemento diferenciador, quando se comparam as duas topologias, a presença de um acoplamento mecânico entre os dois motores e a transmissão.

Todos os modos de funcionamento anteriormente descritos para a arquitetura série são também possíveis na arquitetura paralela.

O acoplamento mecânico pode ser feito de três formas [1][3]:

- Acoplamento por binário: Entrega à transmissão a soma dos dois binários, o do motor de CI e o do motor eléctrico. Os dois podem ser controlados independentemente, no entanto, as velocidades (do veículo e dos dois motores) estão ligadas com uma relação fixa que impede o seu controlo independente;
- Acoplamento por velocidade: Raciocínio equivalente ao acoplamento por binário, só que neste caso é a soma das velocidades que é entregue à transmissão, permitindo assim o seu controlo independente. Por outro lado o binário deixa de ser controlado independentemente;
- Acoplamento por velocidade e binário: Pode ser obtido utilizando uma transmissão planetária que, consoante o modo em que funciona e se pretende, permite controlar a velocidade ou o binário. Tira partido das vantagens de ambos os acoplamentos anteriormente descritos e é o sistema mais utilizado, como é exemplo o modelo Prius da Toyota;

As principais vantagens da arquitectura paralela face à série são [1][3]:

- Ambos os motores fornecem mecanicamente binário às rodas, ou seja, não há qualquer conversão de energia;

- O motor eléctrico só é usado para assistir o motor de CI, o que permite um subdimensionamento deste, poupando em termos de peso e atravancamento;
- Além de que evita o uso de um componente adicional, o gerador, com ganhos em termos de peso, atravancamento e custos;

As suas principais desvantagens são [1][3]:

- Não permitir o motor de CI trabalhar em regimes de rendimento óptimo, devido ao acoplamento mecânico existente entre este e a transmissão;
- A presença do acoplamento mecânico também leva a uma maior complexidade na estrutura e no controlo, além de que, por ser um componente mecânico, está sujeito a um maior desgaste;

Como é possível perceber ambas as arquitecturas têm vantagens e desvantagens e é natural que a evolução venha no sentido de tirar partido do melhor das duas, que é o caso das arquitecturas mistas.

## 2.4 - A fonte de Energia ideal

As fontes de energia são o ponto crítico no desenvolvimento e comercialização de veículos eléctricos (dentro dos quais podemos incluir os VEH's). Ao contrário dos comboios, que podem ter a energia disponível ao longo do percurso, nos automóveis e outros veículos que circulam em estradas a energia tem de ser transportada pelo próprio veículo. A escolha da, ou das, fontes de energia é um factor decisivo para o sucesso da solução. Existem diversos tipos de fontes de energia como por exemplo: combustíveis fósseis, baterias, supercondensadores ou até *fly-wheels*. [10]

É importante esclarecer quais os critérios mais importantes usados para avaliar, comparativamente, os desempenhos das várias alternativas disponíveis [10]:

- Energia, por peso e volume;
- Potência, por peso e volume;
- Capacidade de carga e descarga rápida;
- Ciclo de vida, manutenção e taxa de auto-descarga;
- Impacto ambiental;
- Custo;
- Segurança;

Não existe uma solução ideal, no entanto o uso de duas ou mais fontes pode melhorar o desempenho da solução final, como é o caso dos VEH's que usam gasolina, baterias e supercondensadores. Na figura seguinte apresenta-se um gráfico com as características das várias fontes de energia:

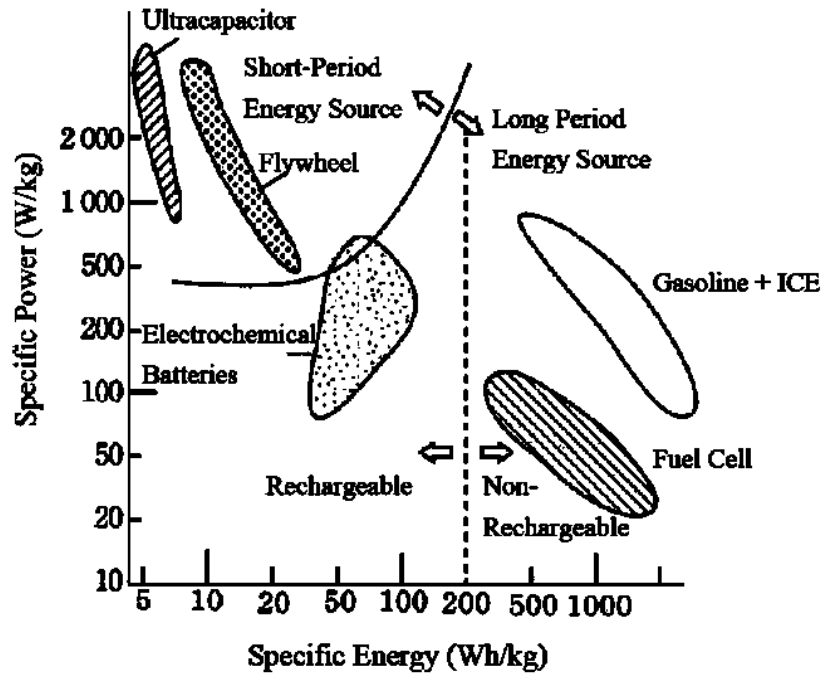


Figura 2.10 - Características (potencia VS energia) das principais fontes de energia [2]

Como se pode ver, nos VEH's, as fontes de energia complementam-se:

- A gasolina possui uma elevada densidade energética, sendo responsável por maximizar a autonomia;
- As baterias, em conjunto com os supercondensadores, são responsáveis por reduzir as emissões (recarregáveis) e melhorar a dinâmica (acelerações rápidas), respectivamente;

## 2.5 - Trânsito de Energia num VEH

Ao analisar as arquitecturas híbridas actualmente utilizadas, percebe-se a necessidade de conversão da energia eléctrica. Consoante o tipo de arquitectura adoptada, diferentes tipos de conversão são necessários. Existem três tipos de conversão:

- AC/DC: Surge quando há trânsito de potência da máquina eléctrica (AC) para o barramento DC, ou seja, carregamento das baterias;
- DC/AC: Necessária quando o trânsito de potência tem como destino a máquina eléctrica, ou seja, em situações de tracção;
- DC/DC: Necessária para fazer a adaptação dos diferentes níveis de tensão DC presentes no sistema (barramento DC, baterias ou outras cargas DC);

Pela própria definição, um VEH tem sempre pelo menos uma fonte de energia recarregável. A figura seguinte ilustra conceptualmente os diversos padrões que o trânsito de potência pode assumir [8]:

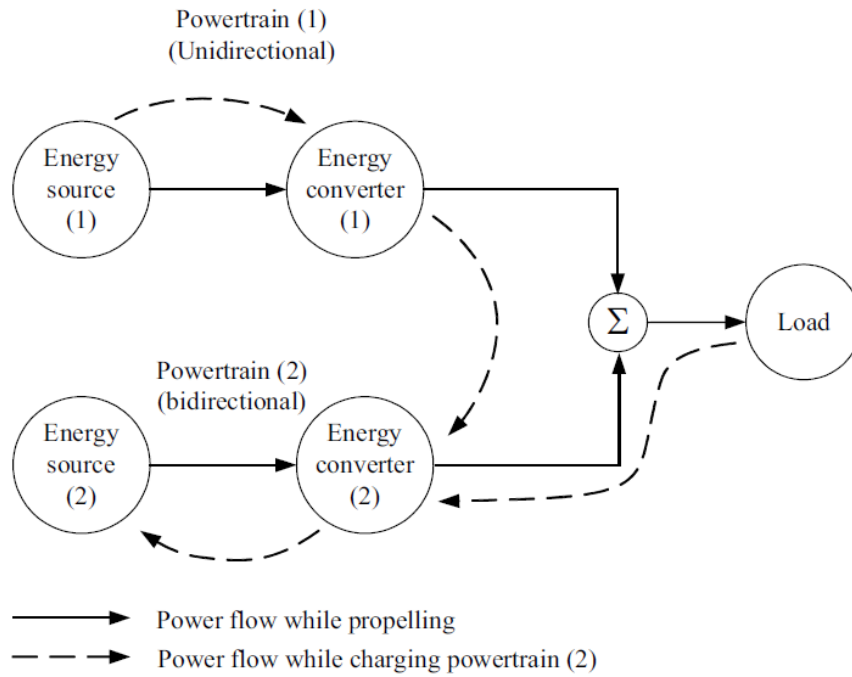


Figura 2.11 - Ilustração conceitual do trânsito de potência num VEH [8]

A carga assume um perfil aleatório devido às acelerações, às desacelerações e às variações do declive das estradas no quotidiano dos veículos. No entanto, de forma conceptual, é possível separar o perfil de carga em duas componentes: potência média e potência dinâmica.[8]

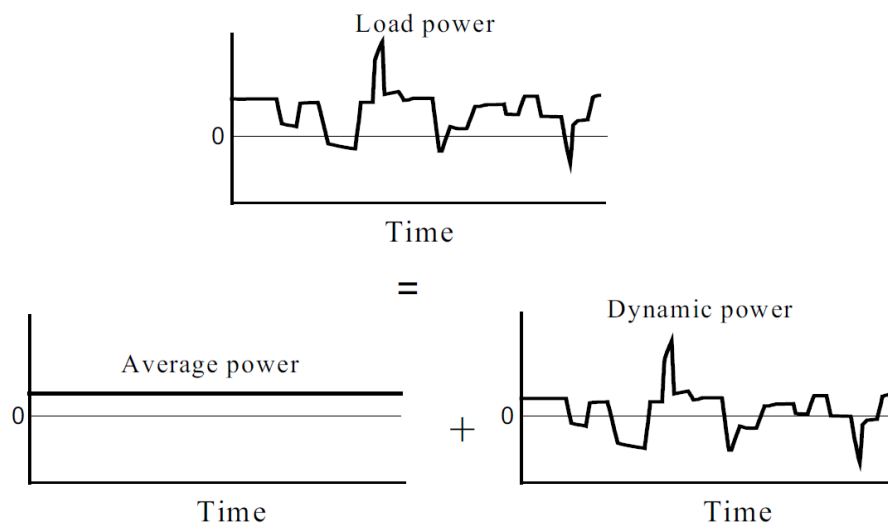


Figura 2.12 - Divisão do perfil de carga nas suas componentes [8]

Num VEH, a fonte de energia com melhores características de funcionamento em regime permanente e maior energia específica pode ser usada para fornecer a potência média, por outro lado, a potência dinâmica pode ser fornecida pela fonte de energia com melhor potência específica, melhor desempenho dinâmico e capacidade de regeneração. Esta abordagem permite melhorar o rendimento geral do veículo.[8]

## 2.6 - Conversores electrónicos de potência

### 2.6.1 - Requisitos gerais do EPC

A electrónica de potência, os motores eléctricos e o respectivo controlo associado desempenham um papel fundamental no sucesso dos VEH's. Uma selecção criteriosa dos semicondutores de potência, dos conversores/inversores, das estratégias de controlo e a sua respectiva integração são determinantes para melhorar a eficiência e a performance dos veículos. É possível organizar os requisitos da seguinte forma [11]:

- **Nível de tensão:** Determinado pela tensão nominal da bateria, os factores a ter em conta são a tensão das baterias no fim da carga e a tensão máxima permitida na travagem regenerativa;
- **Nível de corrente:** Os requisitos de potência são reflectidos na corrente, sendo determinados pela potência de saída necessária e pelo número de componentes (cargas) em paralelo;
- **Frequência de comutação:** A frequência depende da potência exigida pelo motor, fornecida pelo inversor. Uma frequência elevada traduz-se em ganhos no tamanho dos filtros e com a vantagem de limitar a emissão electromagnética (EMI);
- **Perdas de potência:** Devem ser minimizadas, encontrando um compromisso entre perdas por condução, por comutação e perdas no motor, que são as mais relevantes;
- **Características dinâmicas:** Os componentes usados devem entrar e sair de condução com valores baixos de energia e tempo, além de permitirem elevadas variações de tensão e corrente ( $dv/dt$  e  $di/dt$ );
- **Protecção:** Os dispositivos devem ser dimensionados por formar a obter um zona de operação segura (SOA) adequada. Preferencialmente, a protecção deve ser inerente ao próprio componente, utilizando sensores de corrente e/ou tensão internos;
- **Modularização:** Os principais objectivos são o isolamento eléctrico e a melhoria da capacidade de refrigeração. A integração dos restantes componentes (condensadores, bobinas, controlo...), em módulos mais completos e complexos, levanta desafios significativos, no entanto conduziria a enormes vantagens relativamente à integração entre os vários sistemas também presentes nos veículos;
- **Fiabilidade:** Devido às condições de stress a que está sujeita a electrónica de potência é preciso garantir o seu funcionamento e a sua integridade nestas situações;

### 2.6.2 - Exemplo actual (Toyota HSD)

O estudo e o desenvolvimento de topologias para os conversores electrónicos de potência, específicos para os VEH, parte do conhecimento previamente existente na área, resultado do



desenvolvimento de outros tipos de aplicações, como por exemplo as energias renováveis. Existem várias topologias possíveis (essencialmente inversores e DC/DC comutados), consoante o tipo de conversão pretendida e as grandezas eléctricas envolvidas. Actualmente, além do conversor em si, existe também um forte desenvolvimento na área dos semicondutores, direccionados para este tipo de aplicações. Novas gerações IGBT's e MOSFETS dominam neste momento o sector, aparecendo cada vez com mais funções integradas no mesmo circuito, denominando-se por *smart power devices* (dispositivos inteligentes). Tecnologias emergentes, como os *super-junction devices*, poderão começar a ser introduzidos no mercado automóvel num futuro próximo. [11][12][13]

A título de exemplo apresenta-se o sistema da Toyota, o Hybrid Synergy Drive (HSD), que equipa, nas suas diversas versões, os diferentes VEH da marca:

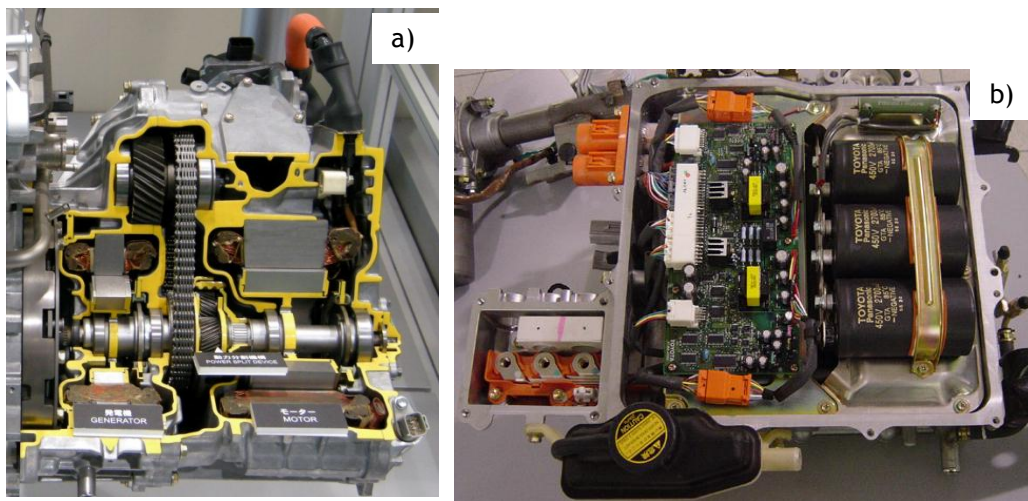


Figura 2.13 - a) visualização em corte do HSD; b) Pormenor do conversor boost do HSD

Na figura anterior é possível visualizar, em a), os diferentes componentes do sistema: motor (eléctrico e de CI), gerador, transmissão planetária e a unidade central de Controlo de Potência, da qual se mostra em pormenor o conversor boost DC/DC de tensão em b).

Os VEH da Toyota estão equipados com uma unidade central de controlo da potência (Power control unit), que consiste em três conversores [14]:

- Inversor: Converte a energia DC das baterias em AC para alimentar o motor síncrono PM (modo DC/AC), ou então converte a potência no sentido contrário (modo AC/DC);
- Conversor Boost DC/DC de tensão: Converte o nível nominal de tensão das baterias (201.6V) para um nível de superior (650V), do barramento DC intermédio. Permite diminuir a corrente, para a mesma potência, reduzindo o tamanho do inversor;
- Conversor DC/DC adicional: É necessário para converter, de forma eficiente, a tensão das baterias para um nível inferior (12V) para alimentar as restantes cargas do veículo;

## 2.7 - O Motor de Combustão Interna

O motor de CI é o tipo de motor mais utilizado actualmente para fornecer a energia necessária à propulsão dos veículos. Existem três tipos diferentes de motores de CI:

- Motor de quatro tempos (4S) a gasolina (ignição por faísca);
- Motor de quatro tempos a gasóleo (ignição por compressão);
- Motor de dois tempos (2S) a gasolina;

O motor mais comum é o de quatro tempos a gasolina, no entanto, e mediante a utilização a que se destina, outras soluções poderão ser interessantes. O funcionamento do motor de quatro tempos a gasolina baseia-se no ciclo de Otto [3]:

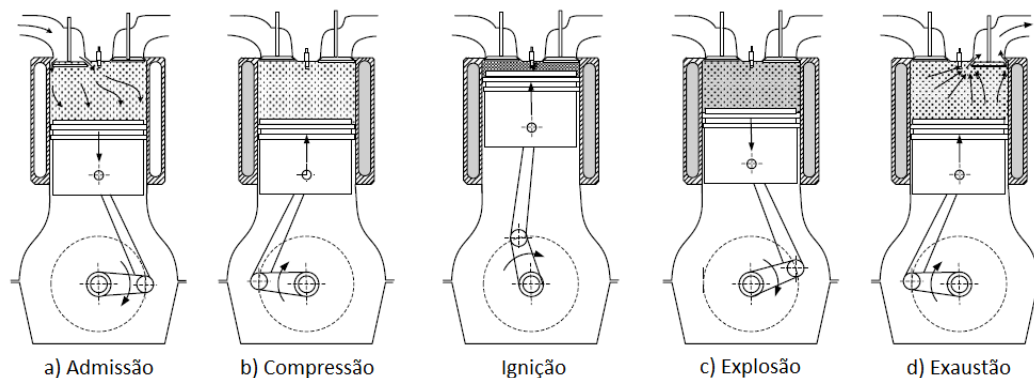


Figura 2.14 -Representação dos quatros tempos de um motor de CI a gasolina[3]

- Admissão: O movimento descendente do pistão permite a entrada da mistura ar/combustível para o interior do cilindro;
- Compressão: Com ambas as válvulas fechadas (admissão e escape), o movimento ascendente do pistão comprime a mistura para criar a pressão necessária à explosão;
- Explosão: Após a ignição a chama propaga-se por toda a mistura, aumentando a temperatura e a pressão, que faz mover o pistão para baixo. É nesta fase do ciclo que se gera potência;
- Exaustão: A válvula de escape é aberta e o movimento ascendente do pistão permite a libertação dos gases resultantes da explosão. Fim do ciclo de Otto;

## 2.8 - Baterias e supercondensadores

Estudos demonstram que actualmente existem dois tipos de baterias com boas características, ou potencial, para os VEH's: as baterias de hidreto metálico de níquel (Ni-MH) e as baterias de iões de lítio (Li-ion). [10][15]

A tabela seguinte compara as principais características eléctricas dos dois tipos às baterias de ácido-chumbo:

Tabela 2 - Principais características eléctricas das baterias nos VEH's [10]

Característica:	Ácido-Chumbo:	Ni-MH:	Li-ion:
Densidade energética (Wh/l)	60-90	130-170	140-200
Potência específica (W/Kg)	200-300	150-300	250-450
Custo relativo (US\$/kWh)	150	200-350	>200

As baterias Li-ion são as que têm mais potencial para utilização em VEH's, segundo os vários fabricantes, e o principal obstáculo é o seu preço, que poderá ser reduzido à medida que se massificar a sua produção. As baterias de Ni-MH são a segunda melhor opção em termos de características eléctricas e ganham, actualmente, às baterias de Li-ion em termos de compromisso entre custo e desempenho. [10]

Devido ao perfil de utilização pára/arranca dos automóveis, o perfil de carga/descarga das baterias é altamente variável. Embora, em termos médios, a potência extraída às baterias possa ser baixa, devido ao seu perfil de utilização existem picos de alta potência e de curta duração. O uso de uma fonte de energia eléctrica auxiliar permite melhorar o compromisso entre energia e potência. A fonte de energia eléctrica auxiliar mais comum é o supercondensador que, conforme se vê na figura 2.10, é capaz de fornecer elevada potência num curto espaço de tempo (baixa energia específica). Os supercondensadores são carregados durante os períodos onde a carga dos motores é baixa ou durante a travagem regenerativa. [2]

Actualmente existe um forte investimento, por parte dos fabricantes, para o desenvolvimento dos supercondensadores e das baterias, porque são os pontos mais críticos para o desenvolvimento dos VEH's. O sistema de controlo tem de ser sofisticado e deve gerir, ao mesmo tempo, as baterias, os supercondensadores, o motor eléctrico e o motor de CI, optimizando o seu desempenho. [10]

## 2.9 - Panorama actual e modelos existentes no mercado

A falta de dados estatísticos actuais a nível global dificulta uma correcta apreciação panorama actual e do impacto da entrada dos VEH's no mercado automóvel. Os únicos dados fidedignos publicados de forma regular são fornecidos pelos EUA, o que não é propriamente grave pois representam grande parte das vendas de híbridos mundiais. Estatísticas recentes mostram que, só nos EUA, entre 2004 e 2010 se venderam mais de 1,75 milhões de veículos eléctricos híbridos! [1]

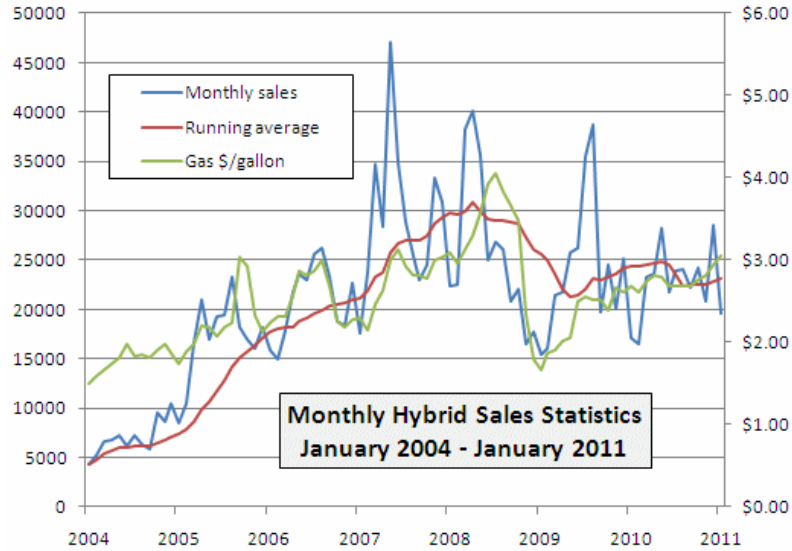
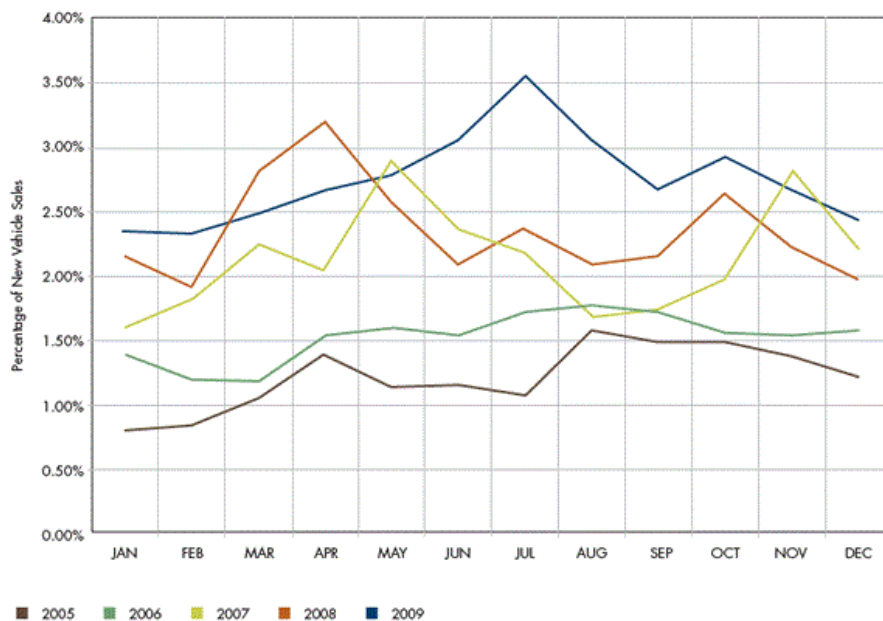


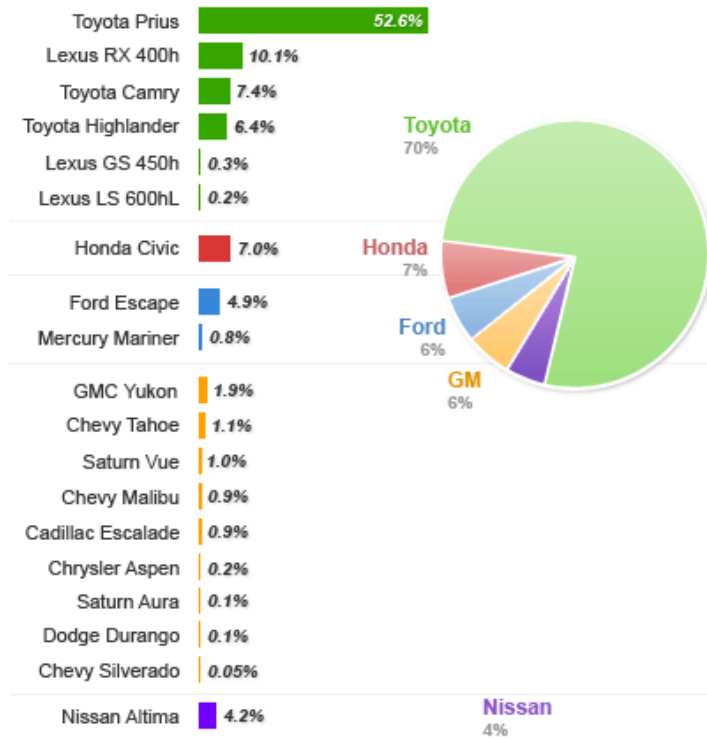
Figura 2.15 - Gráfico ilustrativo da venda de VEH's nos EUA entre 2004 e o início de 2011 [16]

As motivações para os compradores de VEH's foram variando ao longo dos últimos anos. Os primeiros compradores eram atraídos pela novidade do produto em si, enquanto actualmente os compradores estão mais interessados nos benefícios tangíveis, como a poupança de combustível e a redução das emissões. É extremamente interessante observar o comportamento (praticamente proporcional) das vendas, a azul no gráfico, comparativamente ao preço dos combustíveis, a verde. De referir que as vendas foram quase sempre crescentes até 2008, altura em que se abateu sobre o mundo a crise financeira com que nos debatemos actualmente, provocando uma grande quebra na venda de automóveis, que os híbridos obviamente acompanharam. No entanto em termos de quota nas vendas de automóveis os VEH's continuam a ganhar mercado conforme aparece reflectido na figura seguinte:



**Figura 2.16** - Percentagem da venda de automóveis nos EUA correspondente aos VEH's nos últimos anos. [17]

Os VEH's podem ser vistos como um artigo de luxo, tendo em conta o preço dos modelos disponíveis quando comparados com os automóveis convencionais de performance equivalente, pelo que são ainda considerados um nicho de mercado. Actualmente, analisando os dados fornecidos pelos vários construtores mundiais, o líder de mercado é a Toyota com cerca de 70% de quota de mercado dos híbridos nos EUA.

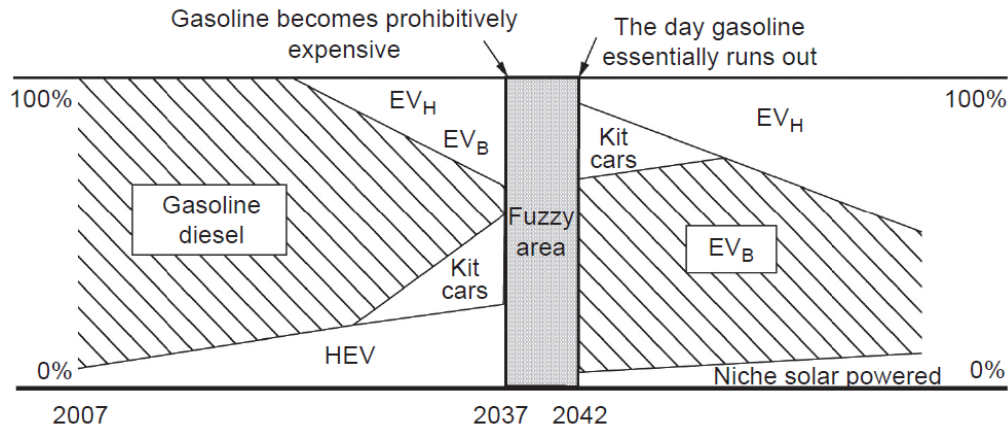


**Figura 2.17** - Análise do mercado dos híbridos, por construtor e modelo, em Junho de 2009 nos EUA [18]

A figura anterior também permite identificar os modelos de maior sucesso, dos quais se destaca claramente o Prius, já na sua terceira geração, com 50% do total de vendas de VEH's.

## 2.10 - Perspectivas para o futuro

As perspectivas para o futuro, apesar do elevado grau de incerteza, partem de um facto muito concreto, a quantidade de petróleo no mundo é finita e irá um dia acabar. Este pressuposto permite dividir o futuro dos automóveis em duas fases, antes e depois do petróleo acabar. A figura seguinte apresenta uma visão do que poderá ser a evolução do mercado no futuro [1]:



**Figura 2.18** - Evolução do tipo de veículos no futuro em função da disponibilidade de petróleo. [1]

A área de incerteza, entre 2037 e 2042, é puramente especulativa pois, conforme explicado anteriormente, as previsões futuras relativamente à disponibilidade de petróleo são extremamente reservadas, e como é óbvio os anos podem não ser estes. Por outro lado, estima-se que, por volta de 2020, existam no mundo cerca 1,000,000,000 (um bilião!) de carros movidos por combustíveis baseados em petróleo. O problema é que, tendo em conta o tempo de vida médio dos automóveis, quando chegar o inevitável fim do petróleo teríamos milhões de carros inutilizáveis. Este raciocínio permite desde já identificar futuras oportunidades de negócio, como o desenvolvimento de kits de hibridização para automóveis convencionais. O mercado de VEH's irá naturalmente crescer nos próximos anos, no entanto o seu fim está já anunciado e coincide com o fim dos veículos convencionais. O mercado de veículos eléctricos, nas suas duas variantes, irá dominar o período pós-petróleo. Os que possuem ligação à rede (EV<sub>B</sub>) terão predominância, numa primeira fase, em relação aos baseados em *fuel-cell* (EV<sub>H</sub>). De notar que existe um nicho de mercado, os veículos solares, que poderá ganhar expressão se existirem fortes desenvolvimentos na área face à tecnologia actualmente existente. [1]

## 2.11 - Conclusão

Pelo estudo acima efectuado conclui-se que é necessário canalizar esforços e recursos no sentido de encontrar soluções para o problema dos transportes rodoviários. Os VEH são uma das alternativas possíveis, essencialmente a curto/médio prazo. Dentro dos VEH existem inúmeras combinações possíveis de abordagens e conceitos, sendo sempre necessário pesar os prós e os contras, em função de um determinado tipo de utilização.

Do ponto de vista de engenharia, o projecto e desenvolvimento de VEH's constitui um desafio aliciante, tendo em conta a especificidade do mercado automóvel e o impacto económico mundial que este representa, envolvendo diversas áreas de Engenharia. É no seguimento deste raciocínio que surge a motivação e o interesse em desenvolver um VEH range-extender todo-terreno, que é o objecto de estudo desta dissertação.

# Capítulo 3

## Arquitectura do Sistema

### 3.1 - Introdução

A fase de projecto e dimensionamento da arquitectura do sistema é essencial em qualquer projecto de engenharia. Para se cumprirem os objectivos propostos, para o sistema “Range-Extender”, é importante organizar o conhecimento prévio (não é possível definir objectivos sem saber se são pelo menos exequíveis), fazer um levantamento de todas as limitações, analisar a interacção com os restantes sistemas do VEH e formular a estratégia a seguir. Neste capítulo começa-se por analisar funcionalmente o VEH, e formular os principais requisitos dos diferentes sistemas. Posteriormente apresenta-se o estudo e dimensionamento dos principais componentes do veículo (excepto o rectificador, que tem um capítulo próprio), com o objectivo de complementar o conhecimento necessário para se poder projectar o sistema “Range-Extender”.

### 3.2 - Análise Funcional do veículo

Apesar de o projecto do VEH se encontrar dividido em três dissertações, todas elas se encontram directamente relacionadas, facto que obriga ao estudo das restantes componentes do sistema (barramento DC e sistema de tracção) para a realização de uma análise realística e criteriosa do sistema “Range-Extender”. Assim, a análise funcional do veículo completo torna-se uma ferramenta valiosa para perceber quais os requisitos e quais as funcionalidades em que o projecto do sistema “Range-Extender” se baseia. O projecto pode ser agrupado em quatro sistemas, sendo esta análise comum a qualquer tipo de VEH série:

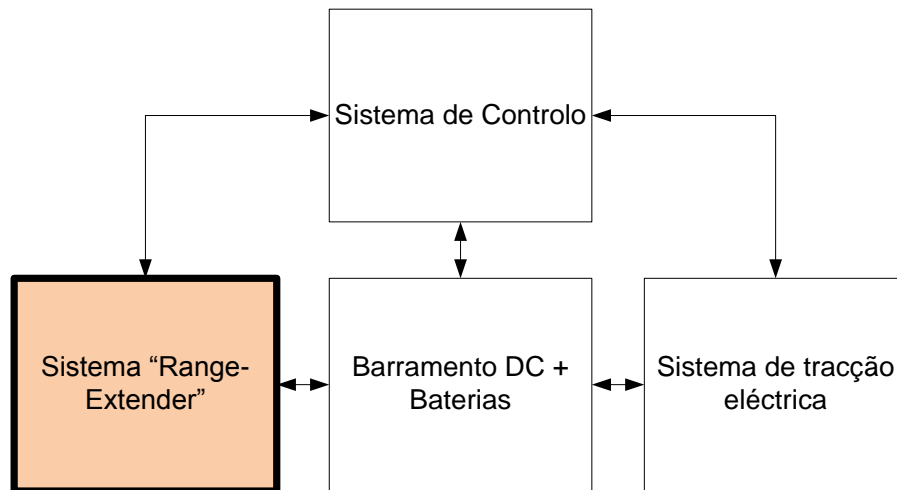


Figura 3.1 - Análise funcional do VEH série

O sistema “Range-Extender” funcionalmente é a fonte de energia do VEH, o Barramento DC funciona como acoplamento eléctrico entre os restantes sistemas, as Baterias são a fonte de potência e o sistema de tracção eléctrica é a fonte de energia mecânica para fazer o VEH mover-se.

Como se vê no esquema, os sistemas estão todos relacionados entre si. As relações entre o sistema “Range-Extender” e os restantes sistemas são abordadas na secção seguinte. Do ponto de vista do trânsito de potência e de energia essa questão será abordada na última secção deste capítulo.

### 3.3 - Análise funcional detalhada do sistema “Range-Extender”

O projecto deste tipo de sistemas está fortemente dependente da aplicação destinada ao veículo. Tratando-se de uma moto 4x4, é espectável que as suas utilizações habituais incluam percursos desportivos fora de estrada ou deslocações de cargas em terrenos agrícolas, por exemplo. Existe um padrão comum a estes dois tipos de utilização: o tempo de utilização é relativamente curto (cerca de hora, no máximo duas), a distância percorrida é curta, mas o sistema de tracção precisa de muito binário disponível. Conforme referido anteriormente, o facto de o sistema completo não ser desenvolvido em simultâneo, condiciona bastante a análise do sistema “range-extender”, correndo-se o risco de se assumir pressupostos, sobre os restantes sistemas, que podem não ser inteiramente válidos.

O condutor, funcionalmente, é o operador do sistema, sendo responsável por converter, baseado na experiência pessoal, o percurso do veículo em comandos para o sistema, actuando nos pedais e no volante. Esses comandos são interpretados e convertidos em referências, pelo sistema supervisor, para os sistemas de controlo dos três sistemas principais do veículo. Do ponto de vista do sistema “Range-Extender”, o módulo de gestão da energia é o elemento responsável por determinar qual o ponto de funcionamento adequado para o ICE e para o conversor. Os elementos que integram ou interagem com o sistema “Range-Extender” são analisados nas subsecções seguintes.



O diagrama seguinte resume conceptualmente o sistema, com particular destaque para os elementos constituintes do sistema “Range-Extender” e para as interacções entre este e os restantes sistemas do veículo:

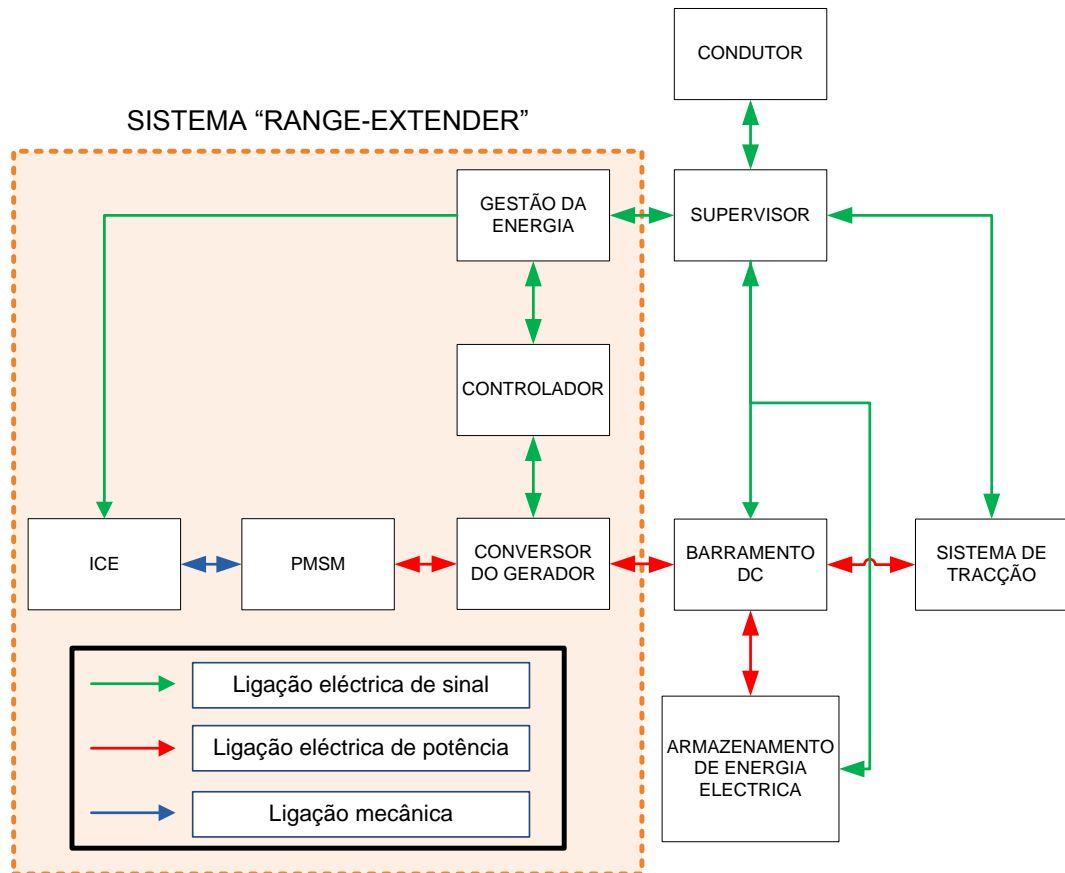


Figura 3.2 - Diagrama funcional detalhado, com indicação do tipo de interacções entre os diferentes sistemas do VEH

### 3.3.1 - Sistema Supervisor

Conforme referido anteriormente, o sistema supervisor, funciona como o elemento de interface entre os restantes sistema do veículo e o condutor. O condutor recebe informações do painel de bordo (autonomia e alarmes) e actua nos pedais. É o elemento responsável por garantir o correcto funcionamento de todos os sistemas, ou seja, enviar aos restantes controladores as suas referências de funcionamento, e garantir a segurança e a integridade física do veículo e do condutor. Resulta deste requisito que o sistema supervisor tem de apresentar boas características, em termos de fiabilidade e velocidade de actuação, para garantir que os processos de emergência são de facto actuados dentro do tempo previsto.

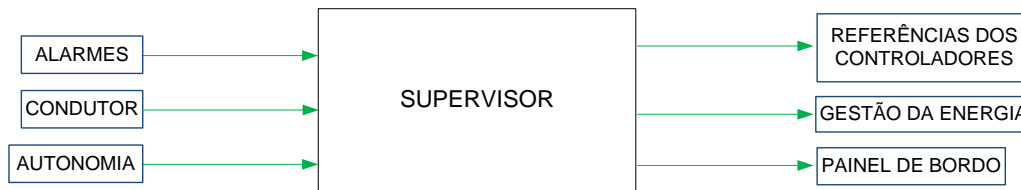


Figura 3.3 - Entradas e saídas do sistema supervisor

### 3.3.2 - Módulo de Gestão da energia

O módulo de gestão da energia é o principal responsável pela autonomia do VEH, sendo responsável por, em função do estado de carga das baterias (SOC) e da potência desenvolvida, determinar o ponto de funcionamento óptimo do ICE, minimizando o consumo de combustível. É também responsável por estipular a referência do sistema rectificador, enviando as informações necessárias para o seu sistema de controlo.

Para prever a autonomia do veículo, o módulo de gestão da energia, baseia-se no estado de carga das baterias, na quantidade de combustível existente e na potência média prevista do sistema de tracção. Caso seja possível, este módulo, deverá também ser capaz de modificar em tempo-real os parâmetros dos controladores, alterando inclusive, caso os ganhos justifiquem, a estratégia de controlo do sistema “Range-Extender”. Este módulo é alvo de uma análise extensiva na última secção deste capítulo.

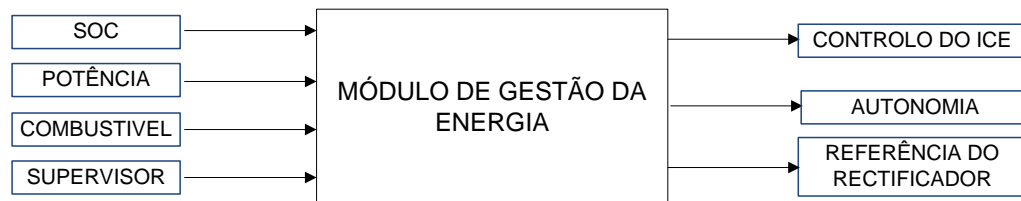


Figura 3.4 - Entradas e saídas do módulo de gestão da energia

### 3.3.3 - Motor de Combustão Interna (ICE)

O ICE é a principal fonte de energia do sistema. A elevada capacidade energética da gasolina justifica esta afirmação, sendo o ICE responsável pela conversão dessa energia química em energia mecânica. O motor é controlado pelo módulo de gestão da energia, que determina quando o ICE está ligado ou não, e a que velocidade deverá rodar. Para uma determinada velocidade, a potência que o ICE desenvolve depende do binário imposto pelo gerador.

O ICE deverá ser dimensionado, em função da estratégia de controlo que se pretende para este, para funcionar em regimes de elevada eficiência energética, minimizando as emissões e o consumo de combustível. O ICE também deverá possuir um sistema de detecção de falhas e envio de alarmes, por forma a garantir a sua utilização segura. A figura seguinte resume a interacção deste sistema com o resto do veículo:

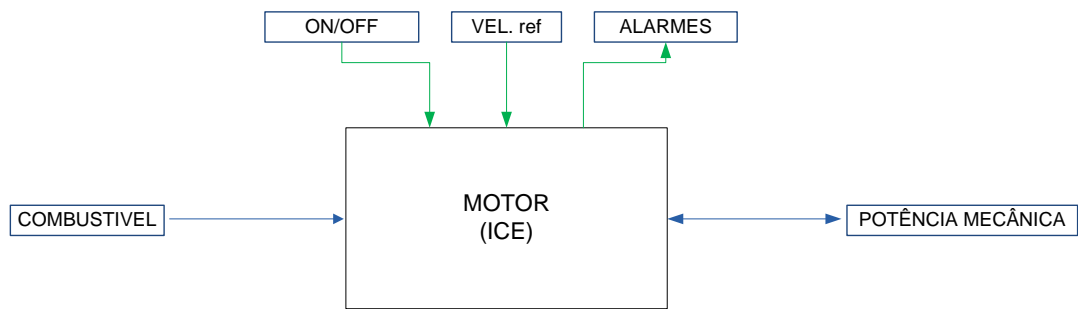


Figura 3.5 - Diagrama conceptual do motor de combustão interna

Os dois sentidos da potência mecânica, evidenciados pela bidireccionalidade dessa seta, justificam-se pela possibilidade de o gerador funcionar como motor de arranque do ICE. Também é importante ter em conta a capacidade do motor dissipar energia sob a forma de calor, proveniente do seu reduzido rendimento energético, que se reflecte no projecto do seu sistema de refrigeração

### 3.3.4 - Gerador Eléctrico

Parte fundamental do sistema “range-Extender”, o gerador eléctrico tem como principal função converter, de forma eficiente, a potência mecânica, proveniente do ICE, em potência eléctrica:

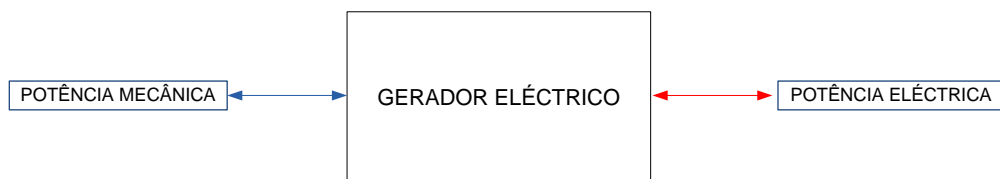


Figura 3.6- Diagrama conceptual do gerador eléctrico

Para utilizações cujo espaço disponível é limitado, como é o caso deste veículo, o volume e o peso de cada componente é determinante para o desempenho final, sendo por isso importante que o gerador tenha uma densidade de potência elevada. O gerador deve ser dimensionado em função do ICE, porque, em termos de rendimento, o regime de funcionamento do ICE é mais crítico. Desse modo, se possível, o regime nominal de funcionamento do gerador deverá ser o mais próximo possível do regime de funcionamento óptico do ICE.

Como máquina eléctrica que é, apesar de ser projectado para funcionar como gerador, também deverá permitir efectuar o arranque do ICE, evidenciado pelas setas bidireccionais no diagrama. Embora se possa considerar como uma característica adicional, o funcionamento do gerador eléctrico como motor de arranque do ICE é relevante. Permite retirar o motor de arranque original, com os respectivos ganhos em termos de atravancamento, extremamente importantes para este tipo de veículos. Outra função adicional é ter um sensor de posição do veio que, no caso da implementação real do VEH, pode ser importante, por simplificar o seu controlo. Existe no entanto sempre a possibilidade de o fazer sem esse sensor, com base apenas em medidas eléctricas, daí ser considerado como um extra.

### 3.3.5 - Conversor electrónico de potência

O EPC, no caso do sistema “Range-Extender”, tem como principal função rectificar, de forma controlada, a corrente alternada proveniente do gerador eléctrico. Essa conversão deverá ser feita com o máximo de rendimento possível, para a potência estipulada como nominal para este sistema. Como as perdas são sob a forma de calor, é importante que o conversor consiga dissipar essa energia.

Para se extrair o máximo de potência útil do gerador é necessário que o conversor seja dimensionado e controlado por forma a impor correntes com factor de potência unitário. O EPC também tem de ter um sistema de medidas integrado e isolado electricamente, que permita adquirir com precisão todos os sinais necessários, em função dos requisitos do controlador.

O conversor dum VEH tem de ser projectado para funcionar com grande fiabilidade, garantindo uma utilização segura para o condutor. Para o caso deste veículo, por se destinar a ser conduzido em terrenos difíceis e sujos, é particularmente importante garantir um bom nível de encapsulamento e isolamento do conversor, que é um dos sistemas mais sensíveis nesse aspecto. No caso de falha o EPC tem de ser capaz de despoletar os mecanismos de protecção necessários, enviando também um sinal de alarme para o sistema supervisor.

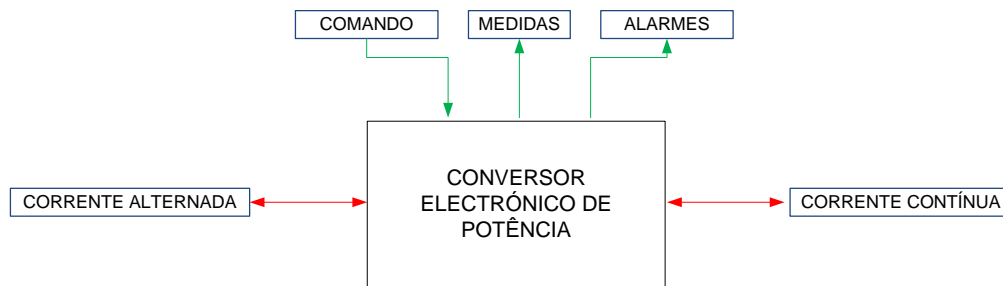


Figura 3.7- Diagrama conceptual do EPC

### 3.3.6 - Controlador do EPC

O controlador do EPC desempenha um papel fundamental no sistema “Range-Extender”. É responsável por processar e determinar o ponto de funcionamento desejado para o conversor, em função da referência proveniente do sistema supervisor, e gerar os respectivos sinais de comando.

Este problema é minimizado pelo funcionamento praticamente constante do conjunto ICE-gerador, partindo do princípio que a dinâmica imposta pelo sistema de tracção não se manifestará no funcionamento do rectificador. Esta afirmação está fortemente dependente do projecto do barramento DC, no entanto, e segundo o estudo efectuado nessa área, este tipo de abordagem pode ser considerada plausível.

A escolha da plataforma de desenvolvimento do controlador é determinante para o desempenho deste. A capacidade de cálculo e de processamento de sinais digitais é imposta pela frequência de comutação do conversor e pela velocidade que se pretende para o controlador. No capítulo que aborda o rectificador PWM esta questão será abordada com mais detalhe.

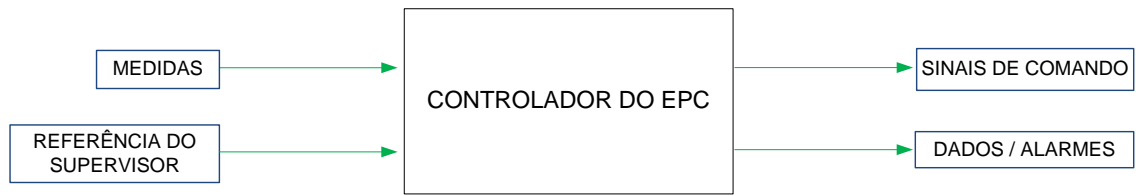
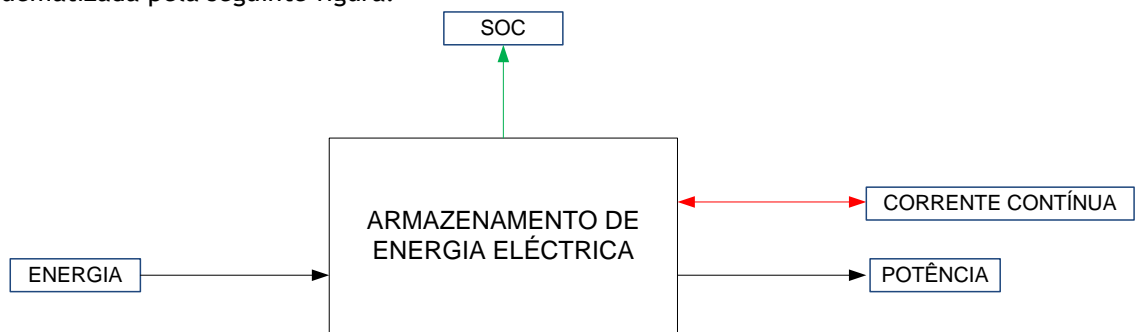


Figura 3.8 Principais entradas e saídas do controlador do EPC

### 3.3.7 - Sistema de armazenamento de energia

O sistema armazenamento de energia eléctrica tem como principal função conservar a energia produzida no veículo, proveniente do gerador ou da travagem regenerativa, e fornecer, quando necessário, a potência ao sistema de tracção do veículo. A distinção entre energia e potência está relacionada com a diferença de dinâmica que existe entre os dois sistemas. Para se garantir um bom rendimento, e uma utilização segura, o controlador deste sistema tem de ser capaz de lidar com a dinâmica imposta pelo trânsito de potência existente durante o período de utilização do veículo. O dimensionamento da capacidade de armazenamento de energia influencia directamente a autonomia desejada para o veículo e o projecto do sistema “Range-Extender”.

O desenvolvimento do sistema de armazenamento de energia está fortemente relacionado com o sistema de gestão de energia do veículo, conforme referido anteriormente. Por isso mesmo a análise efectuada está focada apenas no desenvolvimento desse sistema, esquematizada pela seguinte figura:



Como se pode ver, a informação mais importante para o sistema de gestão de energia é o estado de carga das baterias (SOC). Devido ao comportamento das baterias, nas cargas e descargas, o cálculo do SOC não é um problema trivial, e é assunto de discussão numa secção adiante neste capítulo.

## 3.4 - Motor de combustão interna

### 3.4.1 - Funcionamento na zona de rendimento óptimo

O motor de combustão interna é a fonte primária de energia deste sistema. É responsável por gerar, de forma eficiente, energia mecânica que, no caso específico de um VEH série, é fornecida exclusivamente ao gerador eléctrico. Para se perceber o ICE existem duas grandezas fundamentais, que estão directamente relacionadas, e permitem caracterizar o ponto de funcionamento do motor: Velocidade e binário.

O rendimento do ICE é altamente variável em relação ao seu ponto de funcionamento. Os regimes altamente variáveis e instáveis de utilização do ICE nos veículos convencionais são a principal causa da redução do rendimento e do aumento das emissões, face ao seu ponto de funcionamento, teoricamente, óptimo. O estudo do ICE é feito com base na análise dos seus mapas de funcionamento:

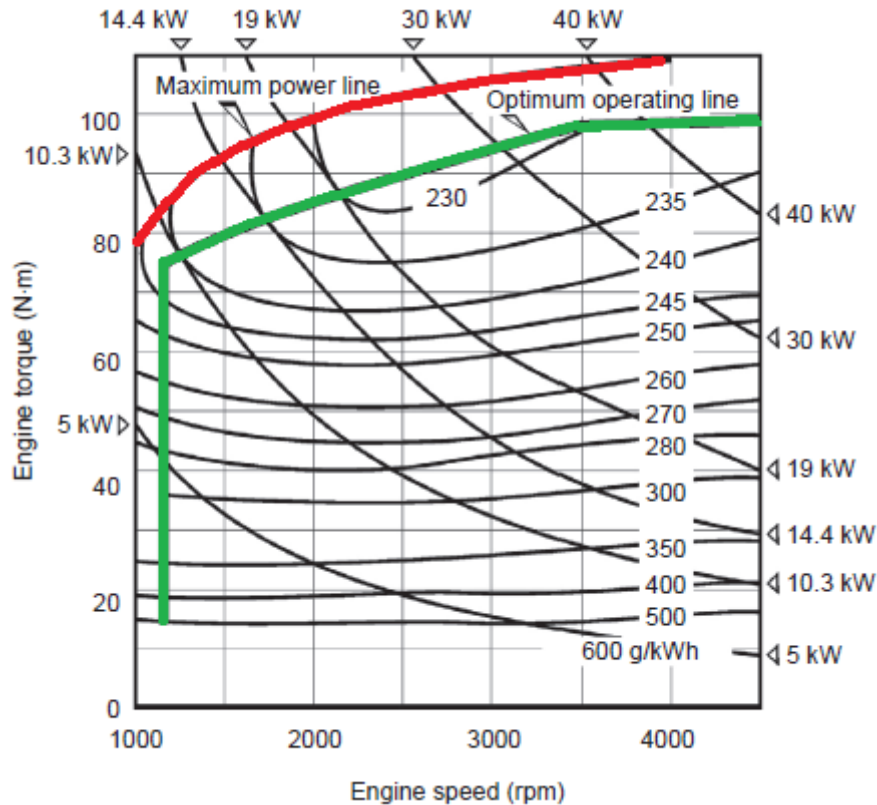


Figura 3.9 - Mapa do motor do Prius II [1]

Na figura anterior, a título de exemplo, está representado o mapa do motor que equipa a segunda geração do Prius. Da terminologia inglesa, *specific fuel consumption* (SFC), consiste numa unidade que permite avaliar o consumo de combustível em função da potência desenvolvida, em gramas por quilowatt-hora (g/kWh), ou seja, permite avaliar o rendimento do motor. As linhas “horizontais” interceptam pontos de funcionamento cujo SFC é igual. A linha de potência máxima, a vermelho, delimita a zona de funcionamento do ICE, e a linha a verde intercepta os pontos cuja relação entre binário e velocidade é óptima. A potência pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$P = \omega T = \frac{2\pi NT}{60} \quad \text{Equação 3.1}$$

Na equação anterior, P representa a potência (W),  $\omega$  representa a velocidade angular (rad/s), T representa o binário (N.m) e N também representa a velocidade mas em rpm. Com esta equação é possível traçar, no mapa do motor, as curvas características para a potência, indicadas na figura com o próprio valor de potência que representam. De notar que, por exemplo, a curva cujo SFC vale 235 g/kWh intercepta tangencialmente a curva dos 14.4 kW. Isto significa que, para este motor fornecer 14.4 kW, o rendimento máximo que se consegue

obter é de 235g/kWh, sensivelmente às 1500 rpms. O mesmo raciocínio pode ser extrapolado para as restantes curvas. Este motor foi projectado para funcionar eficientemente numa banda alargada de regimes de funcionamento, e o que é verdadeiramente notável, neste motor, é reparar que, para uma variação de potência de aproximadamente 25 kW (dos 14.4 aos 40 kW), o SFC só varia em cerca de 2%, correspondendo a uma variação de velocidade perto dos 2000 rpms!

### 3.5 - Máquina eléctrica

#### 3.5.1 - A máquina eléctrica num VEH

A máquina eléctrica desempenha um papel fundamental para o sucesso de um VEH. Uma máquina eléctrica, num VEH, pode funcionar como gerador e/ou como motor.

Pretende-se que as máquinas eléctricase respectivos sistemas de *drive*, a utilizar neste tipo de veículos, cumpram os seguintes requisitos genéricos[2]:

- Elevada densidade de potência e binário;
- Gama alargada de velocidades de funcionamento com binário constante;
- Elevada eficiência para todas as velocidades;
- Fiabilidade, segurança e reduzida manutenção;

Tudo isto deve ser atingido mantendo os custos em valores razoáveis, que tornem o projecto de VEH's economicamente viável. Existem 3 tipos de máquinas com características adequadas para equipar um VEH[2]:

- Máquina AC síncrona de ímanes permanentes (PM-SM) ou a máquina DC sem escovas (PM-BLDC);
- Máquina AC de indução (IM);
- Máquinas de relutância variável (SRM);

Para aplicações de tracção, a característica mais importante é a densidade de binário do motor, que permite comparar o atravancamento das várias alternativas tecnológicas. A tabela seguinte apresenta valores típicos para os principais tipos de motores:

Tabela 3 - Comparação dos diferentes tipos de motores eléctricos [8]:

Tipo de motor:	Binário por volume (Nm/m <sup>3</sup> ):	Binário por massa de Cobre (Nm/Kg):
Ímanes Permanentes (PM):	28860	28,7 até 48
Motor de Indução (IM):	4170	6,6
Relutância variável (SRM):	6780	6,1

Como se pode ver as máquinas com ímanes permanentes são as que têm maior densidade de binário, ou seja, menor peso e atravancamento para potências e binários iguais, comparativamente às outras soluções. O maior entrave à utilização destes motores é o seu preço elevado devido ao preço dos ímanes permanentes. Os motores de ímanes permanentes têm outra vantagem pois, devido à ausência de enrolamento no rotor, não há perdas no cobre, o que aumenta a sua eficiência. Contudo possuem a desvantagem do enfraquecimento de campo só poder ser feito actuando no estator, criando uma componente da corrente que

se oponha ao campo gerado, devido ao facto do campo ser gerado por ímanes permanentes. Existe um tipo especial de motores PM a ser desenvolvido, que introduz um enrolamento adicional para controlar o enfraquecimento de campo. Por usarem uma solução mista (enrolamento e PM) foram classificados como motores híbridos de ímanes permanentes. [2][8]

Os motores de Indução são usados nos VEH pois são simples, robustos e relativamente baratos, além de permitirem o funcionamento numa grande gama de velocidades, devido à possibilidade de funcionar com enfraquecimento de campo. As grandes vantagens dos motores PM são as desvantagens dos motores de indução, perdas no rotor e maior tamanho e peso para a mesma potência e binário. [2]

Os motores de relutância variável possuem características semelhantes ao motor de indução, em termos de densidade de binário, com a vantagem de permitirem o funcionamento a velocidades muito elevados, mantendo o controlo simplificado e sem apresentar perigos adicionais para o veículo. No entanto, devido ao facto de serem produzidos em pouca quantidade, o seu custo é superior ao do motor de indução, que é uma desvantagem adicional. [2]

### 3.5.2 - Gerador eléctrico PMSM

No decorrer deste projecto, o DEEC adquiriu dois motores síncronos de ímanes permanentes para um projecto que decorre em paralelo. São motores da PERM-MOTOR, do tipo *pancake*, com refrigeração a água e especialmente desenvolvidos para aplicações de tracção. Este motor apresenta uma elevada densidade de potência, que é extremamente importante no projecto de VEH. A marca efectuou um ensaio completo aos motores adquiridos, cujos principais resultados se encontram na seguinte tabela:

Tabela 4 - Parâmetros do PMSM

Parâmetros	Valor
Modelo	PMS 156 W
Potência nominal (W)	22,0
Tensão composta (V pico)	65,60
Corrente (A rms)	255
Velocidade nominal (rpm)	6000
Binário nominal (N.m)	35,00
Ke (N.m/A)	0,14
Pares de pólos	4
Frequência (Hz)	400
R ( $\Omega$ )	0,005
L (H)	0,0000473
Massa (Kg)	29,6

O objectivo é utilizar este motor como gerador do sistema “Range-Extender”.

## 3.6 - Gestão da energia num VEH série

### 3.6.1 - Conceito



A existência de diferentes tipos de fontes de energia num VEH, pela própria definição de híbrido, e a sua correcta gestão energética são a base do potencial deste tipo de veículos. As diferentes soluções adoptadas permitem otimizar o rendimento individual das diferentes fontes, comparativamente ao seu desempenho em sistemas convencionais com apenas um tipo de fonte de energia. No entanto, esse mesmo conceito também introduz algumas desvantagens, como a autonomia limitada (tendo em conta baixa densidade energética das baterias face à gasolina, por exemplo), maior volume e peso do sistema completo, elevado tempo de carregamento das baterias e o custo considerável associado a alguns componentes (baterias Li-ion, supercondensadores e máquinas eléctricas com ímanes permanentes, por exemplo). Os possíveis ganhos de rendimento, estão portanto, intrinsecamente relacionados com o desempenho do algoritmo que efectua a gestão da energia. A estratégia de gestão de energia é particular a cada projecto, variando conforme o tipo de utilização e de terreno a que se destina, a topologia do veículo e a *performance* que se pretende. [3]

Num VEH série, as principais fontes de energia estão mecanicamente desacopladas do sistema de tracção, sendo o trânsito de potência feito por um acoplamento eléctrico, o barramento DC. Isto significa que a velocidade e o binário desenvolvido pelo ICE são independentes da velocidade do veículo e do sistema de tracção. É este princípio que permite o funcionamento do ICE em regimes de rendimento optimizado, que é o grande propósito do conceito de VEH série, conforme referido anteriormente neste capítulo. O sistema de gestão da energia só ficará completo e validado depois de todos os sistemas do veículo serem desenvolvidos, simulados e testados, por forma a melhorar o desempenho global. Só assim será possível garantir que se atingiu o ponto de rendimento máximo do sistema completo, para a solução proposta.

### 3.6.2 - Perfis de utilização

O desenvolvimento de estratégias para a gestão da energia está fortemente centrado na análise de perfis de utilização. Um perfil de utilização consiste numa curva, geralmente da tensão em função do tempo, que emula o comportamento do veículo num determinado tipo de utilização. Este tipo de perfis, normalizados e globalmente utilizados, permitem estabelecer pontos de comparação entre os projectos desenvolvidos na área e assim avaliar o desempenho das diferentes soluções, daí a sua importância. Existem perfis para simular percursos urbanos, em auto-estrada, mistos e inclusive de veículos para limpar as ruas mas, infelizmente, para um veículo para condução desportiva fora-de-estrada não existe nenhum perfil de utilização normalizado. [19] , [20]

Assim, para efeitos de simulação, foi necessário estimar e desenvolver o perfil de utilização para um veículo deste tipo. Como a simulação se vai basear na análise do trânsito de potência em regime permanente, e porque o estudo da dinâmica do veículo não faz parte dos objectivos desta dissertação, o perfil de utilização desenvolvido será do tipo potência em função do tempo, ao contrário do convencional gráfico de velocidade-tempo:



Figura 3.10 - Perfil de utilização de exemplo desenvolvido no MatLab

O desenvolvimento deste perfil baseia-se nos seguintes pressupostos, assumidos pelo autor:

- Um dos pressupostos deste projecto é que o barramento DC será capaz de absorver e fornecer as variações bruscas de potência do sistema de tracção, eliminando a sua influência na gestão da energia do sistema “Range-Extender” e consequentemente no perfil desenvolvido, ficando assim apenas uma componente “filtrada” da potência;
- A potência nominal determina o valor máximo de potência no perfil, mais uma vez tendo em conta a ausência propositada dos picos de potência;
- A utilização habitual deste veículo será em terrenos de declive muito acentuado, normal nos circuitos fora-de-estrada, que implica variações acentuadas da potência;
- O regime de utilização será intenso, portanto o valor médio da potência do perfil será elevado;
- Uma hora pode ser considerado o período habitual de utilização, que determina a janela temporal do perfil;

### 3.6.1 - Estimação do estado de carga das baterias

Para se poder gerir a energia é preciso saber, ou pelo menos estimar, quais as reservas disponíveis dentro do nosso sistema que, no caso de um sistema de baterias, significa saber o estado de carga (SOC). O estado de carga é, por definição, o rácio entre a carga ainda disponível na bateria e a carga da bateria no estado de carga máxima. Esta definição, por si só, levanta os grandes problemas do cálculo do SOC, saber a carga máxima da bateria e a diferença entre a carga máxima e o estado actual (carga “consumida”). A dificuldade está relacionada com a variação das características das baterias por diversos factores, nomeadamente, a sua temperatura de utilização, o número de utilizações prévias e o envelhecimento da bateria.

Existem muitas técnicas para o cálculo do SOC das baterias, organizadas consoante a sua estratégia de cálculo, das quais se destacam as mais importantes:

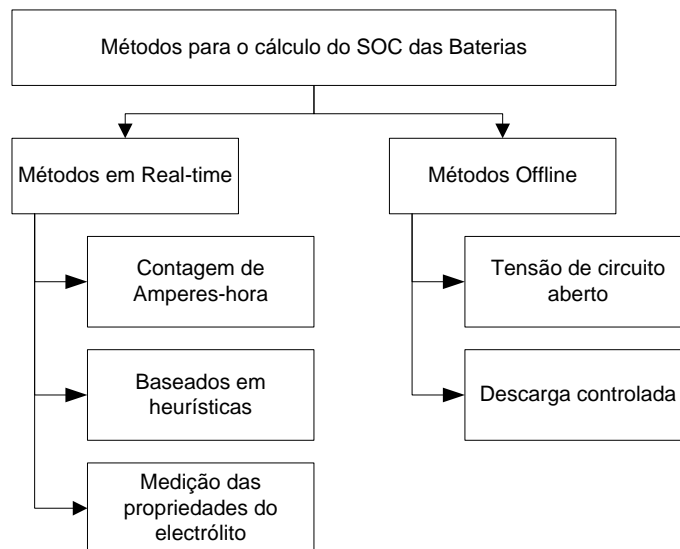


Figura 3.11 - Principais métodos de cálculo do SOC das baterias

Todos estes métodos possuem vantagens e desvantagens, dependendo do tipo de bateria e de aplicação a que se destinam. Para esta aplicação em concreto é necessário ter um método *real-time* para o controlador saber continuamente o SOC das baterias. No entanto, é comum o uso de dois ou mais métodos combinados para melhorar a precisão, podendo eventualmente ser utilizado um método *offline* para calibrar o método *real-time*, por exemplo na manutenção.

Para efeitos de simulação, é utilizado o módulo da bateria do MATLAB, que já tem um método de cálculo do SOC implementado. Trata-se do método *real-time* mais comum, a contagem de amperes-hora, que consiste, como o próprio nome indica, em estimar a carga da bateria sabendo a corrente (nas cargas/descargas e de perdas) e o SOC inicial ( $SOC_0$ ) do sistema. O método baseia-se no cálculo iterativo do integral da corrente, conforme se vê na seguinte equação (onde  $C_N$  representa a capacidade nominal):

$$SOC = SOC_0 + \frac{1}{C_N} \int_{t_0}^t (I_{bat} - I_{perdas}) dt \quad \text{Equação 3.2}$$

Os principais problemas e vantagens, deste método, embora não existam em simulação, são importantes no desenvolvimento do veículo real, existindo imensos estudos na área.

### 3.6.2 - Estratégias de controlo

O desenvolvimento deste tipo de algoritmos para veículos híbridos, do tipo série, é baseado na adaptação de duas técnicas gerais, consoante o projecto em particular. O sistema de gestão da energia recebe os comandos de operação do condutor e *feedback* dos diversos componentes para tomar decisões e gerar sinais de comando para esses mesmos componentes.

A estratégia de controlo baseada no estado de carga constante tem como princípio, como o nome indica, manter o SOC num valor aproximadamente constante, optimizado consoante o tipo de condução. É uma estratégia desenvolvida para veículos cuja potência de tracção provenha em grande parte do sistema ICE/gerador (face às baterias), com percursos curtos e

do tipo pára-arranca. Esta estratégia pressupõe uma variação no regime de funcionamento do ICE, em função da carga média exigida pela tracção, sendo o valor SOC de referência calculado em função do mapa do ICE para garantir um rendimento elevado. Tem a vantagem adicional de, em situações de falha do sistema ICE/gerador (por exemplo se a gasolina acabar) e porque o nível do SOC é mantido sempre num nível alto, garantir uma boa autonomia em modo puramente eléctrico. Tem a desvantagem de, por exemplo em percursos de velocidade constante, o SOC pretendido seja rapidamente atingido o que obrigará o ICE a trabalhar em regimes longe do óptimo o que poderá comprometer o desempenho global do veículo.

O princípio da estratégia do termóstato pretende corrigir precisamente esse problema. Também conhecida por controlo ON-OFF do ICE, consiste em trabalhar com o ICE num regime constante, de rendimento óptimo, mantendo o SOC entre dois limites calculados em função do projecto em particular. O grande problema desta estratégia é o custo, emissões e combustível, associado ao arranque do ICE.

### 3.6.3 - Algoritmo desenvolvido

O conceito do VEH que se pretende construir baseia-se no funcionamento do ICE no regime de rendimento óptimo, portanto pretende-se que as variações de regime no sistema “Range-Extender” sejam mínimas. Pelos factores explicados na subsecção anterior a estratégia ON-OFF é a mais adequada. Foi desenvolvida uma simulação em Matlab com o objectivo de estimar o comportamento da estratégia que se pretende validar e assim estimar valores que estão em jogo. O processo de estimação dos valores de SOC máximo e mínimo não é linear e depende das imposições de cada projecto em particular, no entanto, para garantir uma boa utilização das baterias nunca se deve ter valores inferiores a 20% nem superiores a 80% do SOC.

## 3.7 - Conclusão

Da análise funcional conclui-se que o desenvolvimento do sistema “Range-Extender” está fortemente dependente do desenvolvimento das outras duas partes do projecto. Foram definidos requisitos para os diferentes componentes do sistema a desenvolver. Os parâmetros que tiveram de ser assumidos estão devidamente justificados.

Provou-se que o conceito de VEH série para este veículo faz sentido tendo em conta a utilização que se pretende. Foram discutidos todos os factores que afectam o dimensionamento do gerador eléctrico.

A última secção do capítulo envolve um estudo sobre a gestão de energia do veículo e qual a estratégia que deverá ser adoptada para o veículo em questão.

# Capítulo 4

## Rectificador PWM

### 4.1 - Arquitectura do conversor

O Conversor electrónico de potência encarregue de realizar a conversão AC-DC é o objecto central de estudo desta dissertação. Esta conversão é comum a inúmeros tipos de aplicações, existindo várias soluções disponíveis para o efeito, como por exemplo os comuns rectificadores a díodos ou tirístores e, mais recentemente, arquitecturas transistorizadas, vulgarmente denominadas de rectificadores *switch-mode*.

Os rectificadores são por natureza cargas não-lineares do ponto de vista do sistema AC, devido ao formato pulsado da tensão aos seus terminais, que conseqüentemente gera distorção harmónica na corrente extraída. O conteúdo harmónico é inevitável, contudo a sua redução melhora o rendimento do conversor além de reduzir a interferência electromagnética (EMI) nos restantes sistemas do VEH. Em particular, no gerador, os harmónicos de baixa frequência induzem um binário pulsatório, que vai prejudicar o funcionamento do conjunto ICE-gerador PMSM.

As arquitecturas transistorizadas além de melhorarem a forma de onda da corrente têm a grande vantagem de, com o controlo apropriado, extraírem corrente com factor de potência unitário (UPF). De todas as arquitecturas consideradas apenas interessam as que permitem o trânsito bidireccional de potência, como é referido nos requisitos, pois assim é salvaguardada a possibilidade de realizar um sistema de arranque utilizando o gerador PMSM que permite dispensar o motor de arranque original da mota.

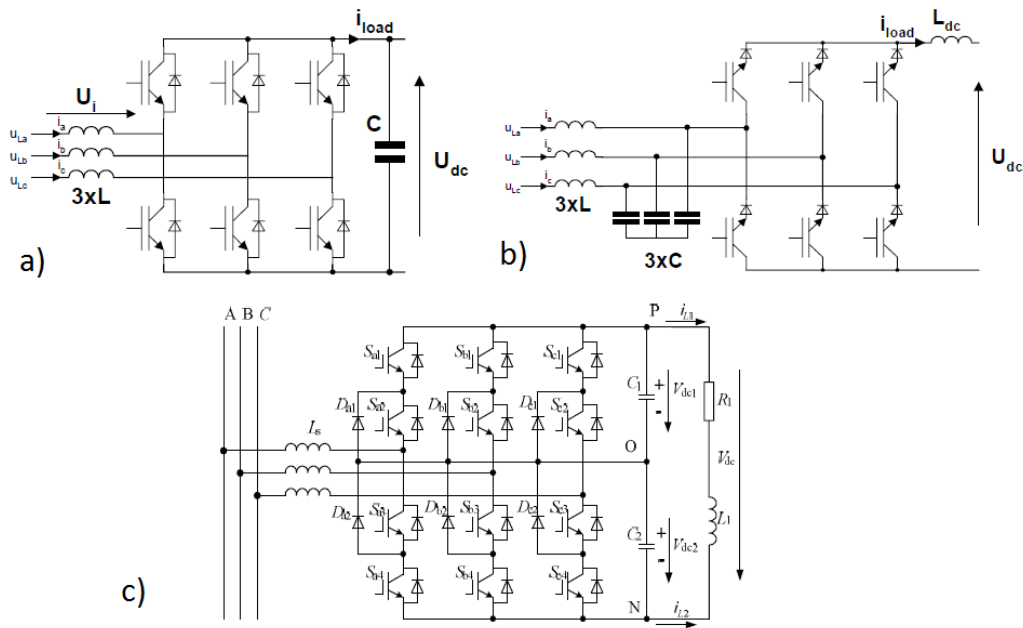


Figura 4.1 - Principais topologias de rectificadores PWM que satisfazem os requisitos: a) conversor *boost* “tradicional” de 2 níveis, b) conversor *buck*, c) conversor *boost* de 3 níveis. [21]

Conceptualmente é possível organizar os rectificadores em dois tipos, fontes de corrente ou fontes de tensão. Um rectificador do tipo fonte de tensão fixa a tensão num condensador à saída fazendo variar a corrente consoante a carga. Os rectificadores a) e b) da figura 4.1 são exemplos de conversores desse tipo. Os rectificadores do tipo fonte de corrente garantem uma corrente constante na indutância de saída, à custa da variação da tensão, como é exemplo o rectificador b) da figura 4.1. Esta decisão influencia o desenho dos restantes sistemas VEH, em particular no desenho do barramento DC. As referências demonstram e exemplificam diversas estruturas para o barramento DC, com resultados comprovados, no caso de se usar um conversor do tipo fonte de tensão. Além desta grande diferença, este tipo de conversores possui a vantagem de funcionar em modo *boost*, isto é, a tensão contínua de saída é superior ao valor de pico da tensão de entrada, sendo possível trabalhar com correntes mais pequenas para patamares idênticos de potência. No caso dos VEH com geradores do tipo PMSM, cuja tensão é relativamente baixa face à potência desenvolvida, as respectivas vantagens ainda se tornam mais evidentes: melhor rendimento, menor necessidade de dissipação (incluindo menor atravancamento) e subdimensionamento dos calibres de corrente de todos os componentes do conversor.

O conversor c), de três níveis, tem a vantagem, face ao “tradicional” de dois níveis, de apresentar menor distorção harmónica na corrente extraída. No entanto, para este tipo de sistemas e, em particular, para este projecto de cariz académico decidiu-se usar o conversor *boost* de dois níveis pelos seguintes motivos[21]:

- Tendo em conta os requisitos de segurança e fiabilidade, críticos para este tipo de projecto, é aconselhável o uso de uma estrutura de potência (conversor, drives e protecções) industrial, devidamente testado e certificado para o efeito. Como a estrutura de dois níveis é amplamente utilizada e desenvolvida no mundo industrial, é mais fácil e, seguramente mais barato, encontrar um conversor deste

tipo com as características adequadas a esta aplicação, face ao conversor de três níveis.

- Mais níveis implicam mais semicondutores, que implicam uma maior complexidade (quer no *hardware*, quer no *software*), sendo discutível se os benefícios resultantes do maior número de níveis justificam os custos adicionais, para este tipo de aplicação.
- Existe pouca literatura científica sobre os rectificadores PWM de três níveis, o que dificulta a avaliação das potenciais vantagens desta estrutura relativamente ao conversor “tradicional” (do qual existe bastante documentação disponível).

## 4.2 - Funcionamento do rectificador PWM

A tensão do lado AC é imposta pela fonte, o gerador PMSM, que irá funcionar a uma velocidade constante. Isto significa que a frequência da tensão de alimentação é constante e, assumindo que a potência também será constante, também é plausível assumir que, para efeitos de simulação, o valor eficaz da tensão também será constante. Assim sendo, a potência (activa e reactiva) que o conversor extrai do gerador depende apenas da corrente imposta no lado AC. Na figura 4.1 b) está representado o circuito simplificado para uma das fases do rectificador. Este circuito permite confirmar que a corrente nas fases depende apenas da tensão AC, amplitude e desfasamento (em relação à tensão do gerador) do rectificador. A tensão sinusoidal da fonte é representada por  $\vec{u}_{gerador}$ , a tensão nos terminais do conversor (do lado AC) é representada por  $\vec{u}_{conv}$ , a corrente é representada por  $i_L$  e  $j\omega L i_L$  e  $R i_L$ , representam as quedas de tensão na bobina e na resistência, respectivamente. Esta resistência  $R$  é o equivalente da soma da resistência interna da bobina com a resistência interna  $R_{ON}$  dos semicondutores em condução.

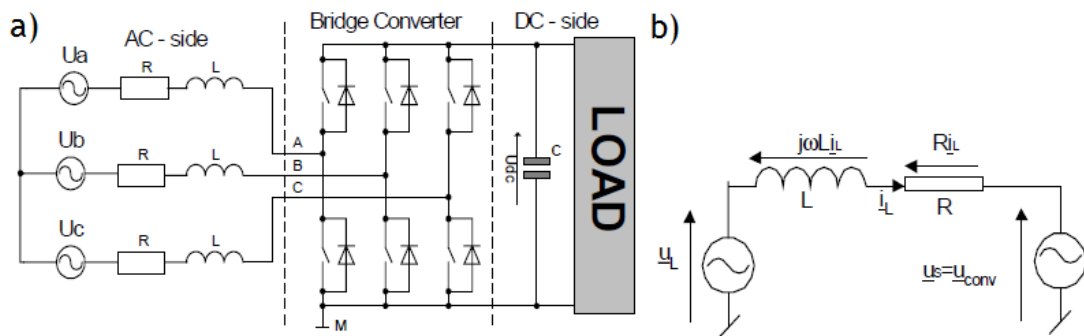


Figura 4.2 - Esquema simplificado do rectificador PWM: a) circuito completo, b) circuito resultante para uma fase

Em termos de amplitude, a tensão  $\vec{u}_{conv}$  varia em função do índice de modulação ( $m$ ) do conversor e da tensão DC nos terminais do condensador ( $U_{DC}$ ). Por sua vez, a tensão  $U_{DC}$  depende da potência e da carga à saída. Fica assim exposta a dependência que existe entre o lado AC e o lado DC. Toda a análise assenta no pressuposto de que o sistema trifásico é equilibrado, ou seja:

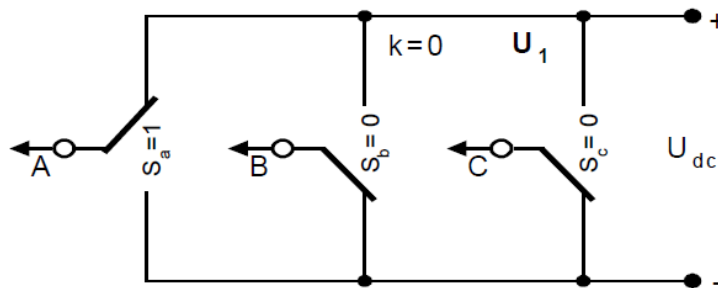
$$\begin{cases} U_a + U_b + U_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad \text{Equação 4.1}$$

Os semicondutores funcionam em modo complementar, ou seja, basta saber a posição do semicondutor superior em cada braço que o inferior obrigatoriamente estará no estado complementar. Se as funções de comutação forem representadas por  $S_A$ ,  $S_B$  e  $S_C$ , onde  $S_X=1$  (com  $X=A,B$  ou  $C$ ) significa que o semicondutor superior do braço  $X$  está a conduzir, é possível escrever a seguinte equação para a corrente no condensador:

$$C \frac{dU_{DC}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c + \frac{U_{DC}}{R_L} \quad \text{Equação 4.2}$$

Na equação anterior,  $R_L$  é a resistência que simula a carga, impondo uma determinada corrente para o valor de  $U_{DC}$  definido. Esta equação modeliza a dinâmica do lado DC do rectificador, imposta pela corrente no condensador.

Em cada um dos oito estados de comutação possíveis, os semicondutores, no fundo estão a impor uma tensão composta do lado AC do conversor. Essa tensão composta pode assumir um de três valores,  $+U_{DC}$ ,  $-U_{DC}$  e zero. Pela própria definição de sistema equilibrado é possível expressar as tensões por fase que resultam em cada estado em função da tensão no barramento DC. Para o estado 1,  $S_A=1$ ,  $S_B=0$  e  $S_C=0$ :



$$\begin{cases} V_{AB} = V_A - V_B = +U_{DC} \\ V_{BC} = V_B - V_C = 0 \\ V_{CA} = V_C - V_A = -U_{DC} \\ V_A + V_B + V_C = 0 \end{cases} \leftrightarrow \begin{cases} V_A = U_{DC} + V_B \\ V_C = 0 + V_B \\ \dots \\ V_A = -2V_B \end{cases} \leftrightarrow \begin{cases} -2V_B = U_{DC} + V_B \\ V_B = -U_{DC}/3 \\ V_C = -U_{DC}/3 \\ V_A = 2/3 U_{DC} \end{cases} \quad \text{Equações 4.3}$$

Este raciocínio pode ser extrapolado para os restantes estados, que resulta na seguinte tabela:

Tabela 5 - Tensões no rectificador em função do estado de comutação  $U_x$

	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$	$V_{AN}$	$V_{BN}$	$V_{CN}$	$V_{N0}$
$U_0$ (0-0-0)	0	0	0	0	0	0	$-U_{DC}/2$
$U_1$ (1-0-0)	$U_{DC}$	0	$-U_{DC}$	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/6$
$U_2$ (1-1-0)	0	$U_{DC}$	$-U_{DC}$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	$U_{DC}/6$
$U_3$ (0-1-0)	$-U_{DC}$	$U_{DC}$	0	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/6$
$U_4$ (0-1-1)	$-U_{DC}$	0	$U_{DC}$	$-2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/6$



$U_5$ (0-0-1)	0	$-U_{DC}$	$U_{DC}$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/6$
$U_6$ (1-0-1)	$U_{DC}$	$-U_{DC}$	0	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/6$
$U_7$ (1-1-1)	0	0	0	0	0	0	$U_{DC}/2$

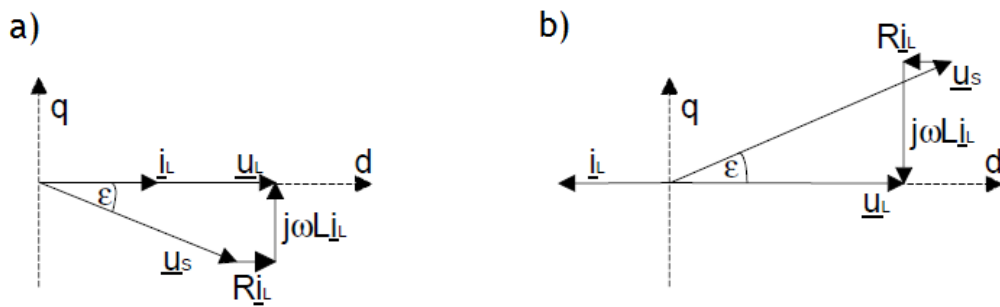
Na tabela anterior a última coluna,  $V_{N0}$ , representa a tensão entre o neutro e o zero virtual do condensador, sendo relevante apenas para o estudo da modulação, conforme se verá na secção correspondente. Conforme se verifica, pelos valores calculados, a tensão do lado AC do rectificador pode ser expressa, vectorialmente, em função dos oito estados de comutação possíveis:

$$\vec{u}_{conv(k+1)} = \begin{cases} (2/3)U_{DC}e^{jk\pi/3}, & k \in [0; 5] \\ 0 & , \quad k \in [6; 7] \end{cases} \quad \text{Equação 4.4}$$

Para se perceber o funcionamento do conversor, em modo de factor de potência unitário, recorre-se à transformada de Park que, usando um referencial rotativo sincronizado, ao contrário do convencional referencial estático, permite converter a análise das três fases (abc) numa análise de apenas duas componentes DC (caso o sistema seja equilibrado): componente directa e componente em quadratura (d-q). A matriz que permite efectuar a transformada de Park é:

$$T_{abc \rightarrow dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{Equação 4.5}$$

Na figura 4.3 estão representados os diagramas fasoriais para os dois modos de factor de potência unitário possíveis para este conversor, ou seja, como rectificador e como inversor:



**Figura 4.3** - Diagrama fasorial para o funcionamento do conversor com factor de potência unitário: a) como rectificador, b) como inversor

Conforme se vê na figura anterior, estes modos de funcionamento implicam o desfasamento, representado por  $\epsilon$ , da tensão do conversor ( $\vec{u}_s = \vec{u}_{conv}$ ), para se obter uma corrente apenas com componente directa, ou seja, em fase (como rectificador) ou oposição de fase (como inversor) com a tensão  $\vec{u}_{gerador}$ , que correspondem a trabalhar com factor de potência unitário.

A indutância desempenha um papel fundamental no funcionamento do conversor, confere uma característica de fonte de corrente, do lado da fonte AC, e permite o funcionamento

como *boost*, ou seja, a tensão do lado DC é sempre superior ao valor de pico da tensão nas fases. A corrente na bobina é controlada pela tensão que se apresenta aos seus terminais:

$$\vec{u}_L = \vec{u}_{gerador} - R\vec{i}_L - \vec{u}_{conv} \quad \text{Equação 4.6}$$

Ao controlar o desfasamento  $\varepsilon$  e a amplitude de  $\vec{u}_{conv}$ , indirectamente, controla-se a amplitude e a fase da corrente na bobina, conforme se vê no esquema no diagrama fasorial. Isto significa que é possível controlar o trânsito de potência, activa e reactiva, em amplitude e sentido, com o conversor escolhido, conforme é pretendido neste projecto.

A equação 4.4 descreve o funcionamento e a dinâmica do conversor, para cada fase. Ao aplicar a transformada de Park (equação 4.3) a essa equação, e com as devidas simplificações, é possível chegar às seguintes equações, segundo o referencial d-q: [22]

$$u_{gerador-d} = L \frac{di_{Ld}}{dt} + Ri_{Ld} - \omega Li_{Lq} + u_{conv-d} \quad \text{Equação 4.7}$$

$$u_{gerador-q} = L \frac{di_{Lq}}{dt} + Ri_{Lq} + \omega Li_{Ld} + u_{conv-q} \quad \text{Equação 4.8}$$

As correntes  $i_{Ld}$  e  $i_{Lq}$  representam, respectivamente, as componentes activa e reactiva da corrente, e, como se pode ver, existe uma dependência entre ambas. Conceptualmente pode ser vista como uma queda de tensão provocada pela transformação efectuada, no entanto esta questão será abordada em abordada na secção que explica o controlo do conversor. As tensões, do conversor e do gerador, foram convertidas para as suas componentes, segundo o referencial d-q.

### 4.3 - Métodos de controlo

Existem diversas estratégias possíveis capazes de controlar um rectificador PWM com baixa distorção harmónica da corrente e factor de potência unitário. É possível identificar as quatro mais comuns que se organizam em dois grupos em função do seu princípio de funcionamento, derivando directamente das estratégias mais comuns para o controlo de inversores. Dentro dos métodos de controlo da tensão existe o *Direct Power Control* (DPC) e o *Voltage Oriented Control* (VOC) e, dentro dos métodos baseados no controlo do fluxo virtual, que partem do princípio que o lado AC funciona como uma máquina eléctrica virtual (incluindo a resistência e a indutância), existe o *Virtual Flux-DPC* (VF-DPC) e o *Virtual Flux Oriented Control* (VFOC):

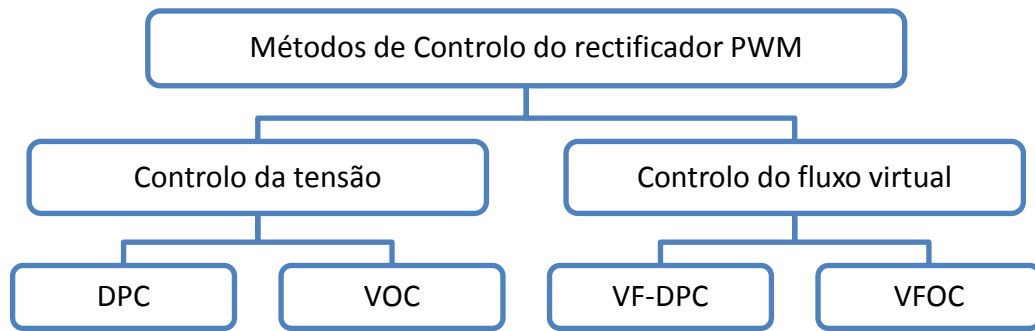


Figura 4.4 - Métodos de Controlo do Rectificador PWM

Estes métodos baseiam-se no facto de, na maioria dos casos, ser possível e desejável efectuar o controlo dos conversores evitando a medição da tensão do lado AC (*voltage sensorless*), sendo então necessário estimar a tensão AC ou o fluxo virtual. A estimativa é feita utilizando as medidas de corrente nas fases e sabendo os estados de comutação activos do conversor. Existem estudos, em que estes métodos são implementados e testados, dos quais se extraem as principais conclusões por forma a justificar a opção a tomar. Os esquemas das estruturas de controlo dos restantes métodos encontram-se nos anexos.

Os métodos baseados controlo da potencia (DPC e VF-DPC) baseiam-se no método *direct torque control* (DTC), usado nos sistemas com motores de indução. Consistem em calcular as potências, activa (P) e reactiva (Q), instantâneas, baseando-se na estimação da tensão ou do fluxo virtual. As referências de potência são então introduzidas em controladores histeréticos que mantêm o erro dentro de um limite determinístico. Como o controlo é relativamente simples e como não existe a necessidade de usar transformações de referenciais, a necessidade de capacidade de cálculo por parte do microprocessador é baixa. Por outro lado, como os valores têm de ser estimados a cada alteração de estado, a frequência de amostragem e de processamento tem de ser bastante elevada (cerca de 80KHz para uma  $f_s=5\text{KHz}$ ). Mais, por ser um controlo histerético, a frequência de comutação é variável, o que dificulta o cálculo das perdas estimadas além de afectar a estabilidade do sistema. Apesar disso tem boas características dinâmicas, dado que a potência activa e reactiva vem, por definição, desacoplada uma da outra, além de que apresenta uma reduzida distorção harmónica. O DPC baseado na estimação do fluxo virtual (VF-DPC) apresenta melhor imunidade a ruído e a desequilíbrios na tensão de alimentação, devido à natureza integrativa do estimador, que funciona como um filtro passa-baixo para o controlador.

Os métodos baseados em tensão recorrem à transformação das medidas e estimativas para referenciais rotativos, que posteriormente permitem controlar a corrente, directa e em quadratura, recorrendo a controladores PI. Deste facto surge logo uma das desvantagens, pois estes cálculos necessitam de grande capacidade de processamento, além de que as duas componentes da corrente são dependentes uma da outra. No entanto a taxa de actualização é consideravelmente mais baixa, comparativamente com os métodos DPC, o que também permite ter conversores A/D mais lentos. As grandes, e decisivas, vantagens destes métodos são a frequência de comutação fixa e a possibilidade de usar estratégias de geração de PWM avançadas, conforme será discutido na secção correspondente. O método VFOC, à semelhança

do que acontecia com o VF-DPC, possui maior imunidade a ruído e a desequilíbrios da tensão proveniente da fonte.

Para este projecto em particular, não existe nenhum requisito limitativo quanto ao número de sensores a utilizar no controlo do conversor. Como o objectivo é utilizar uma estrutura de potência industrial e encapsulada, usar ou não um método *sensorless* depende, obviamente, das características desse mesmo conversor. É comum encontrar soluções com ambas as medições, tensão e corrente, logo para efeitos de simulação a estratégia irá consistir em adaptar os métodos retirando as funções de estimação. Como o sistema é alimentado por um gerador PMSM as questões de ruído e desequilíbrio nas tensões de alimentação não fazem sentido, ou seja, não se justifica o acréscimo de cálculos necessário para estimar o fluxo virtual. Conforme foi referido no parágrafo anterior, as principais vantagens do controlo em tensão, a frequência comutação fixa e a possibilidade de usar métodos PWM mais avançados, determinam a escolha deste tipo de controlo, em detrimento das estratégias baseadas em DPC. Assim sendo, conclui-se que o método VOC, será o mais apropriado para esta aplicação.

#### 4.4 - Estrutura do controlador

Quando se pretende controlar um sistema real, como o deste projecto, é importante adoptar um método coerente e lógico no desenvolvimento da estrutura do controlador. Cada sistema é controlado consoante a sua aplicação, ou seja, é preciso ter em conta quais os objectivos pretendidos e o desempenho que o sistema deverá ter. O controlador ideal deverá ser dimensionado para esse efeito, mantendo o nível de complexidade no mínimo, e evitar o uso desnecessário da capacidade de cálculo dos recursos disponíveis. Assim, além do conhecimento teórico do sistema, para o qual a modelização matemática é uma ferramenta essencial, é fundamental ter uma componente de testes, viável e fundamentada, quer em simulação quer em possíveis protótipos, que permita avaliar e comparar o desempenho das diferentes soluções.

A maior dificuldade em controlar um rectificador PWM deriva do seu modelo não-linear, com uma estrutura do tipo *multiple input-multiple output* (MIMO). A dinâmica deste sistema é definido pelo conjunto de equações 4.2, 4.6 e 4.7. Conseguir os objectivos pretendidos neste projecto, garantindo a sua estabilidade, está portanto dependente do método de controlo, do tipo e da estrutura do controlador que se escolher.

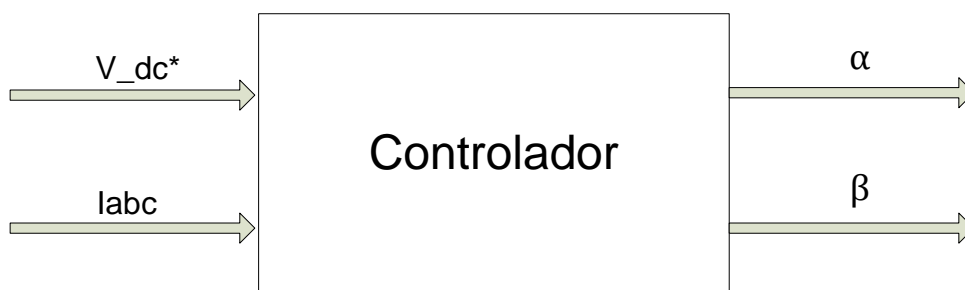


Figura 4.5-Esquemático do módulo controlador, com destaque para as entradas e saídas

A figura anterior esquematiza o problema, evidenciando as variáveis de entrada e as variáveis de saída pretendidas para o controlador.

O uso de controladores mais complexos e não-lineares, como os baseados em lógica difusa (FLC) ou em redes neurais (NNC), face aos “tradicionais” controladores PI, pode ser determinante para uma melhoria do comportamento dinâmico do conversor. A natureza não-linear deste sistema encaixa perfeitamente nas características destes tipos de controladores.

Conceptualmente, um controlador de lógica difusa, comporta-se como um operador com experiência do sistema. Este tipo de controladores está a tornar-se cada vez mais comum em sistemas com conversores de potência, principalmente os controladores FL adaptativos, embora, para um sistema linear e cujos parâmetros sejam conhecidos, o desempenho seja em tudo semelhante ao dos controladores PI. Além disso, neste sistema a dinâmica irá ser propositadamente lenta porque o objectivo do sistema *Range-Extender* é funcionar na zona de rendimento óptimo do ICE, ou seja, a potência praticamente constante durante largos períodos de tempo. Assim sendo, para esta aplicação, o acréscimo de capacidade computacional que seria necessário para implementar um controlador deste tipo não se justifica. O mesmo raciocínio, relativamente à dinâmica e ao conhecimento dos parâmetros do sistema, pode ser extrapolado para os controladores baseados em redes neurais, que também não justificam o acréscimo de complexidade. O ideal será então encontrar uma solução intermédia, que resolva a dependência entre componentes da corrente, mas que ao mesmo tempo não aumente exageradamente a complexidade do controlo, dado que a dinâmica pretendida não o exige.

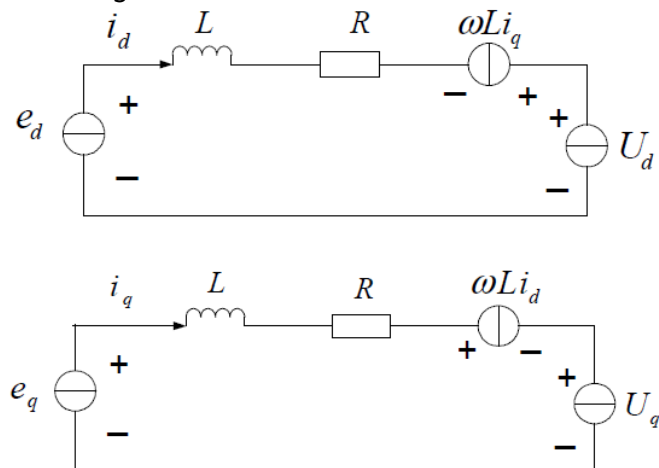


Figura 4.6 - Circuitos que modelizam o comportamento do conversor, resultantes da transformação de Park

Na figura anterior, a tensão do gerador é representada por  $e_d$  e  $e_q$ , e a tensão nos terminais (do lado AC) do rectificador é representada por  $U_d$  e  $U_q$ . As equações do sistema mostram que existe uma relação de dependência entre as duas componentes da corrente, segundo o referencial d-q, que, conforme se pode ver na figura anterior, pode ser interpretada como uma tensão parasita. Trabalhos efectuados na área demonstram e validam que é possível desacoplar o sistema em dois subsistemas mais simples e independentes, do tipo *single input-single output* (SISO).

$$\begin{cases} L \frac{di_{Ld}}{dt} = u_{gerador-d} - Ri_{Ld} + \omega Li_{Lq} - u_{conv-d} \\ L \frac{di_{Lq}}{dt} = u_{gerador-q} - Ri_{Lq} - \omega Li_{Ld} - u_{conv-q} \end{cases} \quad \text{Equações 4.9}$$

Como se vê no sistema de equações, em cada uma das equações da dinâmica da corrente, existe uma dependência entre as diferentes componentes, proporcional à frequência da tensão AC e ao valor da indutância:  $+\omega Li_{Lq}$  para a componente directa, e  $-\omega Li_{Ld}$  para a componente em quadratura. Para resolver este problema será utilizada uma estratégia de controlo do tipo feed-forward. Em regime permanente, e desprezando a queda de tensão provocada pela resistência, o funcionamento do conversor pode ser expresso como:

$$\begin{cases} u_{gerador-d} = u_{conv-d} - \omega Li_{Lq} \\ u_{gerador-q} = u_{conv-q} + \omega Li_{Ld} \end{cases} \quad \text{Equações 4.10}$$

Como o objectivo é controlar a tensão DC e a corrente proveniente do gerador, e como, após o desacoplamento efectuado, as equações são lineares e independentes, é possível adoptar seguinte estrutura:

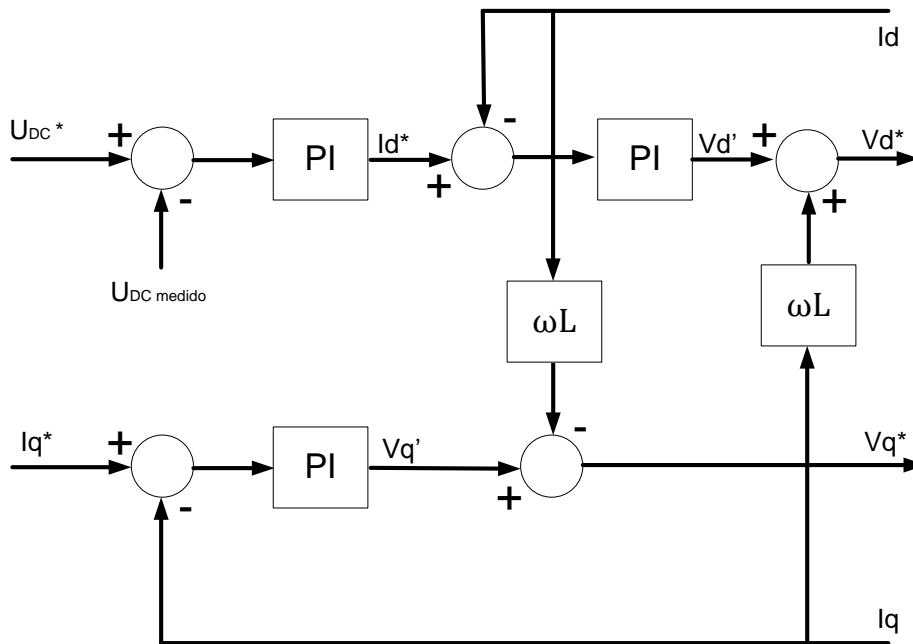


Figura 4.7 - Diagrama de controlo proposto

Neste tipo de estratégia, com duas malhas para a corrente (uma para a componente directa e uma para a componente em quadratura), a saída do primeiro controlador, de dinâmica mais lenta, é usada como referência para corrente  $i_d$ . Com esta estrutura, a malha de controlo para a componente directa permite regular a tensão DC, enquanto a segunda malha, para a componente em quadratura, é usada para regular o factor de potência da corrente extraída do gerador. Matematicamente, a estrutura de controlo desenvolvida rege-se pelas seguintes equações:

$$\begin{cases} i_d^* = k_{pv}(V_{DC}^* - V_{DC}) + k_{iv} \int (V_{DC}^* - V_{DC}) dt \\ V_d^* = -k_{pi}(i_d^* - i_d) - k_{ii} \int (i_d^* - i_d) dt + \omega L i_q \\ V_q^* = -k_{pi}(i_q^* - i_q) - k_{ii} \int (i_q^* - i_q) dt + \omega L i_d \end{cases} \quad \text{Equações 4.11}$$

Como o referencial d-q está sincronizado com a tensão do gerador, o funcionamento do rectificador com factor de potência unitário é obtido fazendo a corrente  $i_q$  tender para zero. Isto significa que corrente estará em fase com a tensão do gerador, conforme pretendido.

A saída do controlador estabelece os valores de referência para as duas componentes da tensão do rectificador, para o ponto de funcionamento estipulado. Como o referencial d-q está sincronizado com a tensão do gerador e o modulador precisa de ter uma referência não é possível gerar os sinais de comando apenas com as componentes da tensão. Existem duas alternativas: converter de d-q para o referencial *alpha-beta* ou para amplitude e fase. O referencial alpha-beta, à semelhança do referencial d-q, também decompõe tensões trifásicas em duas componentes (directa e em quadratura), no entanto, como não é rotativo, o valor dessas componentes varia no tempo, em função da tenção para o qual está sincronizado. Como na transformação de Park já é necessário obter o co-seno e o seno da tensão de referência, a conversão para *alpha-beta* fica extremamente facilitada, justificando por isso a sua escolha para efeitos de simulação. A matriz que permite efectuar a transformação do referencial é dada por:

$$T_{dq \rightarrow \alpha\beta} \leftrightarrow \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \text{Equação 4.12}$$

Na matriz anterior,  $\theta$  é o ângulo que o vector que representa a tensão do gerador faz com a origem definida para o referencial. As duas componentes ( $\alpha$ - $\beta$ ) serão as únicas entradas necessárias para o bloco responsável por gerar os sinais de comando, conforme era pretendido.

## 4.5 - Restrições do funcionamento em regime permanente

Nesta subsecção pretende-se estabelecer as condições de limite para o funcionamento estável do conversor. A análise vectorial permite retirar conclusões quanto ao dimensionamento dos diferentes parâmetros.

A amplitude de  $\vec{u}_{conv}$  depende de duas variáveis: do índice de modulação ( $m$ ) e da tensão no barramento DC ( $U_{DC}$ ).

As equações 4.6 e 4.7 podem ser combinadas para definir a derivada da corrente sob a forma de vector no sistema de coordenadas d-q:

$$L \frac{d\vec{i}_{Ldq}}{dt} = \vec{u}_{gerador-dq} - j\omega L \vec{i}_{Ldq} - \vec{u}_{conv-dq} \quad \text{Equação 4.13}$$





$$|\vec{u}_{gerador-dq} - j\omega L \vec{i}_{Ldq}| = \frac{\sqrt{3}}{2} \vec{u}_{conv-dq} \quad \text{Equação 4.14}$$

Em regime permanente e para funcionamento com factor de potência unitário ( $i_{Ldq} = i_{Ld}$ ) é então possível explicitar o valor mínimo de tensão no barramento DC, em função da tensão no gerador, da corrente e da indutância:

$$U_{DC} \geq \sqrt{3 [(\hat{u}_{gerador})^2 + (\omega L i_{Ld})^2]} \text{ com } \xi \leq \pi \text{ e } |\vec{u}_{conv-dq}| = \frac{2}{3} U_{DC} \quad \text{Equação 4.15}$$

O valor da indutância é crítico para o funcionamento do conversor. Uma indutância demasiado baixa aumenta o *ripple* da corrente, por outro lado, uma indutância grande, pela própria definição, opõe-se à variação da corrente, limitando assim a gama de operação do conversor. A queda de tensão na bobina está limitada pelo valor de tensão DC, conforme explicado anteriormente. Assim sendo é possível deduzir uma expressão que determina o valor máximo da indutância:

$$L < \frac{\sqrt{\left[\frac{U_{DC}^2}{3} - \hat{u}_{gerador}^2\right]}}{\omega i_{Ld}} \quad \text{Equação 4.16}$$

A ondulação máxima permitida na tensão contínua de saída é imposta pelo sistema de está a jusante. O estudo do barramento DC determinará qual a variação máxima admissível na tensão, que pode ser calculada pela equação que descreve o comportamento do condensador (equaçãoEquação 4.2). O condensador à saída tem como função de retirar o *ripple* na tensão  $U_{DC}$ , e a sua capacidade pode ser estimada pela própria equação do condensador:

$$I_C = C \frac{dv}{dt} \approx C = I_C \frac{\Delta t}{\Delta v} \quad \text{Equação 4.17}$$

A derivada da tensão em ordem ao tempo pode ser aproximada pela respectiva variação de tensão. Como em regime permanente a energia armazenada no condensador, por período, é zero. Para se calcular um valor inicial da capacidade, é aceitável admitir que o condensador absorve uma corrente de aproximadamente metade do valor de pico da corrente nas fases, se o índice de modulação da corrente for aproximadamente 0,5, em metade do período de comutação. Na equação acima,  $\Delta t$  e  $\Delta v$  representam a variação de tensão e tempo, respectivamente, e  $I_C$  representa a corrente do condensador, nesse período de tempo.

## 4.6 - Modelação por largura de impulso

As técnicas de modelação por largura de impulso (MLI), mais conhecidas pela terminologia inglesa PWM, desempenham um papel relevante no desempenho do conversor e continuam a ser estudadas e melhoradas, principalmente para sistemas trifásicos. O desempenho do rectificador, em particular, pode ser melhorado escolhendo a técnica de modulação

apropriada tendo em conta a aplicação a que este se destina. Os principais objectivos a atingir são:

- Obter uma zona grande de funcionamento linear do conversor;
- Reduzir o número de comutações dos semicondutores;
- Redução a distorção harmónica da corrente;
- Simplificação e redução do esforço de cálculo;

Existem dois tipos de PWM, Carrier Based (CB-PWM) e Space Vector (SV-PWM), dos quais existem algumas variantes, conforme o seguinte diagrama:

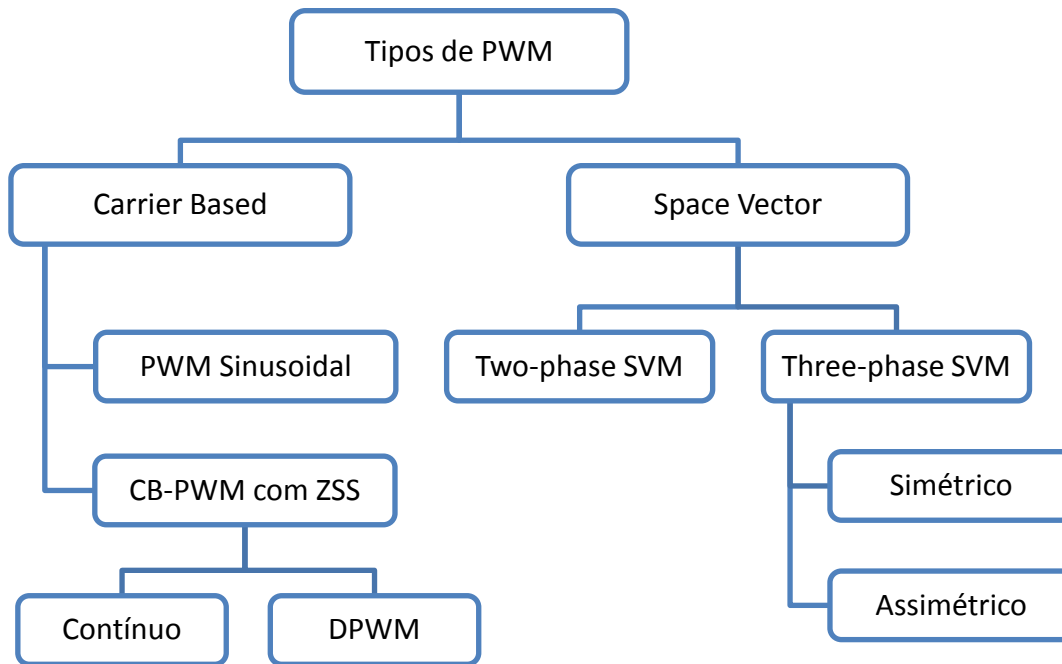


Figura 4.10 - Variantes de modelação por largura de impulsos.

Um modelador PWM, nos métodos *carrier based*, funciona por comparação de uma onda portadora triangular com três sinais de referência, correspondentes a cada fase. Esses sinais de referência encontram-se portanto desfasados em  $\frac{2}{3}\pi$ , e a sua amplitude varia em função do índice de modulação, estando este limitado à zona linear de funcionamento do conversor. Se se tratar da variante sinusoidal, como o próprio nome indica, os sinais de referência são sinusóides. Este é o método mais básico e as variantes que se seguem baseiam-se no mesmo princípio. Se o neutro da fonte AC não se encontrar ligado ao ponto zero do barramento DC a corrente nas fases depende apenas da tensão entre fases. Neste tipo de sistemas, como é o caso, é possível adicionar uma componente ZSS (*zero sequence signal*), à frequência do terceiro harmónico, que reduz o ripple de corrente, reduz o número médio de comutações, reduz o conteúdo harmónico e ainda aumenta a zona linear de funcionamento. Esta componente não afecta a corrente média extraída, nem provoca distorção na tensão na fase. Se a componente ZSS for triangular, significa que é um método contínuo. Nos métodos descontínuos a componente ZSS é obtida através duma função descontínua que permite reduzir o número de comutações. As perdas por comutação são reduzidas em média 33%, face ao método sinusoidal. Na figura 4.13 estão representadas as formas de onda resultantes das diferentes variantes de modulação *carrier-based*. A figura a) representa a variante mais

básica, PWM sinusoidal, e as restantes são as variantes com ZSS. Conforme o tipo de onda que é adicionada à referência sinusoidal é possível ver o seu efeito na tensão de fase do conversor.

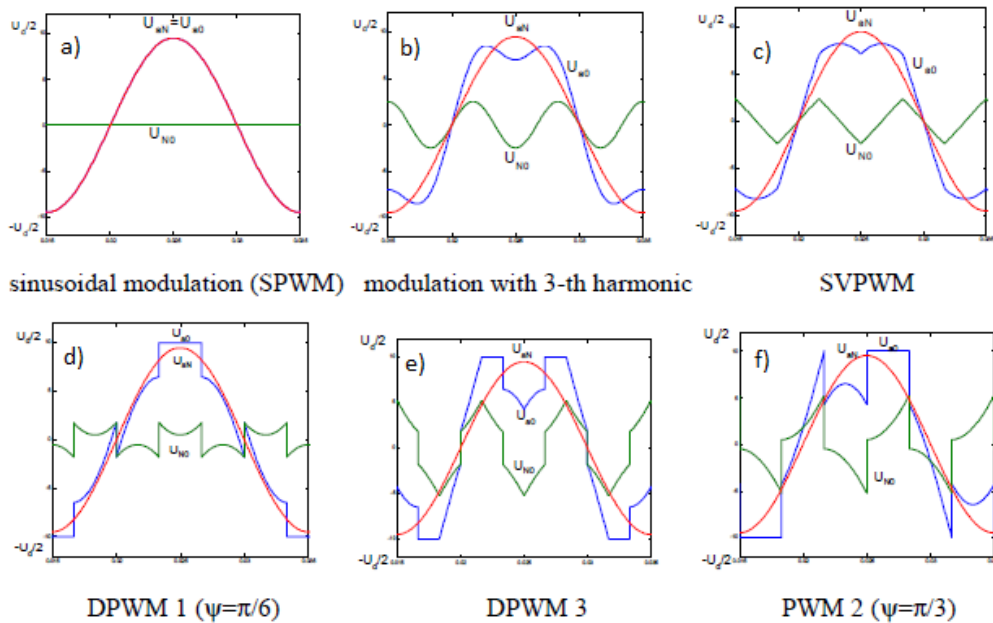


Figura 4.11 - Variantes de modulação *carrier-based*: a vermelho está a referência sinusoidal, a azul está representada a tensão por fase do conversor e a verde está representado o sinal ZSS.

A modelação Space vector, baseada na representação em espaço vectorial da tensão do conversor, começou a ganhar popularidade devido à sua simplicidade. Conforme referido no início deste capítulo, os oito estados de comutação possíveis de obter, com um conversor deste tipo, correspondem a seis vectores activos e a dois vectores “zero”. Os vectores activos permitem dividir o espaço vectorial em seis sectores, sendo que o vector referência  $U^*$  pode ser obtido por conjugação dos dois vectores activos adjacentes. O índice de modulação corresponde à amplitude do vector de referência, obtida por variaçãoda relação de tempo (duty) entre os vectores activos e “zero”.

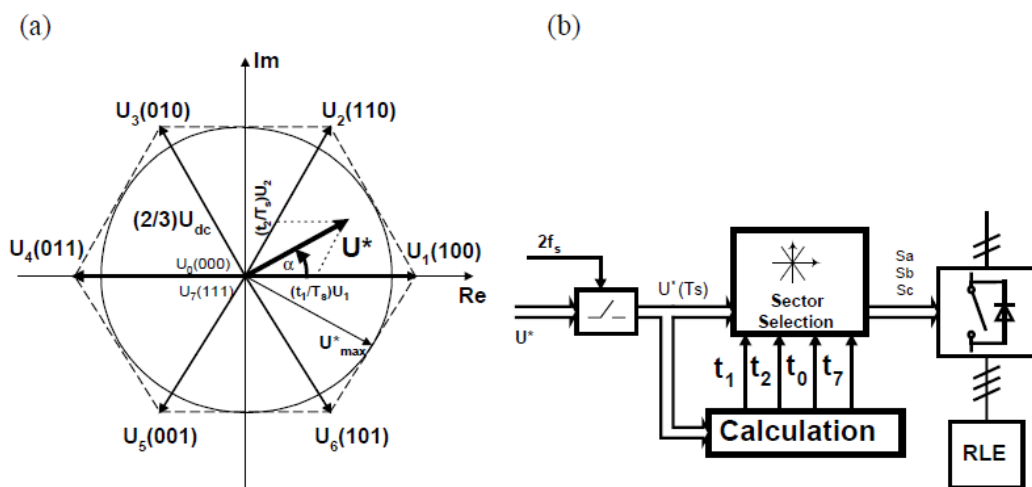


Figura 4.12 - a) Representação em espaço vectorial do conceito de SV-PWM; b) Esquema ilustrativo do bloco modelador SV-PWM

Na figura anterior, em b), é possível observar que só existe um modelador, ao contrário dos três que existiam com métodos carrier-based. Em cada período é preciso calcular o tempo em que cada vector está activo ( $t_1$  e  $t_2$ ) e o tempo de cada um dos vectores “zero” que completam o resto do tempo de cada período ( $t_0$  e  $t_7$ ). O cálculo é sempre feito com a referência ( $U^*$ ) no primeiro sector ( $0$  a  $\pi/6$ ) e em função de  $U_1$  e  $U_2$ , com os tempos resultantes a serem extrapolados para o sector real. Existem algumas variantes de SV-PWM, que consistem na alteração da relação entre  $t_0$  e  $t_7$ , conforme será evidenciado adiante. Isto significa que, em todos os métodos, os tempos  $t_1$  e  $t_2$  são dados pelas mesmas expressões:

$$t_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad \text{Equação 4.18}$$

$$t_2 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M T_s \sin(\alpha) \quad \text{Equação 4.19}$$

O estudo do SV-PWM “trifásico” (tem este nome porque todos os braços comutam, ao contrário do método “bifásico”) ajuda a perceber o funcionamento de todos os outros métodos. O conceito deste método, também conhecido por SV-PWM com distribuição simétrica dos vectores “zero”, assente no facto de os tempos  $t_0$  e  $t_7$  serem iguais, ou seja:

$$t_0 = t_7 = \frac{(T_s - t_1 - t_2)}{2} \quad \text{Equação 4.20}$$

É possível estabelecer a relação entre os  $T_{on}$  e  $T_{off}$  das diferentes fases e os tempos calculados, por forma a gerar os sinais de comando:

$$\begin{cases} T_{a-on} = t_0/2 \\ T_{b-on} = t_0/2 + t_1 \\ T_{c-on} = t_0/2 + t_1 + t_2 \end{cases} \begin{cases} T_{a-off} = t_0/2 + t_1 + t_2 \\ T_{b-off} = t_0/2 + t_1 \\ T_{c-off} = t_0/2 \end{cases} \quad \text{Equação 4.21}$$

Como todos os valores são calculados para o primeiro sector, é necessário recorrer à seguinte matriz para fazer a correspondência para o sector real:

$$\begin{bmatrix} T_{a-on} \\ T_{b-on} \\ T_{c-on} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s1 & s2 & s3 & s4 & s5 & s6 \\ 111 & 111 & 111 & 111 & 111 & 111 \\ 100 & 110 & 010 & 010 & 001 & 101 \\ 110 & 010 & 011 & 001 & 101 & 100 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_0/2 \\ t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} \quad \text{Equação 4.22}$$

A figura seguinte mostra em detalhe este tipo de modulação. É possível ver os tempos que se usam nos cálculos (topo), as diferentes larguras de impulso e os sectores correspondentes:

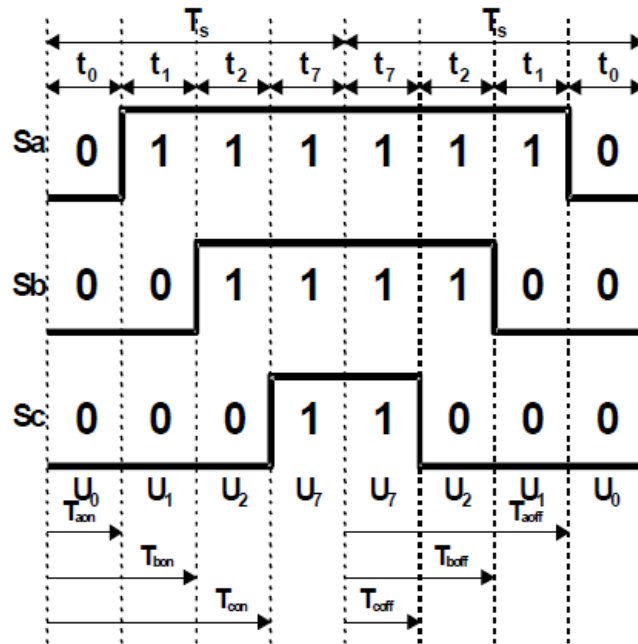


Figura 4.13 - Pormenor dos impulsos no SV-PWM “trifásico”

Como se pode ver, o período de comutação é dividido em dois períodos perfeitamente simétricos. Significa que o cálculo só precisa de ser feito para metade do período.

Nos métodos “bifásicos”, o conceito é em tudo semelhante aos métodos descontínuos *carrier-based*. A ideia é comutar apenas duas das fases em cada período de comutação, que resultana redução da frequência média de comutação em 33%. Implica também que apenas em dos vectores “zero” estará activo durante um período. Se  $t_0 = 0$  uma das fases está sempre ligada, por outro lado, se  $t_7 = 0$  essa fase está sempre desligada:

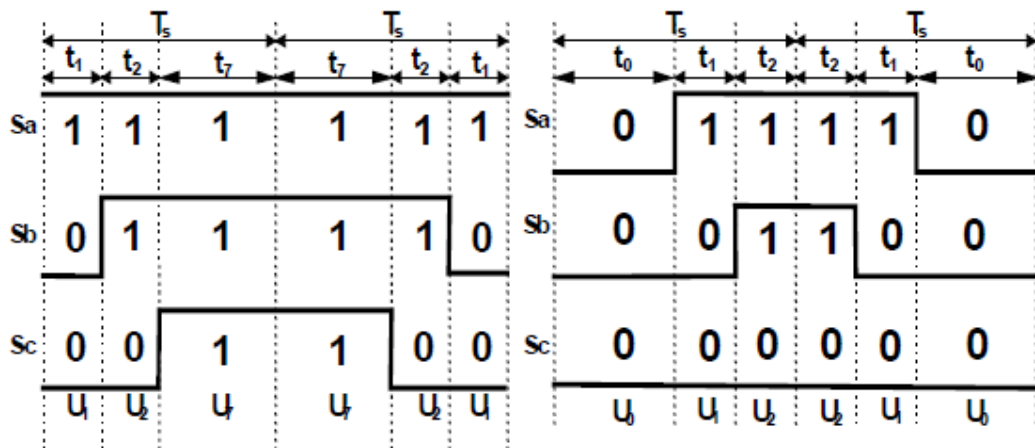


Figura 4.14 - Impulsos no SV-PWM “bifásico”: a) com  $t_0 = 0$  ; b) com  $t_7 = 0$ .

Ao desfasar, em incrementos de  $30^\circ$ , os sectores correspondentes ao vector “zero” que está activo, é possível obter diferentes formas para a tensão  $U_{NO}$ , usando o mesmo princípio da modelação com ZSS dos métodos *carrier-based*. Para um desfaseamento de  $30^\circ$  (PWM [1]):

$$\begin{cases} t_0 = 0 \rightarrow t_7 = T_s - t_1 - t_2 \text{ quando } 0 \leq \alpha < \pi/6 \\ t_7 = 0 \rightarrow t_0 = T_s - t_1 - t_2 \text{ quando } \pi/6 \leq \alpha < \pi/3 \end{cases} \quad \text{Equação 4.23}$$

Este tipo de modulação está representado na figura seguinte na alínea a). Os valores de  $t_0$  e  $t_7$  repetem-se a cada intervalo de  $\pi/3$ . Conforme referido, ao efectuar o desfasamento dos sectores alocados aos vectores “zero”, é possível alterar a forma da tensão por fase do conversor, existindo quatro variantes:

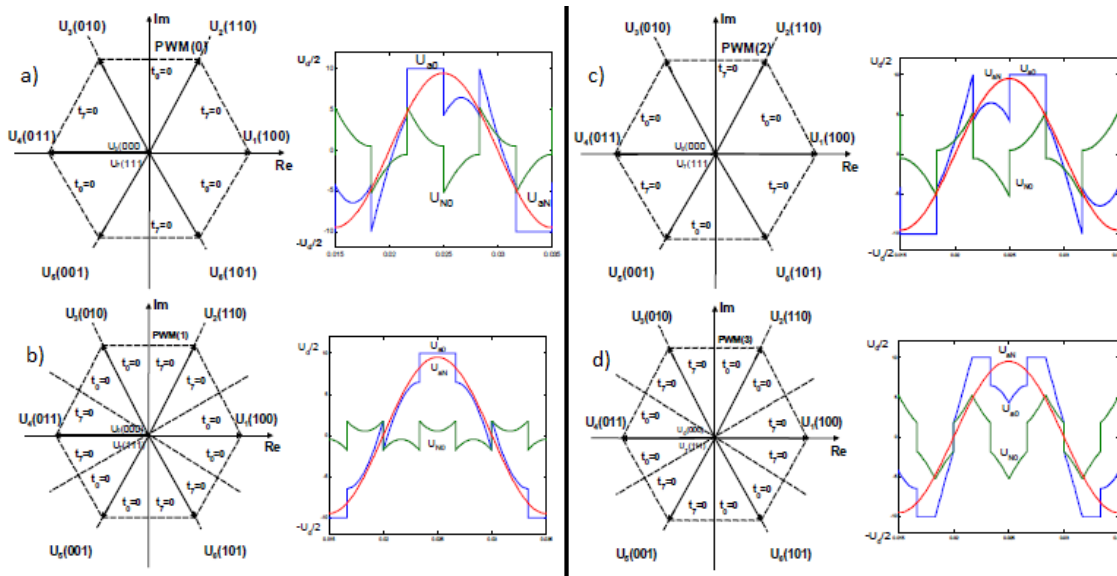


Figura 4.15 - Variantes do SV-PWM “bifásico”: a) PWM (0) =0°; b) PWM (1) =30°; c) PWM (2) =60°; d) PWM (3) =90°.

É possível concluir que, independentemente do conceito que se usa para gerar os impulsos (carrier-based ou Space-vector), os resultados obtidos são exactamente iguais. Por análise das figuras 4.13 e 4.17 é possível ver que, à alteração do vector ZSS nos métodos carrier-based, corresponde a desfasar os sectores correspondentes aos vectores “zero” nos métodos Space-vector, por exemplo, ao método CB-DPWM1 (4.13 d)) corresponde o SV-DPWM1 (4.17 b)). A grande diferença está no processo de obtenção dos sinais. A grande diferença é que nos primeiros métodos a tensão é tratada nas suas componentes naturais abc, enquanto nos métodos por representação em espaço de estados, a tensão trifásica é tratada como um único vector, ou seja, o SV-PWM só precisa de um modelador (o que reduz a complexidade do algoritmo de implementação), enquanto os métodos carrier-based precisam de um modelador por cada fase. É esta característica que justifica a diferença de popularidade entre as duas técnicas.

## 4.7 - Plataforma de implementação do controlador

A escolha da plataforma de implementação do controlador é uma decisão fundamental. O tempo de processamento do algoritmo de controlo limita a frequência de comutação máxima que se pode atingir. Actualmente existem duas plataformas que dominam o mercado,

asDSP(Digital Signal Processors) e as FPGA (Field-programmable Gate Array), com vários fabricantes a desenvolverem soluções baseadas neste circuitos integrados. O funcionamento é completamente distinto. As soluções baseadas em DSP correm os algoritmos ciclicamente, ou seja executam os processos em série, como um microprocessador convencional. O tempo de processamento total é dado pela soma do tempo que todos os processos demoram. As FPGA têm um principio de funcionamento completamente diferente, pois o circuito integrado é constituído por *hardware* físico reprogramável.O algoritmo é implementado sob a forma de blocos de circuitos lógicos interligados, o que permite executar tarefas de cálculo em paralelo. A decisão depende obviamente da estrutura do algoritmo que se pretende implementar, ou seja, se existem tarefas em paralelo suficientes para justificar o uso da FPGA face ao desempenho das soluções baseadas em DSP.

O algoritmo para este projecto em particular, controlo e SV-PWM, tem muitas tarefas de cálculo que podem ser implementadas em paralelo. Nunca se sabe o resultado antes de implementar nas duas plataformas mas pelas razões mencionadas previamente aconselha-se uma solução baseada em FPGA.

## 4.8 - Conclusão

O conversor AC/DC foi abordado neste capítulo, começando-se justificar a escolha da topologia. Foram explicitados e explicados todos os conceitos teóricos que sustentam o funcionamento da estrutura de potência do rectificador escolhido.

É apresentada, e discutida, uma estrutura, orientada à tensão, para o controlador deste conversor com base no estudo dos diferentes métodos existentes.

Foram estudados e comparados os diferentes métodos de geração dos sinais de comando para os semicondutores para se justificar a escolha do SV-PWM.

Por último apresenta-se uma discussão sobre a plataforma de desenvolvimento do algoritmo, da qual se conclui que as soluções baseadas em FPGA têm mais potencial para se obterem bons resultados.





# Capítulo 5

## Simulação

### 5.1 - Introdução

Antes de se avançar para qualquer tipo de implementação prática, num projecto deste tipo, é sempre importante validar o conceito teórico e a arquitectura prevista com uma simulação. Essa componente de simulação permite prever o comportamento do sistema real, com uma margem de erro directamente relacionada com o nível de detalhe empregue no desenvolvimento da mesma. Os modelos matemáticos, que são a base das ferramentas de simulação, podem ser de diferente complexidade, tendo em conta os objectivos finais da simulação e o tempo em que se pretende simular. O tempo de simulação está directamente relacionado com a capacidade de cálculo da máquina e a complexidade dos modelos utilizados.

Para este projecto é importante simular três sistemas:

- O sistema de geração de energia eléctrica, que compreende a simulação do motor de combustão interna, do seu controlador e do gerador PMSM;
- O sistema de gestão da energia, que envolve uma análise do trânsito de potência entre os diferentes sistemas do VEH e a respectivo módulo de gestão;
- O rectificador PWM, com as respectivas estruturas de potência e de controlo;

Todas as simulações foram desenvolvidas tendo em conta os objectivos pretendidos, com um nível de detalhe considerado suficiente para este projecto.

### 5.2 - Ferramentas de simulação

As ferramentas de simulação são projectadas para cumprirem diferentes objectivos em função dos algoritmos de cálculo presentes. Como qualquer ferramenta, das mais simples às mais complexas, o seu desempenho está fortemente dependente do que se pretende simular e do nível de precisão pretendido.

Para a área da electrónica de potência foram consideradas essencialmente duas ferramentas de simulação: o PSIM da powersimtech e o MATLAB-SIMULINK da mathworks.

O PSIM é direccionado para as estruturas de potência, possui uma boa biblioteca de componentes e os algoritmos de cálculo e de modelização são rápidos. O simulink é uma

aplicação interna do matlab que permite projectar os sistemas numa lógica de diagramas de blocos. Por se tratar duma ferramenta matemática, que não foi desenvolvida especificamente para simular sistemas de electrónica de potência, como é o caso do PSIM, os modelos empregues são geralmente mais complexos e pesados em termos de processamento.

A grande vantagem do simulink é a sua flexibilidade. Funciona como uma linguagem de matemática de alto nível para o utilizador. Devido a essa característica, com o modelo correcto, é possível simular um sistema que envolva componentes das mais vareadas áreas, ao contrário do PSIM que está limitado às aplicações mais comuns da electrónica de potência. Na área do controlo dos conversores as diferenças também são notórias, com grande vantagem para o simulink. O ambiente de desenvolvimento é claramente direccionado para este tipo de aplicações, o que simplifica a implementação de algoritmos mais complexos matematicamente, nomeadamente por possuir uma biblioteca extensa de funcionalidades e blocos previamente desenvolvidos.

O simulink do matlab acaba por ser a escolha óbvia, no fundo, se o tempo de simulação não for demasiado crítico, o Simulink faz tudo o que o PSIM pode fazer, além de permitir simular os restantes sistemas além do rectificador, ficando assim tudo na mesma plataforma. Em último caso existe a possibilidade de integrar simulações de PSIM no ambiente simulink, para a parte de potência, para reduzir o tempo de simulação, minimizando assim essa desvantagem do simulink.

## 5.3 - Sistema de geração da energia eléctrica

### 5.3.1 - Introdução

O sistema de geração de energia é constituído pelo ICE e pelo gerador PMSM. O objectivo é construir uma plataforma que permita simular o funcionamento deste conjunto e assim prever o comportamento do sistema a construir. Para esse efeito foi desenvolvida a seguinte simulação:

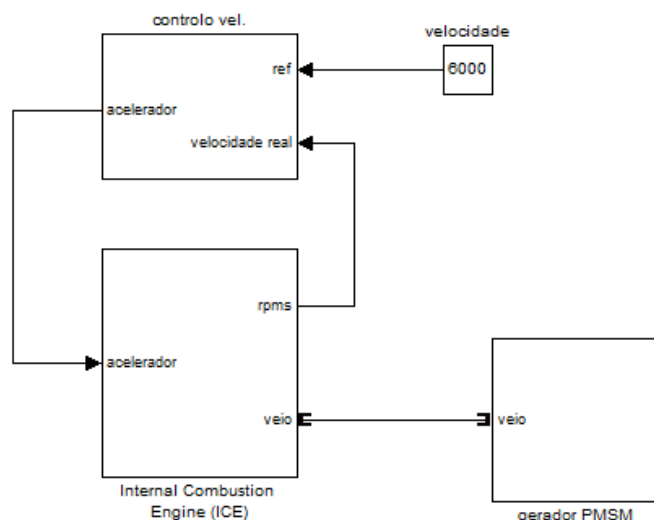


Figura 5.1 - Visão geral da simulação do sistema de geração de energia eléctrica

Como se pode ver pelo esquema da simulação, existem três componentes deste sistema:

- O Gerador eléctrico PMSM;

- O motor de combustão interna (ICE);
- O módulo de controlo da velocidade;

### 5.3.2 - Validação do modelo do gerador

Os parâmetros conhecidos do gerador eléctrico estão descritos na secção **Erro! Marcador não definido.** Erro! A origem da referência não foi encontrada. O modelo da máquina PMSM existente no Matlab depende de parâmetros que não são conhecidos do gerador eléctrico que vai ser utilizado, nomeadamente a indutância entre fases. Mesmo depois de converter os parâmetros para os referenciais do modelo do Matlab os resultados não se aproximam minimamente dos previstos, que tem a ver com os aspectos construtivos da máquina eléctrica considerados na modelização do Matlab. Esse problema foi resolvido por um método iterativo. Com base nos modelos predefinidos do Matlab os parâmetros foram ajustados para se obter os resultados concordantes com o comportamento real do gerador. Para realizar o ensaio pretendido é necessário impor a velocidade nominal (6000 rpm) e dimensionar uma resistência de carga para extrair a potência nominal do gerador. Ao fim de inúmeras iterações obtiveram-se os seguintes resultados:

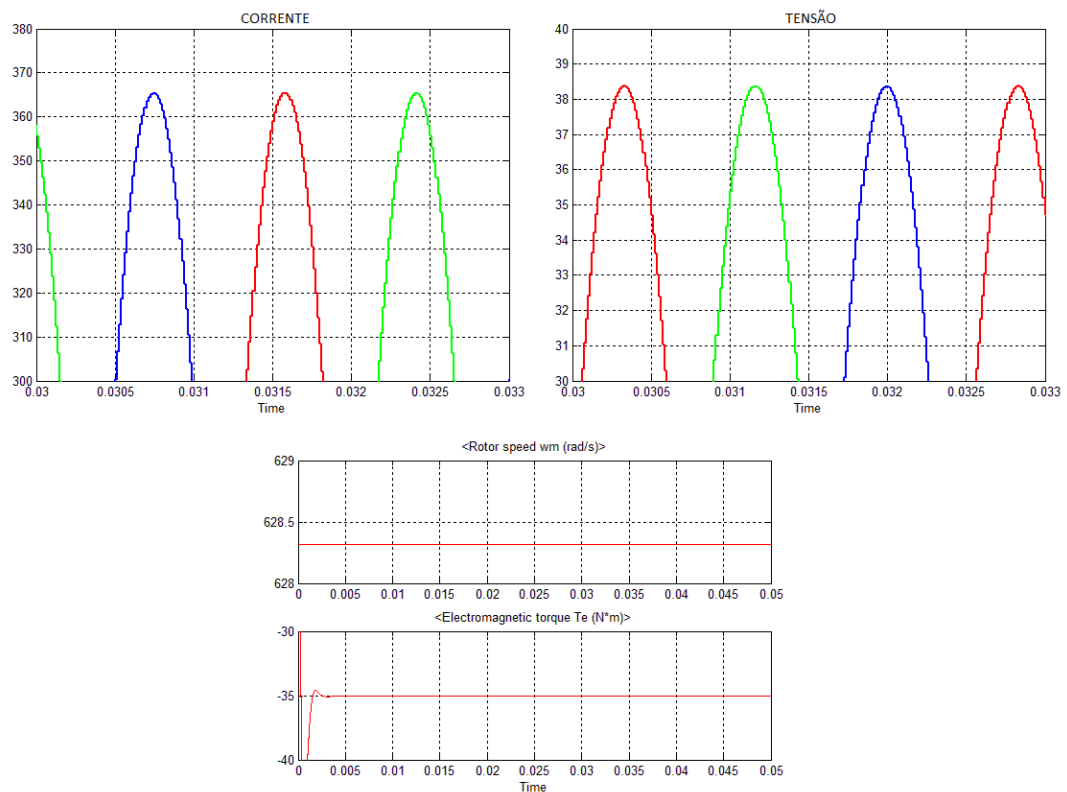


Figura 5.2 -Ensaio ao modelo do gerador desenvolvido em regime nominal

Como se vê na figura anterior, os valores de pico da corrente e da tensão, por fase, estão ligeiramente acima dos valores reais do gerador, concretamente 1,3% e 1,6% de erro relativo, para a corrente e para a tensão respectivamente. Os parâmetros do modelo simulados encontram-se resumidos na seguinte tabela:

Tabela 6 - Parâmetros do modelo do gerador, usados na simulação

Parâmetros	Valor
Rs ( $\Omega$ )	0,005
Ld=Lq (H)	0,0000465
Ke (N.m/A)	0,14
Pares de pólos	4
R da carga	0,105

### 5.3.3 - Validação do modelo do ICE

Conforme referido no capítulo do ICE, o rendimento do motor depende fortemente do regime de funcionamento em que se encontra. Apesar de o modelo mecânico de um motor ser extremamente complexo, esse nível de detalhe não é necessário para simular o sistema “Range-Extender”. Como o objectivo é ter o motor num regime praticamente constante, o objectivo principal, relativamente ao ICE, é determinar o regime cujo rendimento é maior, em função da potência desenvolvida, e assim obter uma referência de velocidade para o gerador eléctrico.

Conforme assumido na secção 3.4 - o ICE a utilizar no sistema “Range-Extender” é o motor original da mota 4x4. Por falta de dados do fabricante sobre o motor, foram assumidas algumas considerações para se poder criar um modelo válido de simulação. Este modelo é um ponto de partida que deverá ser refinado em função de testes futuramente realizados ao ICE da mota.

O modelo do ICE desenvolvido consiste essencialmente em três componentes, um motor ideal do MATLAB, a inércia do motor e o coeficiente de atrito cinético, conforme pode ser visto nos anexos. Estas componentes são necessárias para conferir algum grau de realismo à simulação, limitando a dinâmica do modelo ideal.

Para se validar o modelo do ICE é preciso retirar do eixo o gerador eléctrico, introduzir uma referência de binário constante e ajustar os parâmetros para os regimes que se pretende testar. A potência máxima do ICE é de 16 KW às 6000 rotações por minuto. Pela equação Equação 3.1, o binário correspondente a este regime é:

$$T_{Pmax} = \frac{P_{max}}{\omega} = 25,46 \text{ N.m} \quad \text{Equação 5.1}$$

Como o motor não consegue arrancar com um binário constante desta magnitude é preciso aumentar gradualmente o binário, começando por um valor baixo. Ao manter o acelerador no máximo (a um) o motor vai desenvolver sempre o máximo de potência possível em função da velocidade. Isso significa que a potência máxima, do ICE modelizado, pode ser determinada pelo instante em que a velocidade baixa dos 6000 rpm.

O modelo ideal do motor é dimensionado para desenvolver a potência máxima às 6000 rpm, estando limitado a uma velocidade máxima de 6500 rpm. Como o coeficiente de atrito introduzido vale 0,002 N.m.s/rad significa que, às 6000 rpm, o motor ideal tem que vencer, para além do binário da carga, um binário resistivo de 1,25 N.m, que equivale a 789 Watts adicionais.

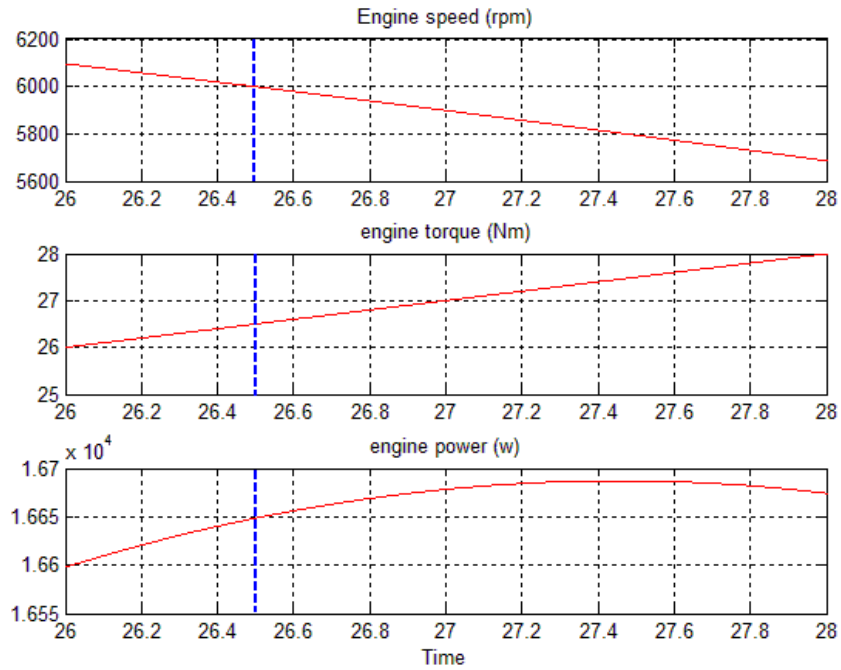


Figura 5.3 - Pormenor do ensaio ao ICE

Na figura anterior estão representados os resultados do teste efectuado. A linha azul marca o ponto de funcionamento que se pretendia obter. Face aos valores previstos existem algumas diferenças, pois o motor deveria estar a produzir cerca de 16,8KW às 6000 rpm, que corresponde aos 16KW no veio. A diferença de velocidades verificada deve-se à inércia, que atrasa a resposta do motor. Em regime permanente os valores simulados tendem para os valores teóricos, o que permite validar o modelo desenvolvido. O resultado completo dos testes encontra-se nos anexos.

### 5.3.4 - Controlo de Velocidade do sistema

A única variável de controlo do motor é a posição do acelerador, que é o coeficiente entre o binário desejado e o binário máximo que o ICE consegue gerar. Ao controlar directamente o binário do ICE é possível controlar indirectamente a velocidade de rotação. Como no sistema “Range-Extender” a velocidade do ICE depende do binário eléctrico imposto pelo gerador é preciso um controlador para manter a velocidade constante para diferentes potências. Para o efeito foi utilizado um controlador PI que gera a posição do acelerador. O controlador foi ajustado para a simulação com o gerador PMSM no regime de funcionamento óptimo, que será detalhado na subsecção seguinte.

### 5.3.5 - Regime de funcionamento óptimo

Por falta de dados do fabricante sobre o ICE da mota e por falta de meios para efectuar um ensaio deste tipo não foi possível obter dados realistas para servirem de base às restantes simulações. A título de exemplo, e para demonstrar que o sistema de controlo da velocidade funciona na figura seguinte estão representados os resultados do teste efectuado:

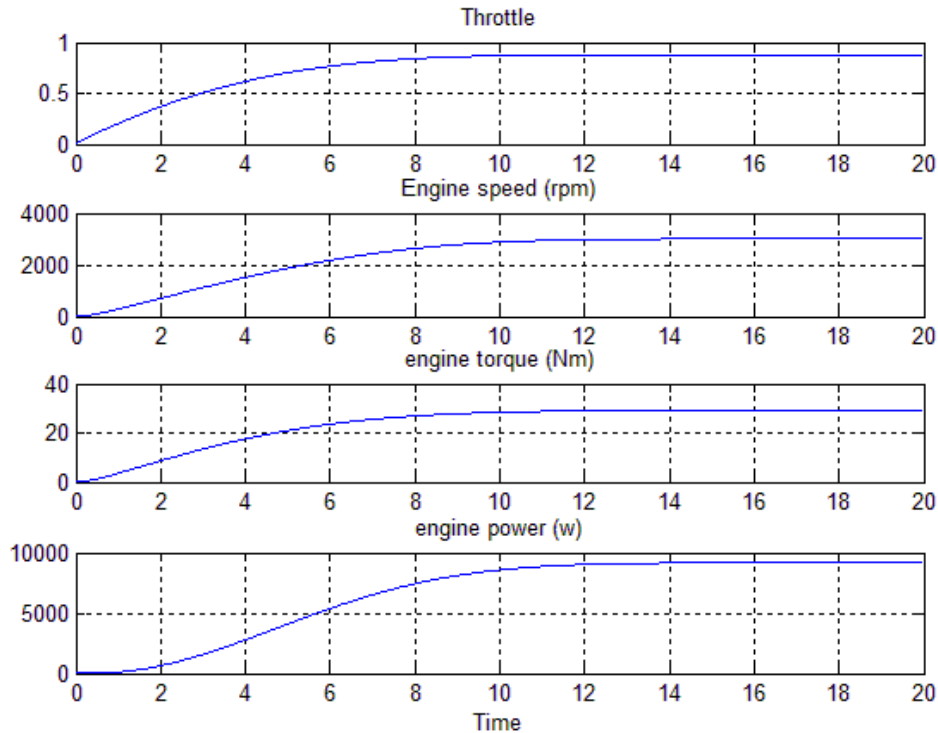


Figura 5.4 - Comportamento do sistema ICE-gerador para 3000 rpm

Como se pode verificar, o ICE modelizado não consegue atingir a potência considerada como nominal (10kW) às 3000 rpm. Só pode significar uma de duas coisas, ou os valores assumidos não são realistas (10kW@300rpm) ou então o modelo não se aproxima ao comportamento real de um motor com as características do ICE da moto.

## 5.4 - Rectificador PWM

### 5.4.1 - Introdução

A simulação do rectificador PWM tem como objectivo confirmar os conceitos teóricos, desenvolvidos no capítulo Capítulo 4, para a estrutura de potência e para o controlador. Os resultados obtidos para o regime de rendimento óptimo, impostos pelo sistema de geração de energia, têm que cumprir os requisitos estipulados. Esta subsecção tem como objectivo fornecer uma visão panorâmica dos diferentes módulos que integram esta simulação e da interacção entre eles, para se perceber o restante conteúdo da secção.

A janela principal do ficheiro de simulação está representada na figura seguinte:

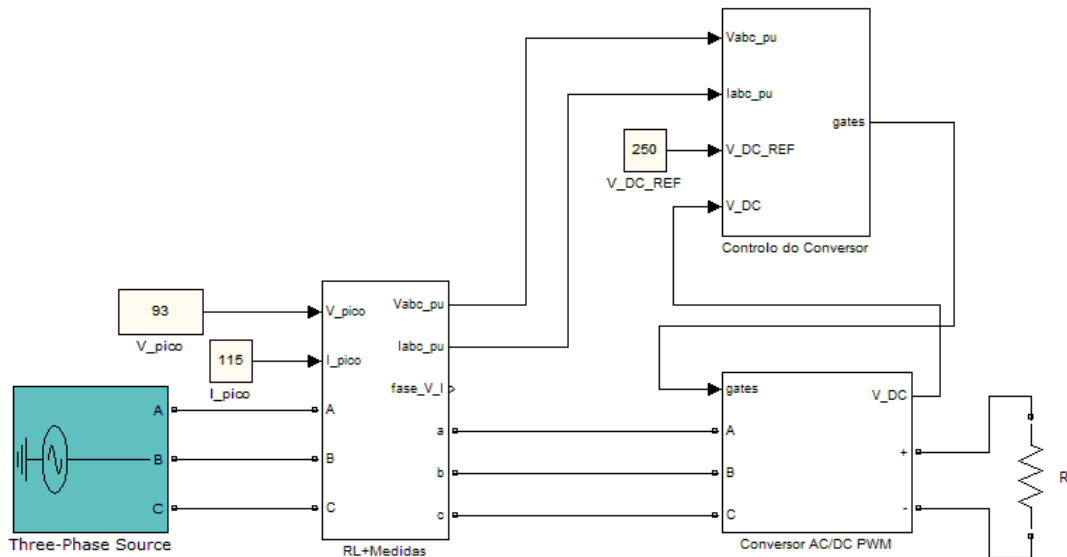


Figura 5.5 - Aspecto da janela principal da simulação do rectificador

Como é possível verificar, o sistema simulado está organizado por blocos. A azul está representada a fonte trifásica, que para efeitos de simulação substitui o gerador PMSM. A resistência R que se encontra na saída modeliza a carga, e é dimensionada em função da carga que se pretende extrair. O bloco do conversor AC/DC é onde está a estrutura de potência do rectificador, incluindo o condensador do barramento DC.

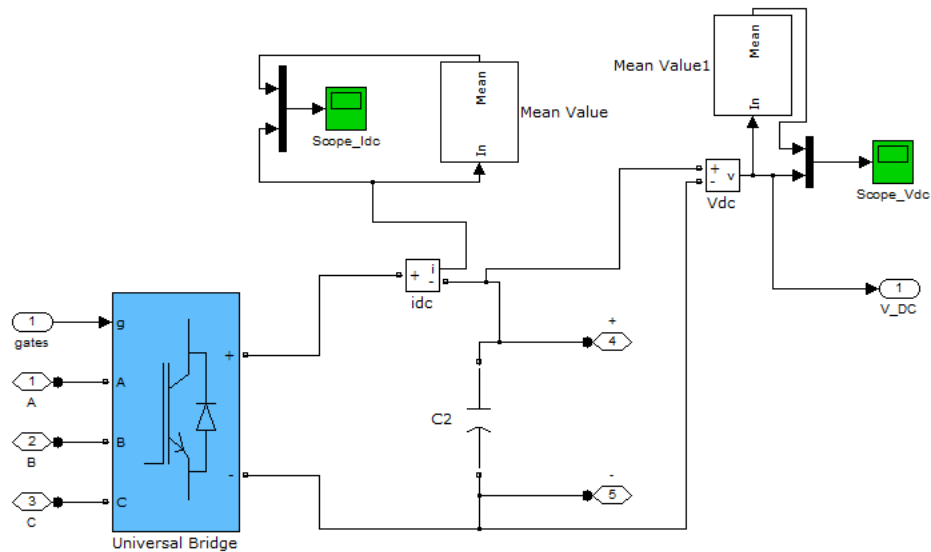


Figura 5.6 - Interior do bloco do conversor AC/DC

A azul está o bloco Matlab que modeliza a estrutura de potência do conversor, isto é, a ponte trifásica de IGBT's. É neste bloco que se avalia o desempenho da saída, onde é possível visualizar a tensão do barramento ( $V_{DC}$ ) e a corrente proveniente do rectificador ( $I_{DC}$ ).

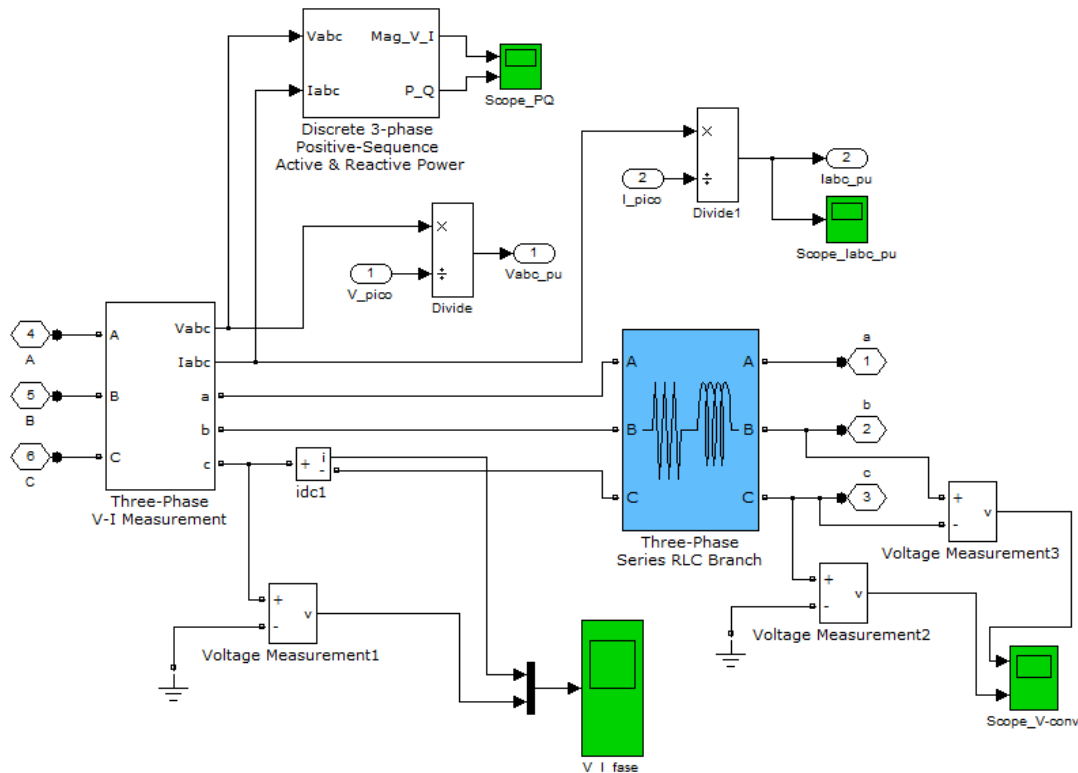


Figura 5.7 - Interior do bloco que contém a bobina e o sistema de medidas do lado AC

A figura anterior mostra o bloco onde está concentrado o lado AC do rectificador, incluindo a componente RL e o respectivo sistema de medidas.

O terceiro bloco contém a estrutura do controlador do conversor, nomeadamente o algoritmo implementado e o modelador Space-vector, conforme se pode ver na figura seguinte:

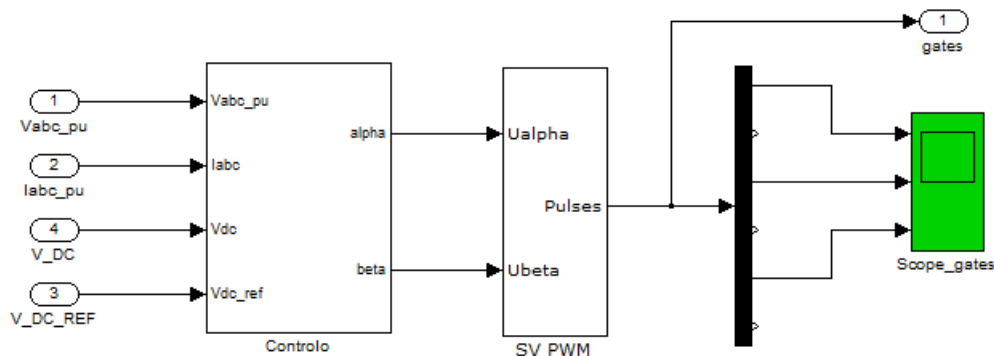


Figura 5.8 - Interior do bloco de controlo do rectificador

O interface gráfico é simples, intuitivo e organizado para facilitar trabalhos que se venham a realizar com base nesta dissertação, que é um dos requisitos definidos.

#### 5.4.2 - Parametrização do rectificador

Nesta subsecção pretende-se explicar o método seguido para definir os parâmetros dos diferentes componentes da simulação. O objectivo é obter teoricamente os valores dos



parâmetros ajustáveis e ajustá-los, se necessário, por forma a se obter o desempenho pretendido.

Os parâmetros iniciais assumidos para esta simulação são:

Tabela 7 - Parâmetros assumidos na simulação do rectificador PWM

Parâmetros	Valor
V_pico por fase (V)	93
$\omega$ (rad/s)	628,31
$R_L$ ( $\Omega$ )	0,008
P nominal (W)	10000
$R_{ON}$ ( $\Omega$ )	0,0001
Ripple máximo(%)	1

Existe uma relação de interdependência entre os parâmetros que se pretendem determinar, conforme se pode verificar pelas equações da secção 4.5 - . A estratégia consiste em assumir um valor plausível para uma das variáveis, calcular as restantes variáveis, e depois recalculer a variável assumida e verificar se a suposição estava correcta.4.4 -

Para a tensão do barramento DC a condição de limite é dada pela expressão Equação 4.15, que depende de parâmetros por calcular, no entanto, pela própria definição de conversor *boost* a tensão DC tem de ser pelo menos superior ao valor de pico da tensão por fase (93V). Como um valor alto de tensão, do barramento DC, favorece o trânsito de potência e permite diminuir o valor da indutância, definiu-se que a tensão de referência  $V_{DC}$  será de 250 V. Assumindo que a pressuposição faz sentido é possível dimensionar os restantes componentes.

O valor da resistência que simula a carga resulta da lei de Ohm:

$$R = \frac{V_{DC}^2}{P_{nominal}} = 6,25 \Omega \quad \text{Equação 5.2}$$

O valor da corrente  $i_d$  é o parâmetro seguinte a ser dimensionado. Pelo facto de a corrente  $i_q$  ser zero (UPF),  $i_d$  tem um valor igual ao módulo da corrente na fase que impõe os 10 kW na saída. Para este cálculo é preciso ter em conta as perdas desde a fonte trifásica até ao barramento DC, cuja maior parcela é dissipada na resistência  $R_L$ . Como consequência, a potência fornecida tem de ser superior à potência nominal do conversor, logo é possível afirmar que  $i_d$  vale pelo menos:

$$i_d \approx i_{(rms)} \times \sqrt{2} \rightarrow i_d > \frac{P_{nominal}/3}{V_{pico}/\sqrt{2}} \times \sqrt{2} \leftrightarrow i_d > 71,7A \quad \text{Equação 5.3}$$

Assumindo que  $i_d$  vale 71,7 A é possível, pela equação Equação 4.16, determinar o valor máximo da bobina.

$$L < \frac{\sqrt{\left[\frac{250^2}{3} - 93^2\right]}}{2\pi \times 200 \times 71,7} \leftrightarrow L < 0,00123 H \quad \text{Equação 5.4}$$

É preciso ter em conta que a corrente  $i_d$  usada nos cálculos é um valor mínimo e, como aparece no divisor da equação Equação 5.4, o valor máximo da indutância real tem de ser forçosamente inferior ao valor calculado. Em relação ao dimensionamento da bobina é preciso ter em conta mais dois factores. É preciso encontrar o equilíbrio entre o THD máximo desejado e a constante de tempo (L/R) pretendida. Pelo raciocínio anterior e, tendo em conta a aplicação deste rectificador PWM, um valor da ordem dos 0,001H é uma estimativa como parâmetro inicial.

A frequência de comutação do rectificador tem bastante influência no comportamento do sistema simulado. No sistema físico é preciso, mais uma vez, encontrar a proporção certa entre os ganhos e os prejuízos que resultam da escolha de um parâmetro. Uma frequência elevada melhora o ripple na saída e reduz o THD na corrente AC, no entanto as perdas por comutação aumentam consideravelmente. Em simulação existe a agravante de, para evitar o efeito de **aliasing**, ser necessário um passo de simulação pelo menos dez vezes inferior à frequência de comutação, que provoca um grande aumento do tempo de simulação. **Justificar os 8000Hz**

Pela equação Equação 4.17 é possível determinar a capacidade do condensador, no entanto ainda falta estimar um dos parâmetros dessa equação, a corrente do condensador ( $I_c$ ), num período de comutação. Conforme descrito na secção 4.5 - é razoável considerar um valor para  $I_c$  metade do valor de pico para a corrente nas fases (ou seja, maior que metade de 71,7). Neste caso o erro de cálculo é por defeito, significa isso que será necessário um condensador com uma capacidade superior à obtida por esta aproximação para se obter os resultados desejados.

$$C \geq \left(71,7/2\right) \times \frac{0,0000625}{0,5\% \times 250} = 1,79 \text{ mF} \quad \text{Equação 5.5}$$

É preciso ter em conta que o condensador, por natureza, opõe-se à variação da tensão, portanto o tempo de estabelecimento da tensão  $V_{DC}$  irá aumentar se a capacidade aumentar.

Para validar o raciocínio descrito nesta secção é preciso recalcular o valor mínimo para a tensão  $V_{DC}$ . Pela expressão Equação 4.15:

$$U_{DC} \geq \sqrt{3[(93)^2 + (2\pi \times 200 \times 0,001 \times 71,7)^2]} \rightarrow U_{DC} \geq 224 \quad \text{Equação 5.6}$$

Pelo resultado anterior conclui-se que a estratégia seguida é coerente e os pressupostos assumidos são exequíveis.

Após um número elevado de simulações do sistema em malha aberta e, numa fase posterior, já com o controlador que será descrito na secção seguinte, foi possível afinar o rectificador para se obter um desempenho que cumpra os requisitos propostos. Os parâmetros resultantes dessas iterações encontram-se sintetizados na seguinte tabela:

Tabela 8 - Parâmetros obtidos pela estratégia apresentada

Parâmetros	Valor
$V_{DC}$ (V)	250
$i_d=i_{\text{pico}}$ por fase (A)	628,31

L (H)	0,0008
C (F)	0,008
Fc (Hz)	8000
$R_{carga}(\Omega)$	6,25

O comportamento do rectificador com estes parâmetros será analisado nas seguintes subsecções.

### 5.4.3 - Validação do controlador desenvolvido

O controlador do conversor, como se pode ver na figura Figura 5.8 - Interior do bloco de controlo do rectificador, é composto pelo bloco de que implementa o algoritmo de controlo e o bloco do modelador SV-PWM, da biblioteca SimPowerSystems do Simulink. Tendo em conta a estratégia adoptada para estruturar o controlador é possível organizar a sua simulação em três blocos, correspondendo às suas principais funções:

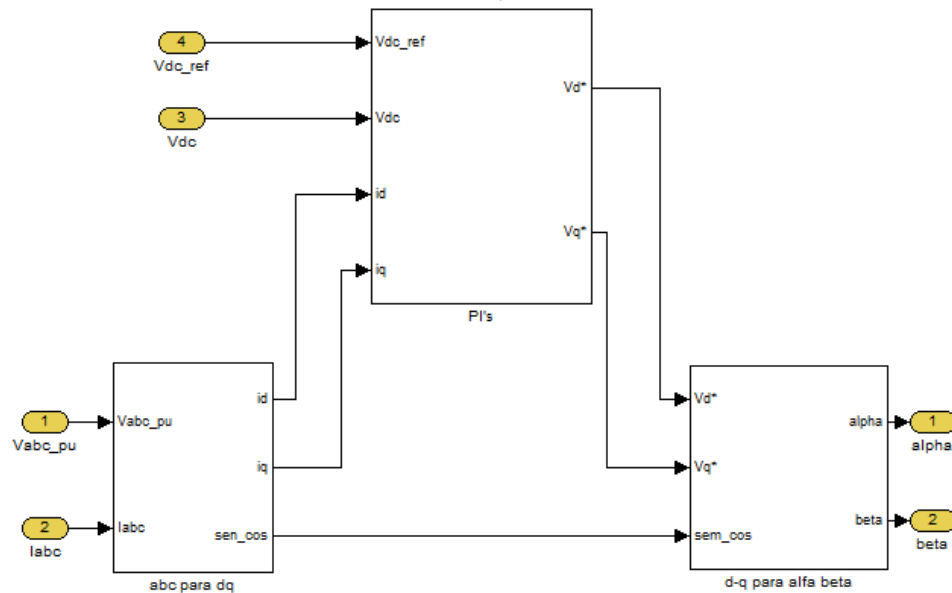


Figura 5.9 - Estrutura do controlador desenvolvido

Como se pode ver pela figura anterior, o controlador do conversor é constituído por três blocos, conforme descrito na secção 4.4 - : um com a transformada de Park, outro com a transformada d-q para  $\alpha$ - $\beta$  e o terceiro com as malhas de controlo.

O primeiro bloco é responsável por processar as medidas do lado AC e calcular as componentes  $i_d$  e  $i_q$  da corrente. Por se tratar de uma transformação matemática é perfeitamente equivalente usar um bloco já existente, da biblioteca do Simulink, que implementa a transformada de Park. Para esse cálculo é preciso obter as funções seno e cosseno, sincronizadas com a tensão nas fases. Existem vários métodos para obter essas funções, dependendo da estrutura real que se utilizar e das medidas disponíveis, mas, para efeitos de simulação, é utilizado um bloco Phase-Locked-loop, conforme se vê na figura seguinte:

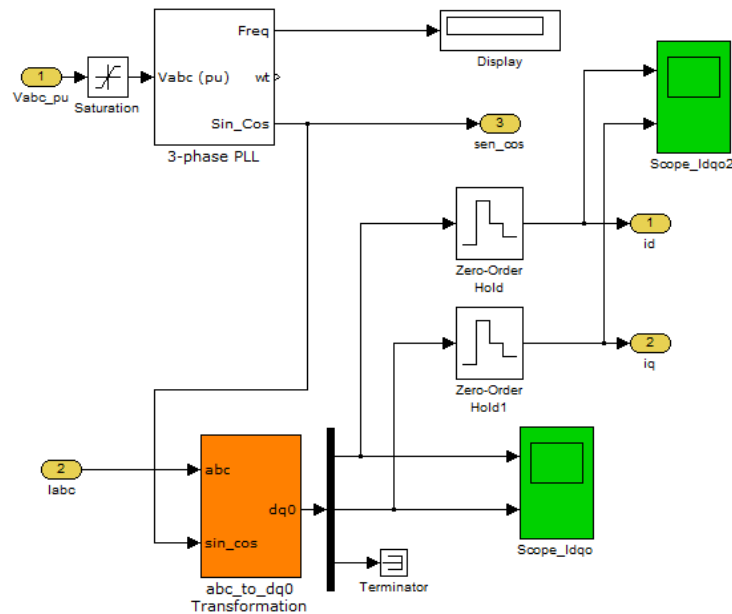


Figura 5.10 - Bloco de conversão da corrente abc para dq

Verifica-se também que, a partir da saída desse bloco, e com introdução de um zero-order hold, o controlador é discretizado a uma frequência igual à frequência de comutação. Os resultados obtidos estão representados na figura Figura 6.3 dos anexos.

Após sucessivas iterações os valores dos ganhos para os PI's e os respectivos valores iniciais das saídas foram alterados para se obter um comportamento de acordo com o sistema físico simulado:

Tabela 9-Parâmetros finais dos controladores PI

Parâmetros	Valor
P_vdc	0,07
I_vdc	3,4
Valor inicial PI_vdc	0,6
P_id	0,07
I_id	3,4
Valor inicial PI_id	0,6
P_iq	0,07
I_iq	3,4
Valor inicial PI_iq	0,6

Para se gerar as referências de tensão  $\alpha$ - $\beta$ , necessárias como entradas do bloco SV-PWM, implementou-se a equação Equação 4.12 que, no fundo, são as saídas do controlador desenvolvido, conforme evidenciado na figura Figura 6.4 dos anexos

O bloco do modulador SV-PWM permite efectuar a escolha entre dois dos métodos existentes para gerar os sinais de impulso, conforme descrito na secção 4.6. O primeiro método implementado corresponde ao método simétrico representado na figura Figura 4.13, e o segundo método corresponde ao método assimétrico da figura Figura 4.14. com desfasamento  $0^\circ$ .

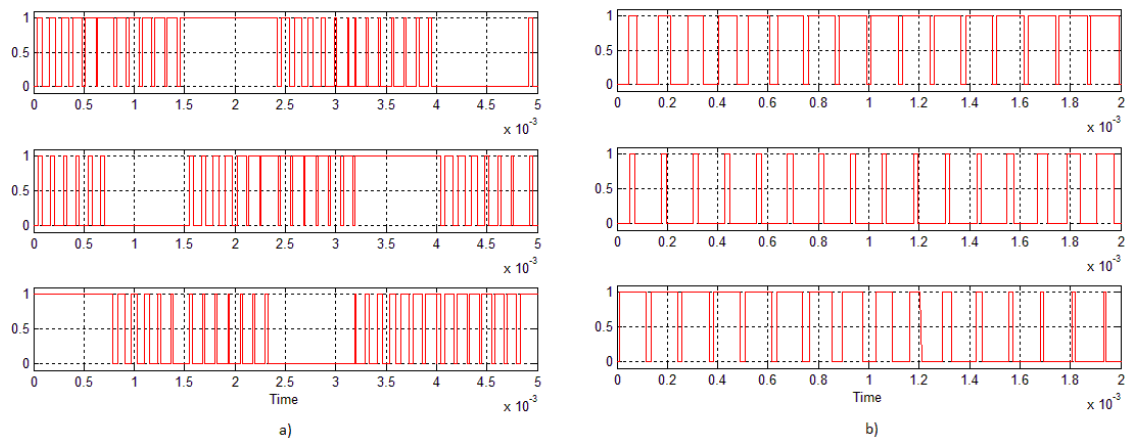


Figura 5.11 - Representação dos 3 sinais de comando provenientes do modelador: a) SV-PWM simétrico; b)SV-PWM assimétrico

Em a) está representado o método assimétrico PWM(0) que, como se pode ver, em cada período de comutação mantém uma das fases sempre ligada ou desligada conforme o sector em que se encontra o vector de referência. Em b) está representado em pormenor o método simétrico, que comuta as três fases em cada período de comutação. Os resultados obtidos em função do método estão descritos na subsecção seguinte.

#### 5.4.4 - Avaliação do desempenho do rectificador

Esta secção tem como objectivo avaliar o desempenho do rectificador PWM. Um sistema composto por diferentes módulos, como é o caso deste, só poderá ser validado se todas as partes, dimensionadas anteriormente, funcionarem correctamente em conjunto. Os testes efectuados permitem tirar conclusões em relação ao sistema desenvolvido em simulação e extrapolá-los para uma futura implementação prática.

Para o regime nominal ( $P=10\text{kW}$ ), com os parâmetros da Tabela 8, com os ganhos e valores iniciais dos Pis da Tabela 9 e com o SV-PWM simétrico, obtém-se os seguintes resultados (a azul está a tensão VDC e a vermelho está representada a tensão média, actualizada a cada período de comutação):

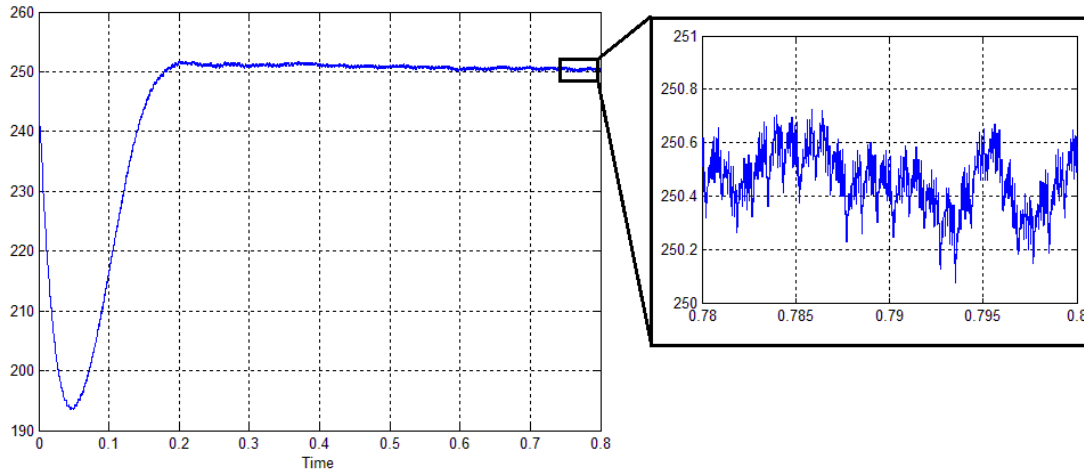


Figura 5.12 - Funcionamento em regime permanente, com carga nominal

Como se pode verificar a tensão VDC apresenta um *ripple* muito pequeno, justificável pelo elevado valor da capacidade. Em contrapartida, num projecto real, um condensador real apresenta sempre uma resistência em série (ESR) entre os seus terminais que irá piorar a forma de onda da tensão. Obviamente, a corrente  $I_{DC}$ , pela lei ohm, segue a forma de onda representada.

Do lado AC, em regime permanente, pode-se observar em pormenor a tensão, a azul, e a corrente numa das fases (fase c), a vermelho:

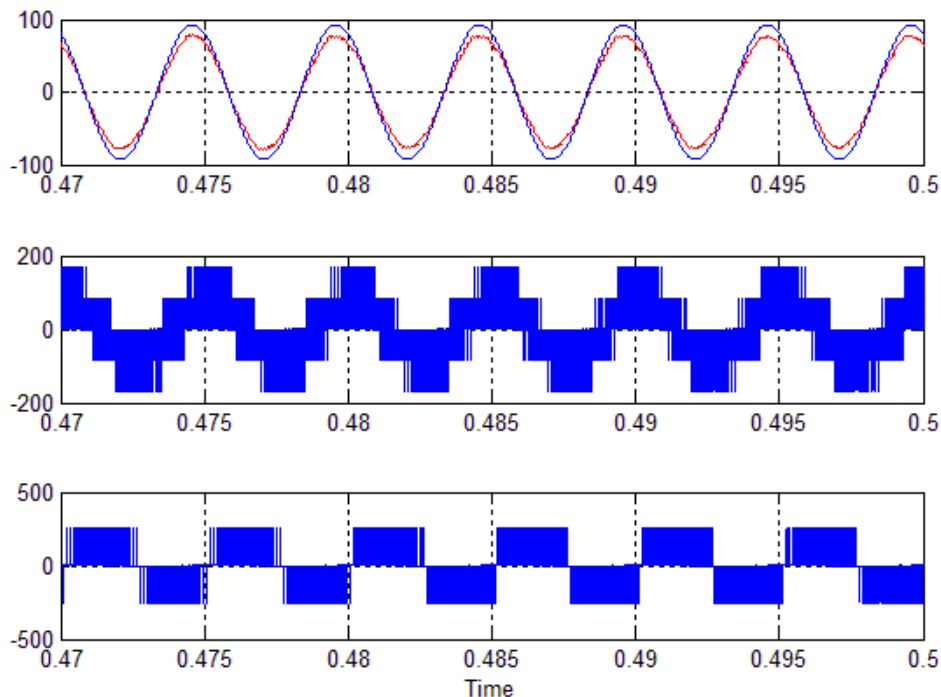


Figura 5.13 - Medidas do lado AC em regime permanente

Como se pode verificar a forma de onda da corrente é praticamente sinusoidal e em fase com a tensão, como se esperava obter. O *ripple* da corrente depende da indutância presente. Para este conversor, e com uma indutância de 0,0008 H, obtém-se 2,34% de THD, pela ferramenta de análise do Matlab. O resultado desta análise está representado na figura

6.5 dos anexos. O comportamento das componentes da corrente no referencial dq pode ser obtido à saída, depois de ser discretizado:

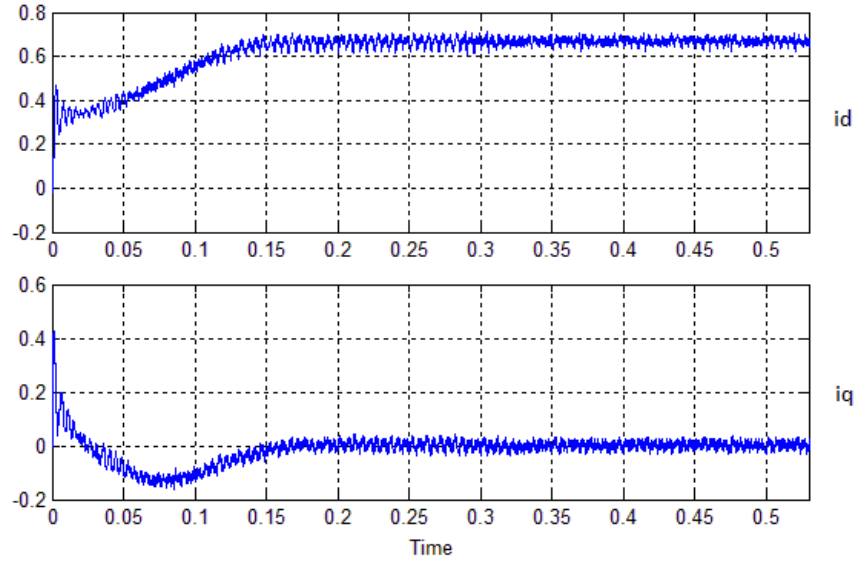


Figura 5.14 - Componentes  $i_d$  e  $i_q$  da corrente

A componente  $i_d$  vale 66% do valor de base da corrente (103 A), ou seja, aproximadamente 75,9 A, e a componente  $i_q$  vale aproximadamente zero, como seria de esperar.

Existe ruído nos sinais obtidos, justificado pela forma de onda da corrente nas fases. Pela transformada de Park, só com uma sinusóide perfeita é que seria possível obter as duas componentes sem ruído. É importante referir que se tentou filtrar estes sinais, contudo o atraso que o filtro impõe ao sinal anula as vantagens de se obter um sinal com menos ruído.

Para se avaliar o rendimento do conversor é preciso saber o valor da potência fornecida e calcular a diferença para a potência nominal. Na próxima figura está representada a potência, activa (a azul) e reactiva (a vermelho), fornecida pela fonte trifásica:

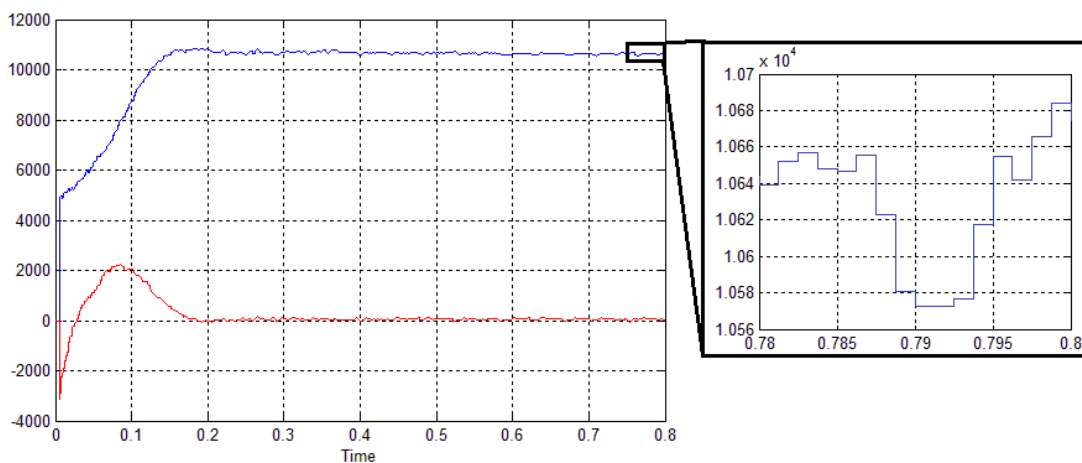


Figura 5.15 -Potência activa (azul) e reactiva (vermelho), fornecida pela fonte trifásica

Como se pode verificar, o ruído presente na corrente afecta a precisão das medições, no entanto, e por se tratar do pior de uma simulação, é razoável admitir que as perdas representam cerca de 650W. A potência dissipada pela resistência  $R_L$  é dada por:

$$P_{R_L} = 0,08 \times 75,9^2 = 460 \text{ W} \quad \text{Equação 5.7}$$

Tendo em conta o valor obtido é possível admitir que as perdas, por comutação e condução dos semicondutores, da estrutura de potência não ultrapassam os 200 W. O rendimento nas condições simuladas vale:

$$\eta(\%) = \frac{10000}{10650} \times 100 = 93,89\% \quad \text{Equação 5.8}$$

#### 5.4.5 - Simulação em regime nominal com o SV-PWM assimétrico

O objectivo do teste consiste em avaliar as diferenças entre este método de modelação e o SV-PWM simétrico usado na subsecção anterior.

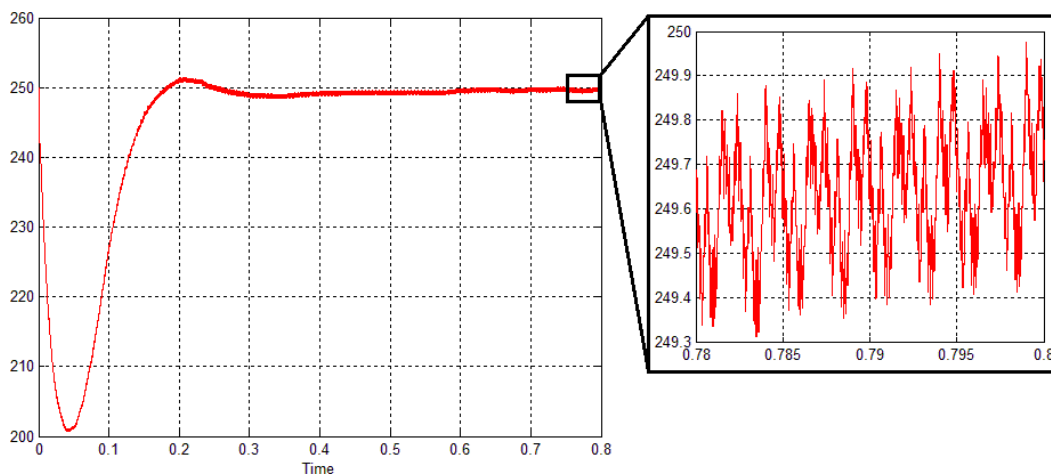
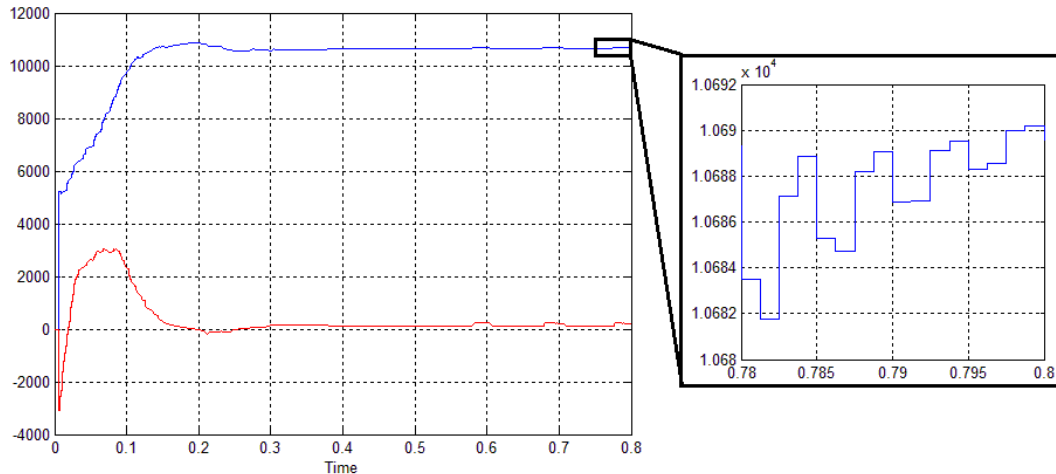


Figura 5.16 - Tensão Vdc com SV-PWM assimétrico

Como se pode ver na figura anterior o tempo de estabelecimento diminui, com exactamente os mesmos parâmetros contudo a amplitude do ripple na saída aumenta, em comparação com o método simétrico.

O THD na corrente também aumenta que, conforme se mostra no teste representado na figura Figura 6.6 do anexo XX, passa para 3,24%.





Em termos de potência o teste não é conclusivo, uma vez que os valores da potência, para os dois métodos, são muito imprecisos e inconstantes, o que impede uma avaliação precisa, em parte explicada pelo facto de a ordem de grandeza das perdas por comutação ser muito inferior à ordem de grandeza da potência medida.

## 5.5 - Módulo de gestão da Energia

Esta simulação tem como objectivo servir de base de testes para o algoritmo que faz a gestão da energia num VEH, baseando-se no trânsito de corrente para simular a dinâmica da potência durante um período de utilização e assim determinar os valores de SOC máximo e mínimo. Para aproximar o trânsito de potência no veículo pelo trânsito de corrente é necessário admitir que a tensão no barramento é sempre constante e que a variação de tensão das baterias é desprezável.

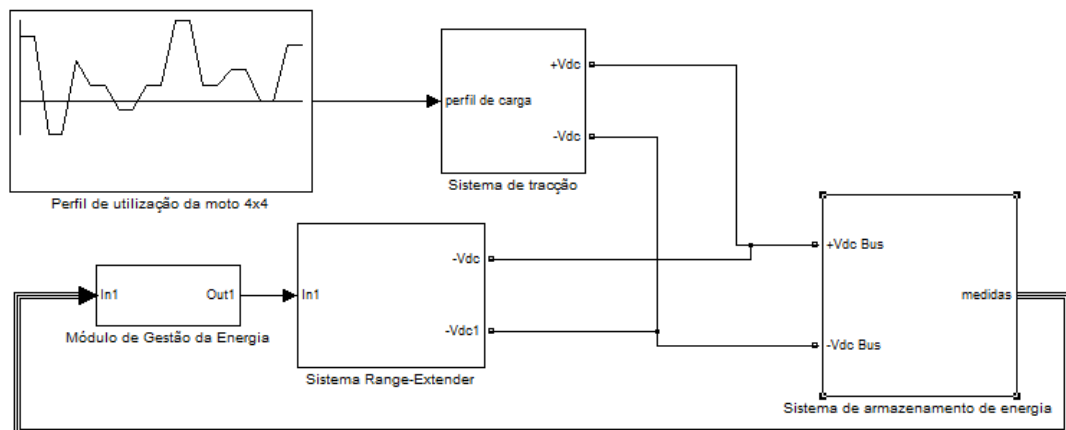


Figura 5.17 - Simulação do módulo de gestão de energia

Como se pode ver na figura anterior, a simulação é composta por 4 módulos. Os módulos do sistema de tracção e do sistema “Range-Extender” funcionam como fontes de corrente, controladas pelos valores de entrada. O sistema de armazenamento de energia contém um bloco do Matlab que modeliza um sistema de baterias Ni-mH. Para determinar o SOC o bloco do Matlab usa o algoritmo de contagem de amperes-hora.

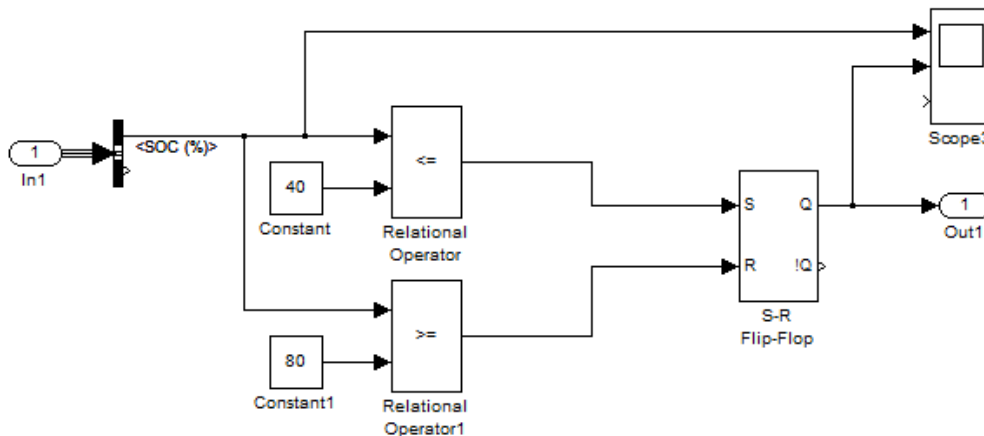


Figura 5.18 - Interior do módulo de gestão da energia

A figura anterior mostra o interior do módulo de gestão da energia, com a estratégia do termóstato implementada com um Flip-Flop do tipo SET-RESET. Os valores de SOC máximo (80%) e mínimo (40%) foram obtidos ao fim de inúmeras iterações com diferentes parâmetros e perfis de utilização.

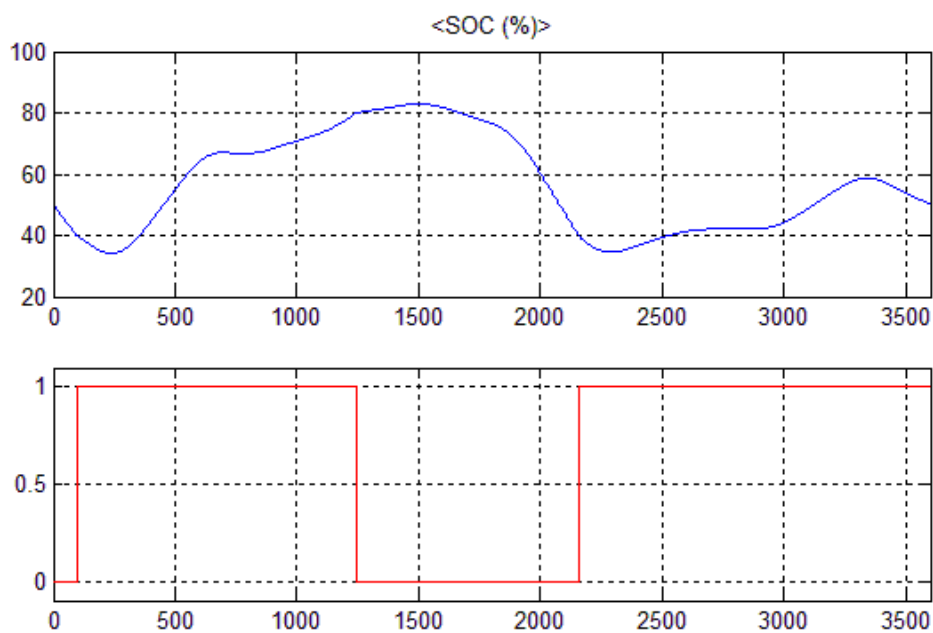


Figura 5.19 - Resultados obtidos na simulação do módulo de gestão da energia: SOC (azul) e sinal de comando do sistema “Range-Extender” (vermelho)

Para um período de utilização de uma hora o conjunto ICE-gerador ligou duas vezes como se vê na figura anterior. O valor de SOC varia dentro dos limites definidos, como era previsto. É importante referir que esta simulação é uma versão muito preliminar, em termos de complexidade dos modelos utilizados, principalmente pela falta de informação dos restantes sistemas do veículo.

## 5.6 - Conclusão

Relativamente às ferramentas de simulação são consideradas duas alternativas PSIM e SIMULINK. Pelo estudo efectuado em 5.2 conclui-se que o SIMULINK é uma ferramenta mais versátil e completa, que justifica a sua escolha.

A simulação do sistema de geração de energia permite avaliar os modelos desenvolvidos para o ICE e para o gerador PMSM, da qual se conclui que os pressupostos assumidos no modelo do ICE não permitem o funcionamento do sistema no regime pretendido (10kW@3000rpm), ficando evidenciada a dificuldade em modelizar um sistema do qual se desconhecem a maioria dos parâmetros.

A simulação do rectificador PWM confirma os conceitos teóricos previamente explicados no capítulo 4, obtendo-se resultados satisfatórios para o regime nominal pretendido. Os resultados demonstram que a estratégia sugerida para a determinação dos diferentes parâmetros é coerente. Em relação aos métodos de modulação conclui-se que a distorção harmónica é inferior no SV-PWM síncrono, que justifica a sua utilização, embora não se consiga avaliar correctamente a diferença entre as perdas obtidas com os dois métodos.

Por último, pelos resultados da simulação do sistema de gestão de energia conclui-se que o método apresentado é plausível, tendo em conta os pressupostos assumidos, embora o nível de incerteza associado a esta simulação seja muito grande.



# Capítulo 6

## Conclusões e desenvolvimentos futuros

Pelos motivos discutidos no capítulo 2 é possível perceber a necessidade em encontrar soluções para o problema dos transportes rodoviários, como é o caso dos VEH. O estudo efectuado permite avaliar o potencial deste tipo de veículos, o posicionamento no mercado e quais os factores que limitam o sucesso deste conceito.

A topologia série justifica-se pela grande intensidade e pelas grandes variações de regime em curtos espaços de tempo para o tipo de utilização prevista para este veículo, pelo facto de se maximizar o rendimento do ICE e tirar partido das boas características das máquinas eléctricas em aplicações de tracção.

Da análise funcional efectuada conclui-se que o desenvolvimento do sistema “Range-Extender” está fortemente dependente do desenvolvimento das outras duas partes do projecto, limitando o alcance possível dos estudos efectuados.

Relativamente ao gerador eléctrico adquirido conclui-se que, apesar do sobredimensionamento do mesmo face à potência pretendida, não existe, no catálogo da mesma marca, outro modelo que seja capaz de gerar 10kW às 3000r rpm e apresente uma densidade de potência superior. Relativamente ao ICE é preciso referir que, face à ausência de dados foi preciso assumir valores que após simulações não se revelaram realistas. Como trabalho futuro será necessário obter uma parametrização mais realística do ICE, para posteriormente se desenvolver um modelo em Simulink capaz de aproximar o comportamento da simulação às características reais do motor.

Relativamente ao módulo de gestão da energia conclui-se que o papel deste é determinante para o rendimento global do VEH. Em função dos pressupostos assumidos para o trânsito de potência previsto numa utilização habitual de um veículo deste tipo conclui-se que uma estratégia do tipo termóstato produzirá resultados satisfatórios. Mais uma vez, a simulação deste sistema está dependente do dimensionamento e estudos dos sistemas que não são abordados nesta dissertação.

Os fundamentos teóricos, presentes no capítulo 4, permitem perceber o funcionamento do rectificador PWM e avaliar a dificuldade em implementar um conversor deste tipo. A estrutura do algoritmo de controlo proposta permite simplificar a sua implementação, nomeadamente em plataformas baseadas em FPGA. A técnica de modulação SV-PWM simétrico tem a vantagem de reduzir o THD em prejuízo das perdas por comutação,

comparativamente ao método assimétrico. Como trabalho futuro será importante dimensionar e testar as outras estruturas de controlo possíveis para se determinar qual a solução que produz melhores resultados.

O Simulink do Matlab revelou-se uma ferramenta extremamente versátil pois permite integrar na mesma simulação elementos de áreas completamente diferentes, que permitiu o desenvolvimento das três plataformas de simulação.

A simulação do sistema de geração de energia permite validar o modelo do PMSM desenvolvido e verificar que o modelo do ICE, apesar de funcionar bem à potência máxima, não atinge o regime para que foi dimensionado. É portanto necessário melhorar os modelos desenvolvidos para a simulação se aproximar à realidade.

A simulação do rectificador PWM confirma os conceitos teóricos previamente explicados no capítulo 4, obtendo-se resultados satisfatórios para o regime nominal pretendido. Os resultados demonstram que a estratégia sugerida para a determinação dos diferentes parâmetros é coerente. Em relação aos métodos de modulação conclui-se que a distorção harmónica é inferior no SV-PWM síncrono, que justifica a sua utilização, embora não se consiga avaliar correctamente a diferença entre as perdas por comutação obtidas com os dois métodos.

Pelos resultados da simulação do sistema de gestão de energia ficou provado que o método apresentado é plausível, garantindo que o SOC nunca atinge o máximo (100%) ou o mínimo (0%), preservando assim o ciclo de vida das baterias.

O derradeiro desenvolvimento futuro será implementação prática do sistema “Range-Extender”. Envolve o estudo e desenvolvimento do suporte mecânico do sistema (alterações na mota e suporte do motor), a implementação do algoritmo de controlo e do modulador num microcontrolador e o desenvolvimento da estrutura do rectificador.







# Referências

- [1] A. Fuhs, *Hybrid Vehicles and the Future of Personal Transportation*: CRC Press 2009, 2008.
- [2] C. C. Chan, "The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 704-718, Apr 2007.
- [3] M. Ehsani, *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles fundamentals, theory, and design*. Boca Raton :: CRC Press, 2005.
- [4] (15-02-2011). US Energy Information Administration. Available: <http://tonto.eia.doe.gov/>
- [5] (15-02-2011). OPEC. Available: [http://www.opec.org/opec\\_web/en/data\\_graphs/40.htm](http://www.opec.org/opec_web/en/data_graphs/40.htm)
- [6] (15-02-2011). University Corporation for Atmospheric Research. Available: [http://www.ucar.edu/learn/1\\_3\\_1.htm](http://www.ucar.edu/learn/1_3_1.htm)
- [7] (15-02-2011). United States Environmental Protection Agency. Available: [http://www.epa.gov/climatechange/emissions/co2\\_human.html](http://www.epa.gov/climatechange/emissions/co2_human.html)
- [8] G. Yimin, *et al.*, "Hybrid Electric Vehicle: Overview and State of the Art," in *Industrial Electronics, 2005. ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on*, 2005, pp. 307-316.
- [9] A. Emadi, *et al.*, "Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 2237-2245, Jun 2008.
- [10] C. C. Chan, "The state of the art of electric and hybrid vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, pp. 247-275, Feb 2002.
- [11] A. Emadi, *Handbook of automotive power electronics and motor drives*. Boca Raton :: Taylor & Francis, 2005.
- [12] J. M. Miller, "Power electronics in hybrid electric vehicle applications," *Apec 2003: Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vols 1 and 2*, pp. 23-29  
1220, 2003.
- [13] Z. Amjadi and S. S. Williamson, "Power-Electronics-Based Solutions for Plug-in Hybrid Electric Vehicle Energy Storage and Management Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 608-616, Feb 2010.
- [14] Toyota. (15-02-2011). *Hybrid Synergy drive*. Available: [http://www.toyota-global.com/innovation/environmental\\_technology/technology\\_file/hybrid.html](http://www.toyota-global.com/innovation/environmental_technology/technology_file/hybrid.html)
- [15] Dolcera. (14-02-2011). *Hybrid Electric Vehicle Battery System*. Available: [http://www.dolcera.com/wiki/index.php?title=Hybrid\\_Electric\\_Vehicle\\_Battery\\_System](http://www.dolcera.com/wiki/index.php?title=Hybrid_Electric_Vehicle_Battery_System)
- [16] (15-02-2011). US Bureau of Transportation Statistics. Available: [http://www.bts.gov/data\\_and\\_statistics/](http://www.bts.gov/data_and_statistics/)
- [17] G. Energy, "Hybrid car sales statistics," ed.
- [18] (15-02-2011). *hybridcars.com em parceria com a R. L. Polk & Co.* Available: <http://www.hybridcars.com/market-dashboard/october-2008-dashboard-55132.html>
- [19] (13-06-2011). EPA Dynamometer Driving Schedules. Available: <http://www.epa.gov/nvfel/testing/dynamometer.htm>
- [20] N. Jalil, *et al.*, "A rule-based energy management strategy for a series hybrid vehicle," in *American Control Conference, 1997. Proceedings of the 1997*, 1997, pp. 689-693 vol.1.
- [21] S. Wen-xiang, *et al.*, "Study on the control strategy of three-level PWM rectifier based on SVPWM," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009, pp. 1622-1625.

- [22] K.-x. Wei and S.-m. Wang, "Modeling and Simulation of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier," in *Advanced Computer Theory and Engineering, 2008. ICACTE '08. International Conference on*, 2008, pp. 982-986.

# Anexos

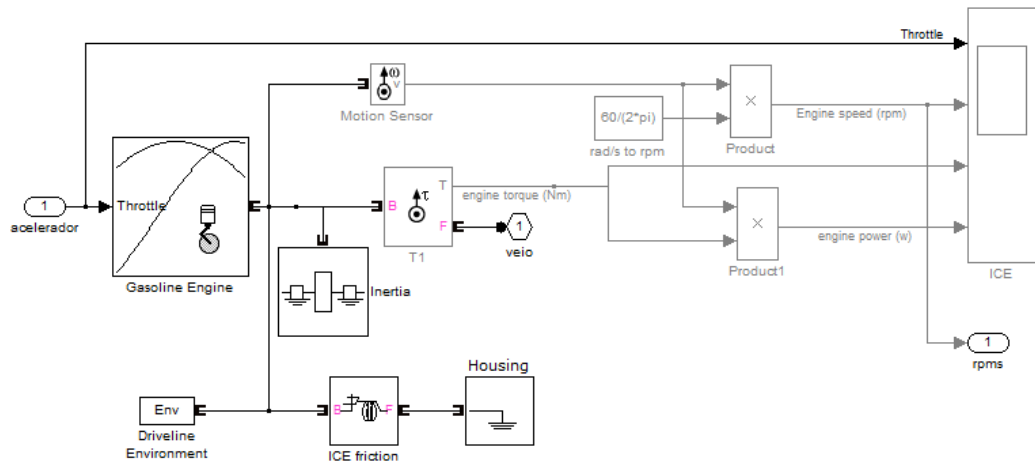


Figura 6.1 - Interior do bloco do ICE

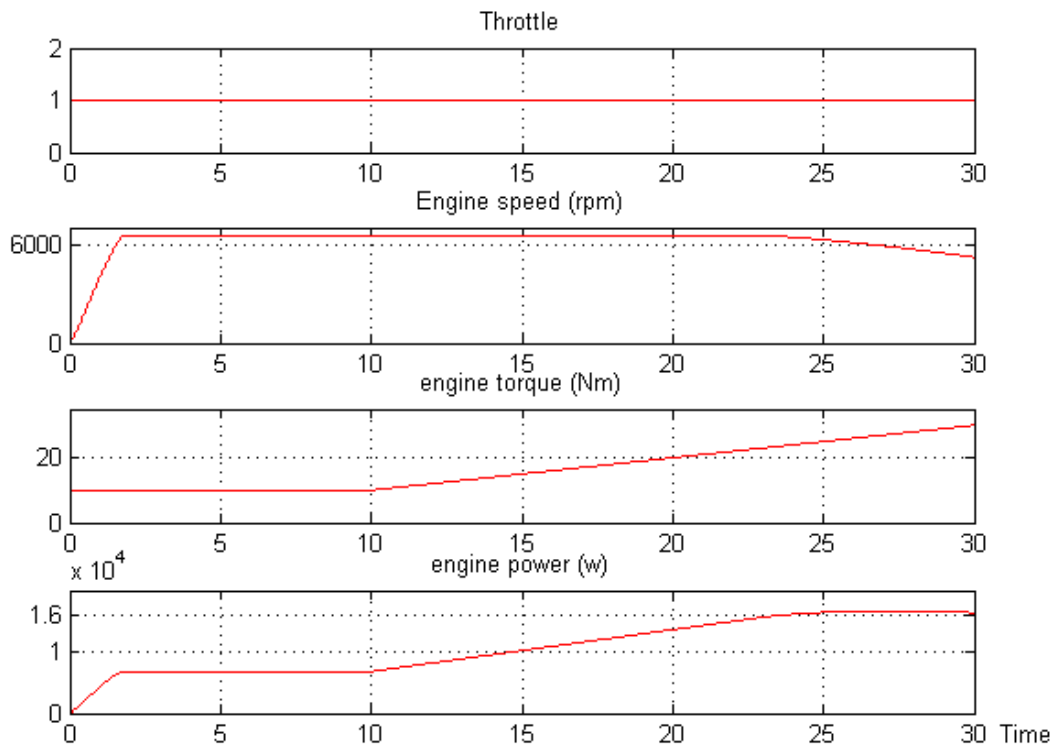


Figura 6.2 - Ensaio para validar o modelo do ICE

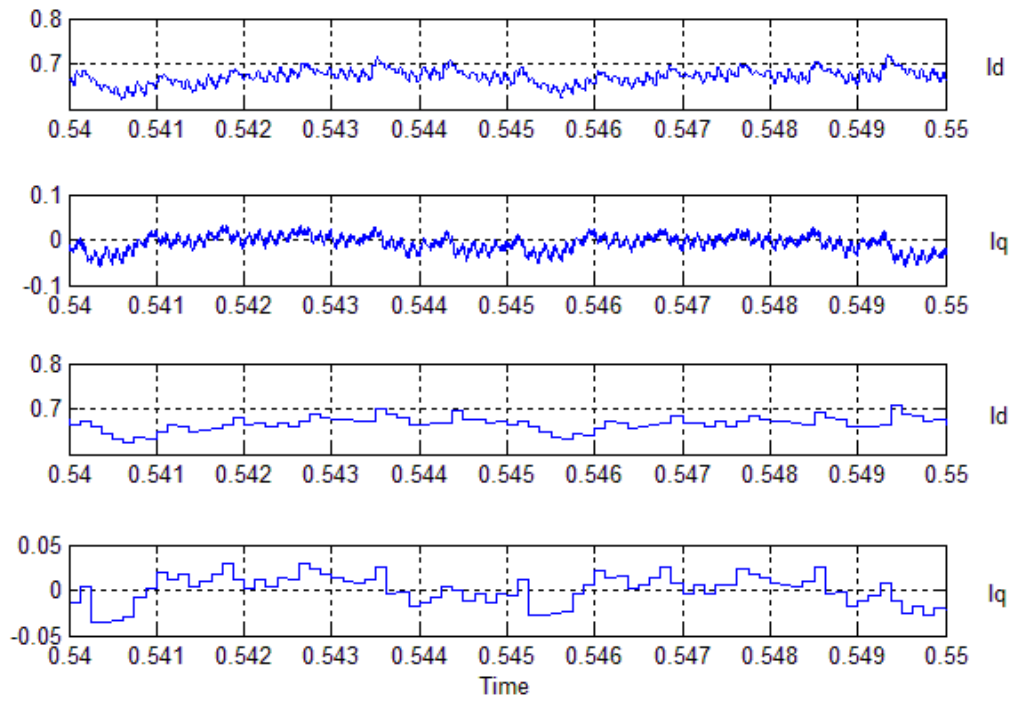


Figura 6.3 - Efeito da discretização nas componentes  $I_d$  e  $I_q$

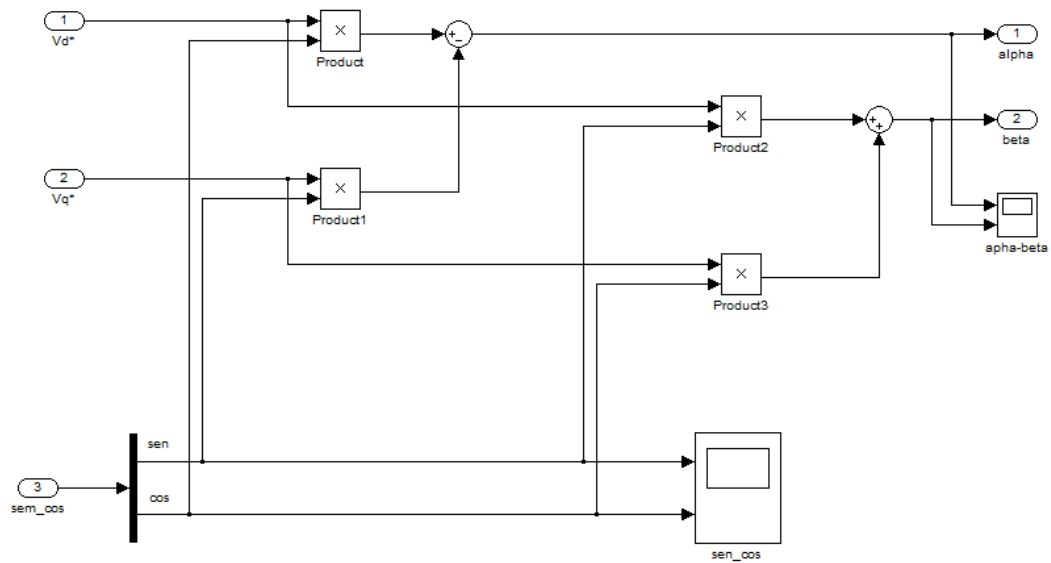


Figura 6.4 - Transformação de dq para  $\alpha$ - $\beta$

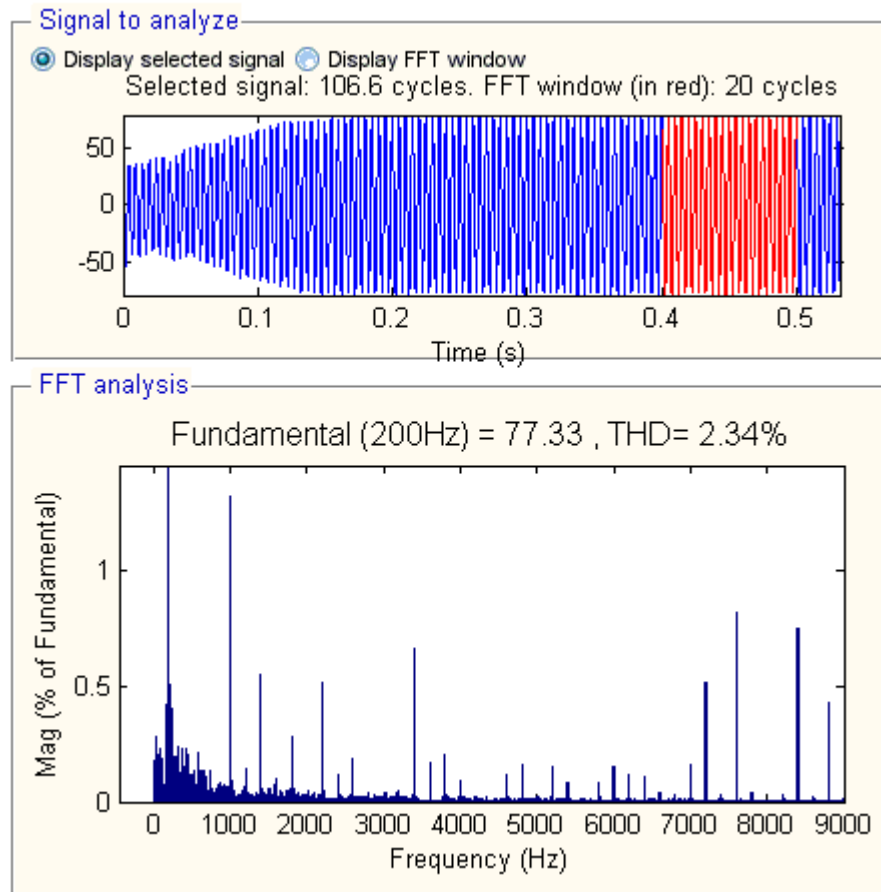


Figura 6.5 - Análise FFT da corrente para o SV\_PWM simétrico

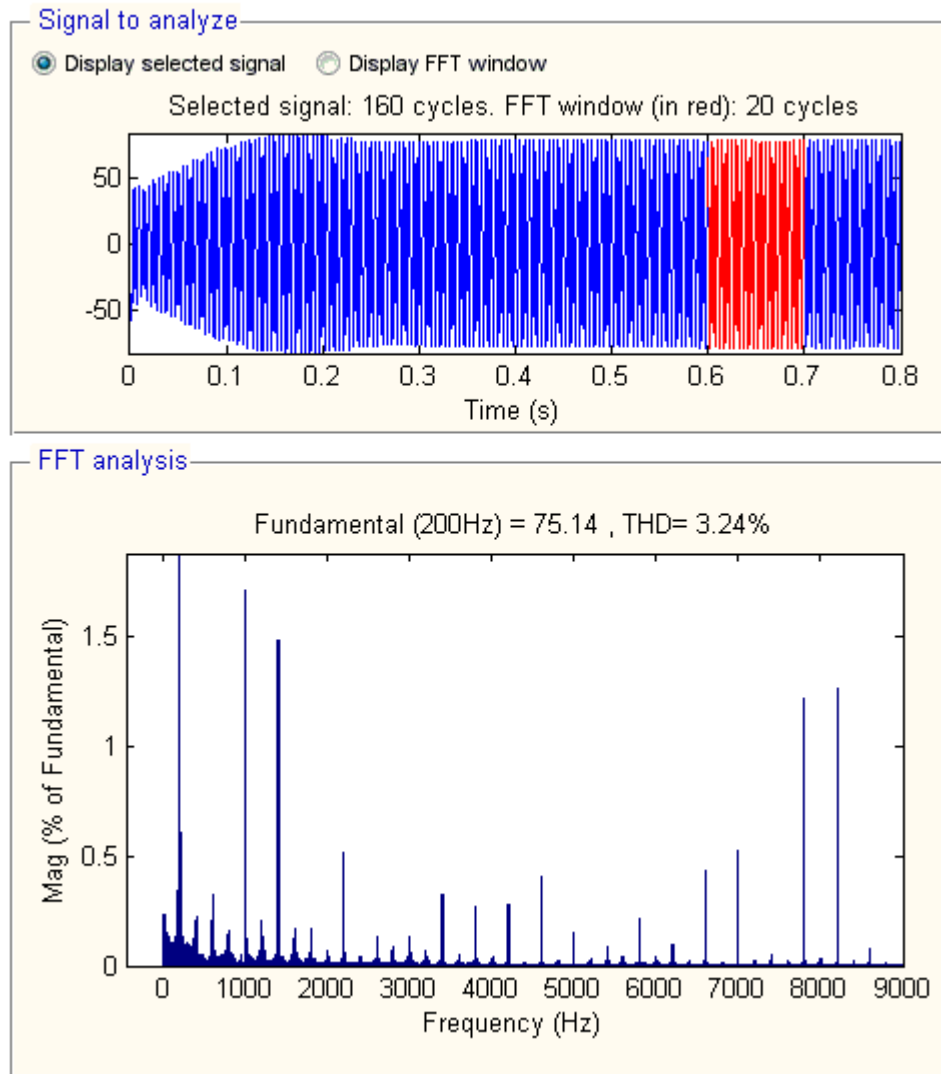


Figura 6.6 - Análise FFT da corrente para o SV\_PWM assimétrico