

PM

**Controlo Eletrónico  
de um Motor de Combustão Interna  
para Regular um Gerador Elétrico**

PROJETO DE MESTRADO

**Eduardo João Nóbrega Spinola**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA-TELECOMUNICAÇÕES

  
UNIVERSIDADE da MADEIRA  
*A Nossa Universidade*  
www.uma.pt

setembro | 2017

**Controlo Eletrónico  
de um Motor de Combustão Interna  
para Regular um Gerador Elétrico**

PROJETO DE MESTRADO

**Eduardo João Nóbrega Spinola**

MESTRADO EM ENGENHARIA ELETROTÉCNICA-TELECOMUNICAÇÕES

ORIENTADOR

João Dionísio Simões Barros

CO-ORIENTADOR

Filipe Edgar Sousa Santos



# Agradecimentos

Primeiramente gostaria de agradecer ao eng. Filipe Santos a sua disponibilidade para esclarecer dúvidas relativamente à componente mecânica e eletrónica bem como da afinação do motor. O esclarecimento das dúvidas relativas à afinação do motor foi uma grande ajuda no desenvolvimento do projeto.

Agradecer ao meu orientador, o Prof. Dionísio Barros. A sua disponibilidade e prontidão para esclarecer as dúvidas que foram surgindo ao longo do projeto ajudaram a concluir este trabalho. O seu conhecimento sobre a componente eletrónica foi importante e agradeço desde já o conhecimento que me foi transmitido.

Gostaria ainda de agradecer ao professor Laurindo Sobrinho, pela disponibilidade em fornecer o motor HONDA GC160 para a realização dos testes.

Quero deixar ainda uma mensagem de agradecimento a todos os meus colegas que ao longo do projeto me ajudaram, quer seja com o esclarecimento de alguma dúvida ou disponibilidade para apoio prático.

Por último, mas não menos importante, quero agradecer à minha família pelo apoio e condições para o estudo e realização do projeto, pois sem eles não teria sido possível a conclusão do mesmo.



# Resumo

No desenvolvimento do projeto de Controlo eletrónico de um motor de combustão interna para regular um gerador elétrico, apresenta-se os diversos componentes do motor, descrevendo-se o seu princípio de funcionamento. De seguida projetou-se as alterações necessárias, para poder realizar o controlo eletrónico sobre o motor de combustão interna. Assim acoplou-se os sensores ao motor, para determinar a rotação do motor e o vácuo (ou pressão na admissão do ar). Desenvolveu-se um corpo para acomodar o injetor, sensor de pressão e borboleta para controlar a entrada de ar admitido. Foi ainda necessário fixar um servomotor para regular a abertura da borboleta.

Com o recurso a dois microcontroladores da família Arduino, desenvolveu-se um sistema eletrónico capaz de medir as grandezas do motor (rotação e vácuo) recorrendo a sensores. Com base nesses parâmetros ajustou-se o funcionamento do motor, nomeadamente o momento da faísca, duração do impulso de combustível e abertura da entrada de ar. O primeiro processador teve por função medir a rotação da máquina, o vácuo na entrada de ar e ajustou a quantidade de combustível em função desses parâmetros, é ainda responsável pelo controlo do avanço do disparo de acordo com a rotação. O segundo processador ajustou a abertura da borboleta de acordo com a rotação. O motor de combustão estava acoplado a um gerador elétrico de 230 V a 50 Hz, sendo necessário regular a frequência do motor.

Os resultados mostraram que era possível melhorar a regulação da frequência de trabalho da máquina em 4 % garantindo em regime permanente a estabilidade nos 50 Hz quer com carga quer sem carga. O controlo digital permitiu melhorar o binário, apresentando para diferentes testes uma melhoria de 11%. O consumo médio passou de 1,500 L/h para 1,302 L/h. Este valor representa uma melhoria de aproximadamente 13% em relação ao controlo original.

## Palavras-chave

Controlo Digital, Motor de combustão, Gerador elétrico, Controlo de rotação, Frequência, Avanço da faísca

# Abstract

In the development of the Electronic Control project of an internal combustion engine to regulate an electric generator, the various components of the engine are presented, describing the principle of operation. The necessary changes were then made in order to carry out the electronic control over the internal combustion engine. So the sensors were coupled to the engine to determine the engine rotation and the vacuum (or pressure at the air intake). A body has been developed to accommodate the injector, pressure sensor and butterfly to control the intake of admitted air. It was also necessary to fix a servomotor to regulate the opening of the butterfly.

With the use of two microcontrollers of the Arduino family, an electronic system was developed able to measure the values of the motor (rotation and vacuum) using sensors. Based on these parameters the engine operation was adjusted, namely the moment of the spark, the duration of the fuel pulse and the opening of the air intake. The first processor had the function of measuring the rotation of the machine, the vacuum at the air inlet and adjusting the amount of fuel according to these parameters, it is also responsible for the control of the advance of the firing according to the rotation. The second processor adjusted the opening of the butterfly according to the rotation. The combustion engine was coupled to an electric generator of 230 V at 50 Hz and it was necessary to regulate the motor frequency.

The results showed that it was possible to improve the working frequency control of the machine by 4%, guaranteeing permanent stability at 50 Hz, with either load or no load. The digital control allowed to improve the torque, presenting for different tests an improvement of 11%. Average consumption increased from 1,500 L / h to 1,302 L / h. This represents an improvement of approximately 13% over the original control.

## Key-words

Digital Control, Combustion Engine, Electric Generator, Rotation Control, Frequency, Spark Advance

## Lista de abreviaturas e terminologia

AFR – *Air-flow ratio ou Air fuel ratio*

ECU – *Engine control unit*

MAF – *Mass air flow*

MAP – *Manifold absolute pressure*

MBT – *Maximum brake torque*

MOSFET – *Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*

OHC – *Overhead camshaft*

PCB – *printed circuit board*

PI – *Proportional-integral*

PID – *Proportional-integral-derivative*

PMI – *Ponto morto inferior*

PMS – *Ponto morto superior*

TPS – *Throttle position sensor*

# Índice de figuras

Figura 2.1 – Esquema motor gerador acoplado por um veio .....	3
Figura 2.2 - Representação do ciclo de Otto ideal da pressão em função do volume (p,V) [adaptado de 1] .....	<b>Erro! Marcador não definido.</b>
Figura 2.3 - Representação real do ciclo de Otto [adaptado de 1].....	5
a) b) Figura 2.4 a) Bloco do motor [4]; b) Cárter [5] .....	6
Figura 2.5 a) Válvulas; b) Árvore de Cames [4].....	6
Figura 2.6 a) Volante do Motor [6]; b) Cambota com os pistões [4] .....	7
Figura 2.7 a) Anéis do Pistão; b) Biela com o pistão [4] .....	8
Figura 2.8 - Funcionamento de um motor a quatro tempos com as etapas: a)Admissão; b) Compressão; c)Expansão; d)Escape [8].....	10
Figura 2.9 – Funcionamento do ajuste do fecho de Venturi num carburador [9].	12
Figura 2.10 - Exemplo de um injetor [10] .....	<b>Erro! Marcador não definido.</b>
Figura 2.11 a) Injeção Monoponto; b) Injeção Multiponto; c) Injeção Direta [12] .....	<b>Erro! Marcador não definido.</b>
Figura 2.12 - Exemplo Efeito Sensor de HALL [13] .....	15
Figura 2.13 - Esquema físico de uma vela de ignição [14] .....	18
Figura 2.14 - Tipos de vela [15].....	19
Figura 2.15 - Gama de funcionamento de uma vela de ignição [15].....	20
Figura 2.16 - Diagrama do sistema de ignição por magneto do motor Honda GC160 [18].....	21
Figura 2.17 - Esquema de distribuição controlado mecanicamente [19].....	22
Figura 2.18 - Esquema de distribuição elétrica [19].....	23
Figura 2.19 - Avanço em função da rotação [11].....	24
Figura 2.20 - Roda dentada, assinalando a falha do dente e sensor de Hall ....	25
Figura 2.21 - Torque em função do avanço [8].....	26
Figura 2.22 - Diagrama de blocos do controlador PID.....	27
Figura 2.23 - Exemplo de uma centralina Megasquirt disponível no mercado [21] .....	28
Figura 3.1 - Motor Honda GC160 [22] .....	29
Figura 3.2 - Torque e potência para o motor Honda GC160 [adaptado de 22] .	30
Figura 3.3 – Esquema do sistema OHC compacto do motor Honda GC160 [22] .....	31
Figura 3.4 - Gerador utilizado com o motor Honda GC160 .....	32
Figura 3.5 - Esquema de controlo do motor com base na saída do gerador ....	33
Figura 3.6 - Circuito de filtro capacitivo .....	34

Figura 3.7 - Circuito global .....	35
Figura 3.8 - Circuito PCB .....	35
a) b) Figura 3.9 a) Circuito final vista lateral; b) vista de cima .....	36
Figura 3.10 - Circuito de regulação de tensão.....	37
Figura 3.11 – Exemplo do sinal do sensor de HALL [adaptado de 23] .....	37
Figura 3.12 - Circuito implementado sobre o sensor de HALL [24] .....	38
Figura 3.13 - Ligações do sensor MAP [25] .....	38
Figura 3.14 – Circuito de ligação da bobine e injetor.....	40
Figura 3.15 - Ligação do servomotor ao processador Arduino Uno [27].....	40
Figura 3.16 - Sinais de entrada e saída para o processador Arduino ATMEGA2560 .....	41
Figura 3.17 - Sinal de entrada e saída para o processador Arduino UNO .....	41
Figura 3.18 - Fluxograma da função Toothcount.....	43
Figura 3.19 - Fluxograma da função rpmToPhase .....	44
Figura 3.20 - Excerto do código das matrizes relativas a função rpmToPhase	44
Figura 3.21 - Fluxograma da função FuelCalc .....	46
Figura 3.22 - Fluxograma da função loop.....	47
Figura 3.23 - Fluxograma do funcionamento do código aplicado ao servo .....	49
Figura 3.24 - Diagrama de blocos do sistema com compensador PI.....	50
Figura 3.25 - Diagrama de blocos do sistema com compensador PI após introdução das funções .....	51
Figura 3.26 - Diagrama de blocos após o cancelamento dos polos do sistema para o compensador PI .....	51
Figura 3.27 - Diagrama de blocos para um sistema com controlador PID .....	53
Figura 3.28 - Diagrama de blocos do sistema com compensador PID após introdução das funções .....	54
Figura 3.29 - Diagrama de blocos após o cancelamento dos polos do sistema para o compensador PID.....	54
Figura 3.30 – Sistema com compensador PI sem perturbação .....	57
Figura 3.31 – Reposta do sistema com compensador PI .....	57
Figura 3.32 - Reposta do sistema com compensador PI condições teóricas (sinal verde) e condições práticas (sinal roxo) .....	58
Figura 3.33 – Introdução da perturbação no sistema com compensador PI. ....	59
Figura 3.34 - Reposta do sistema à introdução de uma perturbação com compensador PI .....	59
Figura 3.35 - Sistema com compensador PID sem perturbação .....	60
Figura 3.36 - Reposta do sistema com compensador PID .....	60

Figura 3.37 - Resposta do sistema com compensador PID condições teóricas (sinal verde) e condições práticas (sinal roxo) .....	61
Figura 3.38 - Introdução da perturbação no sistema com compensador PID ...	61
Figura 3.39 - Resposta do sistema à introdução de uma perturbação com compensador PID.....	62
Figura 3.40 – Resposta do sistema com compensador PI (sinal roxo) e com compensador PID (sinal verde) .....	63
Figura 4.1 - Sistema global .....	66
Figura 4.2 - Suporte desenvolvido para o sensor de Hall e acoplamento da roda dentada ao veio da máquina .....	66
Figura 4.3 a) Corpo para acoplar injetor, MAP e borboleta; b) corpo com os componentes instalados.....	67
Figura 4.4 – Dimensões do copo desenvolvido para funcionar como coletor ...	68
Figura 4.5 – Dimensões do suporte para o servomotor.....	68
Figura 4.6 - Bomba de combustível utilizada.....	69
Figura 4.7 – Injetor, fio vermelho (12 V) e fio azul ligado ao dreno do transístor .....	69
Figura 4.8 - Ligação da bobine ao circuito. Fio laranja (12 V) e o fio branco está ligado ao dreno do transístor .....	70
Figura 4.9 - Registo do sensor de Hall (amarelo – 2 V/div) e faísca (verde - 10 V/div) e injeção (roxo – 10 V/div). Base de tempo - 2,5 ms/div .....	71
Figura 4.10 - Registo da periodicidade dos sinais, sensor de Hall (amarelo – 2 V/div), faísca (verde – 10 V/div) e injeção (roxo – 5 V/div); Base de tempo - 5 ms/div.....	72
Figura 4.11 – Sensor MAP (azul – 1 V/div) e faísca (amarelo – 5 V/div); Base de tempo - 25 ms/div.....	73
Figura 4.12 Resposta do sistema com controlo eletrónico sem carga a) no arranque 10 V/div; b) ao desligar 0,5 V/div; Base de tempo - 250 ms/div .....	74
Figura 4.13 – Sistema com controlo eletrónico a funcionar em vazio – 1 V/div; Base de tempo - 50 ms/div.....	74
Figura 4.14 - Resposta do sistema ao aplicar uma carga (a), e ao remover uma carga (b) com o compensador PID – ambos 0,5 V/div; Base de tempo - 500 ms/div.....	75
Figura 4.15 - Resposta do sistema ao aplicar uma carga (a), e ao remover uma carga (b) com o compensador PI – ambos 0,5 v/div; Base de tempo - 500 ms/div .....	75

Figura 4.16 - <i>Power Analyser</i> utilizado para efetuar as medições elétricas à saída do gerador [30].....	78
Figura 4.17 - Torradeira utilizada como carga (1150W) .....	78
Figura 4.18 - Condensador de 10 $\mu$ F utilizado na bateria de testes .....	80
Figura 4.19 – Representação do avanço da corrente em função da tensão devido à introdução de um condensador (obtido com o software power analyser transfer) .....	80
Figura 4.20 - Representação do atraso da corrente em função da tensão devido à introdução de uma bobine (obtido com o software power analyser transfer). 81	
Figura 4.21 - Resposta do sistema sem controlo eletrónico a)no arranque; b) ao desligar – ambos 10 V/div; Base de tempo - 250 ms/div.....	83
Figura 4.22 - Sistema sem controlo eletrónico a funcionar em vazio – 10 V/div; Base de tempo - 100 ms/div .....	83
Figura 4.23 - Resposta do sistema sem controlo eletrónico ao aplicar uma carga (a), ao remover uma carga (b) – ambos 10 V/div; Base de tempo - 250 ms/div .....	84

## Índice de tabelas

Tabela 4.1 - Variação da abertura do servo em função da rotação e aplicação de carga, com carga (verde) sem carga (amarelo) .....	76
Tabela 4.2 - Variação do valor de vácuo em função da rotação e aplicação de carga, com carga (verde) sem carga (amarelo) .....	77
Tabela 4.3 - Valores obtidos com controlo eletrónico e carga resistiva de 1150 W .....	79
Tabela 4.4 - Valores obtidos com controlo eletrónico com carga resistiva de 1150 W em paralelo com carga capacitiva de 10 $\mu$ F .....	81
Tabela 4.5 - Valores obtidos com controlo eletrónico com carga resistiva de 1150 W em paralelo com carga indutiva de 15 mH em série com carga resistiva de 500 W.....	82
Tabela 4.6 - Valores obtidos sem controlo eletrónico com carga resistiva de 1150W .....	85
Tabela 4.7 - Comparação dos sistemas para carga resistiva 1150 W.....	85
Tabela 4.8 - Valores obtidos sem controlo eletrónico com carga resistiva de 1150 W em paralelo com carga capacitiva 10 $\mu$ F .....	86
Tabela 4.9 - Comparação dos sistemas para carga resistiva (1150 W) em paralelo com carga capacitiva (10 $\mu$ F).....	86
Tabela 4.10 - Valores obtidos sem controlo eletrónico com carga resistiva de 1150 W em paralelo com carga indutiva de 15 mH mais resistiva 500 W .....	87
Tabela 4.11 - Comparação dos sistemas para carga resistiva (1150 W) em paralelo com carga indutiva (15 mH) + resistiva (500 W).....	87



# Índice

Agradecimentos.....	iv
Resumo .....	vi
Palavras-chave.....	vi
Abstract .....	vii
Key-words.....	vii
Lista de abreviaturas e terminologia.....	viii
Índice de figuras.....	ix
Índice de tabelas.....	xiii
Índice .....	xv
1 Introdução .....	1
1.1 Motivação.....	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Organização do documento .....	2
2 Revisão da bibliografia .....	3
2.1 Ciclo de Otto .....	3
2.2 Componentes de um motor de combustão interna .....	5
2.3 Funcionamento de um motor de combustão interna a quatro tempos .....	8
2.4 Controlo do fluxo de ar admitido.....	10
2.5 Tipos de injeção de combustível.....	10
2.5.1 Injeção por carburador .....	11
2.5.2 Vantagens e desvantagens do sistema carburador .....	12
2.5.3 Injeção eletrónica .....	12
2.5.4 Sensores utilizados no controlo do combustível injetado e na quantidade de ar admitido .....	15
2.5.5 Vantagens e desvantagens da injeção eletrónica.....	16
2.6 Tipos de mistura.....	17
2.7 Sistema elétrico de ignição.....	17
2.7.1 Vela de ignição.....	18
2.7.2 Sistemas de geração da faísca .....	20
2.8 Sensor de efeito de Hall .....	24
2.9 Compensadores utilizados para regular um motor de combustão interna .....	26
2.10 Unidade central de controlo – Centralina .....	27

3	Projeto do controlador eletrónico de um motor de combustão interna .....	29
3.1	Descrição do motor Honda GC160 e gerador .....	29
3.1.1	Características do motor de combustão interna .....	29
3.1.2	Geração de energia a partir de um motor de combustão interna .....	32
3.2	Esquema geral de controlo elétrico do motor de combustão interna .....	33
3.3	Projeto dos circuitos elétricos de monitorização e comando do motor .....	34
3.3.1	Placa com os circuitos de condicionamento dos sensores e acionamento da bobine e injetor .....	34
3.3.2	Circuitos de condicionamento dos sinais dos sensores .....	37
3.3.3	Circuitos de acionamento da bobine e do injetor .....	39
3.3.4	Circuito de acionamento do servomotor .....	40
3.4	Controlo eletrónico do motor de combustão interna .....	41
3.4.1	Desenvolvimento do software .....	41
3.4.2	Desenvolvimento dos compensadores para regular a velocidade de rotação	50
3.5	Simulação do projeto dos compensadores .....	56
4	Verificação experimental .....	65
4.1	Procedimento experimental .....	65
4.2	Resultados práticos .....	73
4.2.1	Testes realizados com o controlo eletrónico .....	78
4.2.2	Testes realizados com o controlo mecânico .....	83
5	CONCLUSÕES .....	90
5.1	Conclusões do projeto .....	90
5.2	Perspetivas de trabalhos futuros .....	92
6	BIBLIOGRAFIA .....	93
	Anexos .....	96
	A - Código atribuído ao processador Arduino ATMEGA2560 .....	96
	B - Código atribuído ao processador com compensador PID .....	104
	C - Código atribuído ao processador com o compensador PI .....	107



# 1 Introdução

Atualmente os motores de combustão interna apresentam características que permitem uma grande evolução na sua eficiência, quando comparado com os motores de à duas décadas atrás. Em grande parte, esta melhoria advém do maior controle eletrónico sobre o motor. Na década de noventa, surgiram os primeiros automóveis com controlo eletrónico realizado por uma unidade central de controlo, comumente designada de ECU (*Engine Control Unit*).

## 1.1 Motivação

No desenvolvimento deste projeto a motivação principal centra-se em adaptar os controlos de um motor de combustão interna sem controlo eletrónico, com um sistema semelhante a uma ECU, para melhorar a sua eficiência. Pretende-se assim com este projeto tentar desenvolver uma solução que permita obter resultados pertinentes no que diz respeito ao funcionamento do motor. Ou seja, tentar que o desempenho do motor seja melhorado de tal forma que aspetos como consumo e potência disponível justifiquem as alterações que possam ser necessárias implementar, de modo que o controlo eletrónico sobre o motor de combustão interna apresente o melhor desempenho possível.

## 1.2 Objetivos

Dando início ao projeto em si, surgiram vários objetivos que se propõem a alcançar, de modo a atingir o melhor resultado no que ao controlo sobre o motor de combustão interna, diz respeito.

Numa primeira fase realizou-se a revisão da bibliografia sobre o funcionamento dos motores de combustão interna. Efetuou-se também um estudo sobre o sistema motor de combustão interna acoplado ao gerador elétrico, com o objetivo de determinar a melhor abordagem no comando e controlo do sistema.

De seguida projetou-se o sistema de comando e controlo do motor de combustão interna. O sistema de comando assenta sobre os dois microcontroladores utilizados e resume-se ao software desenvolvido para efetuar a recolha dos valores de funcionamento do motor. Com base nos dados recolhidos efetua-se o comando do motor de combustão interna.

Seguiu-se a adaptação do sistema original com a implementação dos componentes necessários para realizar o controlo eletrónico. Entre estes estão o injetor

para permitir controlar o fluxo de combustível e a bobine para permitir aplicar a faísca no instante correto.

O último objetivo foi testar experimentalmente o sistema desenvolvido e comparar o com sistema sem controlo eletrónico, retirando as devidas conclusões.

### 1.3 Organização do documento

No capítulo 1, Introdução apresentaram-se as motivações que despoletaram o interesse no desenvolvimento do projeto e enunciaram-se os objetivos propostos para alcançar ao longo do projeto.

No segundo capítulo apresentar-se-á de um modo geral o motor-gerador. Efetuar-se-á uma descrição dos componentes e do funcionamento dos mesmos. Introduzir-se-á o esquema para o projeto de compensadores. Por fim apresentar-se-á um exemplo de uma centralina alternativa, disponível no mercado.

O terceiro capítulo introduzirá o motor utilizado, apresentando as características de funcionamento do motor de combustão interna e do gerador. Ainda neste capítulo introduzir-se-á o *software* responsável pelo controlo eletrónico e os compensadores utilizados por este software.

No quarto capítulo ter-se-á o procedimento experimental, enunciando as várias etapas realizadas ao longo do projeto. Terminar-se-á o capítulo com os resultados práticos e a respetiva análise.

O quinto e último capítulo contém as conclusões do projeto desenvolvido e algumas perspetivas futuras.

## 2 Revisão da bibliografia

Neste capítulo faz-se uma revisão da bibliografia, com a descrição do funcionamento de um motor de combustão interna e dos componentes do motor que são indispensáveis para o seu funcionamento. Para além da revisão da bibliografia relativa aos motores, também será feita a revisão da bibliografia dos métodos para o cálculo de compensadores.

O motor utilizado no projeto teve um funcionamento a quatro tempos. Por esse motivo será realçado o funcionamento deste tipo de motores.

Antes de se introduzir mais detalhadamente cada um dos tópicos, optou-se por expor o sistema geral do projeto. Na figura 2.1 tem-se o sistema do gerador, composto pelo motor de combustão interna acoplado a um gerador síncrono através de um veio. O motor de combustão interna realiza trabalho através da queima da mistura ar/combustível, produzindo energia que é transmitida a um gerador. A transmissão da energia é feita através de um veio que interliga os dois componentes. À saída do gerador a frequência elétrica e a tensão devem ser aproximadamente 50 Hz e 230 V AC respetivamente.

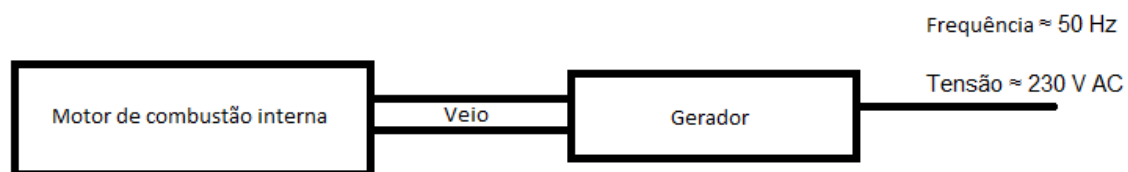


Figura 2.1 – Esquema/motor gerador acoplados por um veio

Com a introdução deste esquema pretende-se interligar os vários tópicos apresentados ao longo da revisão da bibliografia.

### 2.1 Ciclo de Otto

O ciclo de Otto é um ciclo termodinâmico que caracteriza o funcionamento dos motores de combustão interna, sendo o ciclo termodinâmico mais comum nos motores de automóveis.

Numa situação ideal, onde é considerada uma eficiência de 100%, o ciclo de Otto surge como apresentado na figura 2.2 descrito pelos seguintes processos [1]:

- 1 – 2: Compressão isentrópica do ar devido ao movimento do pistão do Ponto morto inferior (PMI) para o Ponto morto superior (PMS). Não há troca de calor com o ambiente;
- 2 – 3: Transferência de calor para o gás através de uma fonte externa (a volume constante). Este processo representa a ignição da mistura;
- 3 – 4: Expansão isentrópica – expansão do pistão devido a explosão;
- 4 – 1: Abertura da válvula de escape com o pistão no PMI (volume constante);

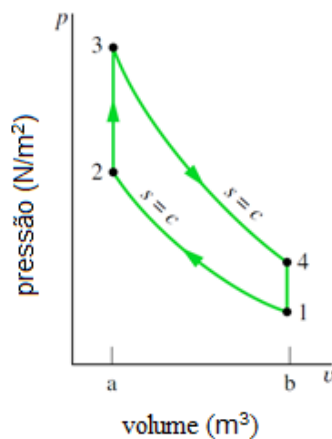


Figura 2.2 – Representação do ciclo de Otto ideal, pressão em função do volume (p,V) [adaptado de 1]

No entanto, a eficiência de um motor de combustão interna não é a ideal, provocando alterações na representação do ciclo de Otto, o esquema real aproxima-se ao representado na figura 2.3.

A variação visível na figura 2.3, quando comparada com a figura 2.2, deve-se ao facto de existirem perdas significativas no que toca às transmissões de calor de e para a câmara de combustão, e à combustão não ser instantânea como idealmente se assume. Ou seja, existem variações na queima do combustível devido à variação da temperatura dentro da camara de combustão e à combustão não ser iniciada no PMS, mas sim algum tempo antes do PMS, de modo a se aproveitar mais energia [1]. Mais concretamente entre o momento 2 e 3 surgem as etapas de compressão e expansão. Nestas duas etapas surge a variação refira no parágrafo anterior, devido às alterações ocorridas dentro da câmara de combustão, nomeadamente o aumento de pressão e temperatura. Entre o momento 3 e 1 está a etapa da expulsão, e durante esta etapa contrariamente ao gráfico 2.2 o volume não é constante uma vez que o pistão sobe

empurrando os gases resultantes da queima para fora diminuindo o volume disponível dentro da câmara de combustão.

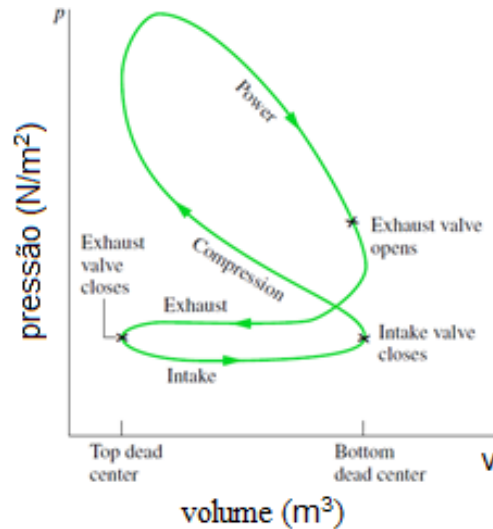


Figura 2.3 - Representação do ciclo de Otto real [adaptado de 1]

Concluída a explicação do ciclo de termodinâmico de um motor de combustão interna, serão abordados na secção seguinte os vários componentes de um motor de combustão interna.

## 2.2 Componentes de um motor de combustão interna

Do motor de combustão interna fazem parte três componentes [2]e [3]:

A cabeça do motor – Nesta secção do motor estão alojadas as válvulas de admissão e escape. Existem aberturas na sua estrutura de modo a permitir a entrada de ar e combustível e a saída dos gases de escape de e para os cilindros, que se encontram logo abaixo. Contém ainda o acoplamento para as velas que produzem a faísca para a ignição. O bloco do motor – Este sector é tipicamente um bloco de alumínio, considerado a parte principal do motor (ver figura 2.4a). Nele estão alojados vários componentes móveis como os pistões, bielas e cambota. Esta secção apresenta rasgos na sua estrutura, rasgos estes utilizados para a passagem de água e óleo para arrefecimento e lubrificação respetivamente e o cárter – Esta peça consiste num “tabuleiro” acoplado abaixo do bloco do motor (ver figura 2.4b), que serve de reservatório para o óleo utilizado para a lubrificação do sistema.



a) **Figura 2.4 – a) Bloco do motor [4]; b) Cáster [5]**

Os elementos acima referidos presentes na figura 2.4 são elementos que não realizam trabalho propriamente dito, são considerados elementos fixos, estando neles presentes os elementos que efetuam movimento e que produzem trabalho a partir do combustível.

Seguem-se os elementos que se encontram inseridos nos compartimentos da cabeça e bloco do motor, dos quais fazem parte [2] e [3]:

As válvulas – Elementos que são responsáveis pela entrada de ar e combustível e saída de gases de escape (ver Figura 2.5a) que serão explicados na secção 2.3, sendo o movimento de abertura e fecho efetuado pelo movimento da árvore de cames. A árvore de Cames – Eixo que recebe energia para o seu movimento através da rotação do volante do motor. Tem como tarefa a abertura e fecho das válvulas, feito através de elevações no eixo denominadas de “comes” que ao passarem sobre as válvulas induzem a abertura da válvula e o fecho das mesmas, assim que o “came” deixe de aplicar pressão sobre a válvula (ver Figura 2.5b).



a) **Figura 2.5 a) Válvulas; b) Árvore de Cames [4]**

Fazem parte dos elementos inseridos também [2] e [3]:

O volante do Motor – Roda dentada que tem a capacidade de armazenar energia do motor. Absorve os movimentos bruscos dos pistões, permitindo que a cambota rode suavemente. É o componente que nos automóveis permite transmitir potência para caixa de velocidades (ver figura 2.6 a). A cambota – É o eixo responsável pela conversão do movimento oscilatório dos pistões em rotação (ver figura 2.6 b).



a)



b)

Figura 2.6 – a) Volante do Motor [6]; b) Cambota com os pistões [4]

Tem-se ainda [2], [3] e [7]:

Os pistões – Pistões ou Êmbolos são peças móveis que se deslocam dentro do cilindro no bloco do motor. Estas estão expostas a elevadas temperaturas devido À grande velocidade de rotação a que são sujeitas, sendo constituídas por alumínio ou ligas de alumínio, elemento que suporta elevadas temperaturas. No entanto, o alumínio possui um grande coeficiente de dilatação pelo que o pistão não veda completamente o cilindro deixando uma pequena margem para a dilatação sofrida pelo mesmo. Ainda no pistão estão presentes três ranhuras laterais de modo a que sejam colocados três anéis. Esses anéis têm a função de preencher o restante diâmetro do cilindro para que não existam fugas aquando da combustão da mistura dentro do cilindro (ver Figura 2.7a). A biela – É a parte inferior do pistão e a que está acoplada à cambota (ver figura 2.7 b).



Figura 2.7 – a) Anéis do Pistão; b) Biela com o pistão [4]

### 2.3 Funcionamento de um motor de combustão interna a quatro tempos

O motor de combustão interna tem o seu funcionamento dividido em quatro etapas. Na primeira etapa surge a admissão, em seguida a compressão, na terceira etapa vem a expansão, surgindo por fim o escape.

#### 1ª Etapa - admissão

A primeira etapa consiste, como o nome indica, na admissão do combustível e ar para o interior da câmara de combustão. Esta etapa começa assim que o pistão atinge o PMS e termina quando o pistão desce até ao PMI. Durante este percurso a válvula de admissão está aberta, permitindo que o ar entre juntamente com o combustível para a câmara de combustão, devido ao efeito de “vácuo” criado pelo movimento descendente do pistão. Este efeito de “vácuo” ocorre após o motor atingir uma rotação estável, e assim o próprio movimento do pistão cria uma depressão dentro da câmara de combustão que suga o ar e o combustível injetado antes da válvula, presentes no coletor de admissão (ver figura 2.8 a) [3] e [8].

#### 2ª Etapa - compressão

No final do primeiro tempo o pistão atingiu o PMI de modo que a câmara de combustão se encontra cheia da mistura, ar e combustível fechando-se a válvula de admissão.

Durante o segundo tempo ambas as válvulas estão fechadas e o pistão realiza o movimento ascendente, sendo este movimento “assistido” pelo movimento dos ciclos anteriores (caso de um motor monocilíndrico) ou pelo movimento realizado por outro

cilindro que efetua o seu movimento alternadamente (caso de um motor policilíndrico). O movimento ascendente permite comprimir a mistura da qual resulta um aumento da pressão, temperatura e densidade. Momentos antes do pistão atingir o PMS é feita a descarga elétrica, da qual resulta a ignição da mistura, terminando assim o segundo tempo (ver figura 2.8 b) [3] e [8].

### 3ª Etapa - expansão

A terceira etapa é iniciada com o movimento descendente do pistão do PMS até atingir o PMI, contudo agora o movimento descendente além de se dever ao movimento normal do pistão recebe um “impulso” devido à força aplicada sobre o pistão proveniente da expansão resultante da queima da mistura. É durante esta etapa, com o movimento descendente do pistão, que é produzido trabalho e conseqüentemente binário e força motriz (ver figura 2.8 c) [3] e [8].

### 4ª Etapa - escape

Durante a última etapa a válvula de escape é aberta e o pistão efetua o movimento ascendente entre o PMI e o PMS. O movimento do pistão empurra os gases resultantes da queima da mistura para a abertura deixada pela válvula de escape. No caso de motores “aspirados” ou simples pode ficar um resto dos gases dentro da câmara de combustão uma vez que o pistão não fecha completamente a câmara, sendo estes gases dissolvidos durante a próxima descarga.

No final do movimento ascendente a válvula de escape fecha-se seguindo-se a abertura da válvula de admissão, repetindo-se a seqüência (ver figura 2.8 d) [3] e [8].

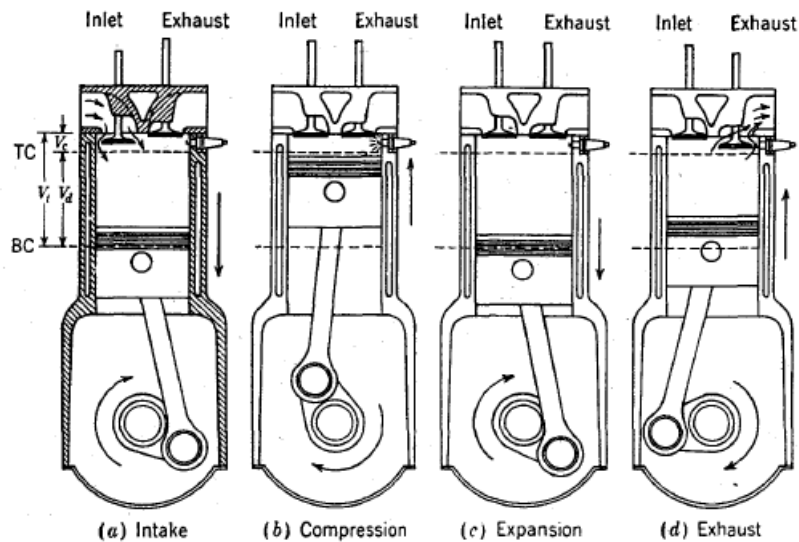


Figura 2.8 – Funcionamento de um motor a quatro tempos com as etapas: a) Admissão; b) Compressão; c) Expansão; d) Escape [8]

## 2.4 Controlo do fluxo de ar admitido

Uma outra parte bastante importante, no controlo do motor de combustão interna, prende-se com o controlo da quantidade de ar admitido para a câmara de combustão. A quantidade é variável e depende da situação na qual o motor está a trabalhar, ou seja, se está sem carga ou se está com carga. O fluxo de ar admitido é regulado na maioria dos casos, especialmente no ramo automóvel, através de um sensor designado TPS (throttle position sensor). Este sensor estabelece uma relação entre a força aplicada sobre o pedal e a abertura da borboleta. Mais concretamente a abertura da borboleta em função da necessidade de uma maior quantidade de ar, está diretamente relacionada com uma maior pressão sobre o pedal. Por outro lado ao remover a pressão do pedal, diminui-se a quantidade de ar admitido [9].

A borboleta consiste num corpo circular semelhante a uma moeda fixada o qual permite a regulação da abertura da borboleta. Esta encontra-se antes do coletor de admissão, e assim, antes da injeção.

## 2.5 Tipos de injeção de combustível

Tipicamente existem dois tipos de injeção do combustível para a câmara de combustão: por carburador ou por sistema de injeção eletrónica. O carburador é um método mais simples no qual a mistura entre o ar e o combustível é feita através de mecanismos mecânicos. Por outro lado o sistema de injeção elétrica efetua a

pulverização do combustível no coletor de admissão ou diretamente na câmara de combustão.

### 2.5.1 Injeção por carburador

Num carburador existe um reservatório de combustível na base do corpo do carburador (zona a amarelo na figura 2.9). Este reservatório encontra-se à pressão atmosférica devido à existência de um pequeno orifício no reservatório ou “cuba” ligado à zona de admissão do ar, pelo que a pressão no interior do reservatório é a pressão atmosférica. A quantidade de combustível no reservatório do carburador é mantido através um mecanismo de boia e válvula. Por outro lado o ar ao entrar no carburador (zona a azul) passa por uma zona mais apertada ou “Venturi” pois o diâmetro desta secção é inferior ao diâmetro da entrada do carburador de modo que a zona com pressão inferior está representada pela secção a verde. Pela equação de Bernoulli a diminuição do diâmetro traduz-se num aumento da velocidade do ar e conseqüente diminuição da pressão.

Assim a mistura entre o ar e o combustível é feita através desta diferença de pressão presente no reservatório de combustível e dentro do carburador. O combustível é então injetado através do canal presente no centro do reservatório.

No carburador é possível controlar ainda o diâmetro da zona de Venturi, através de um corpo que permite diminuir ou aumentar o diâmetro dessa zona e por sua vez a diferença de pressão (zona a branco que separa as secções azul da verde). Juntamente com o corpo está uma agulha que cobre a entrada de combustível para dentro do carburador. Conforme sobe o corpo, sobe a agulha, aumentando assim a quantidade de combustível admitido para uma maior quantidade de ar. Pelo lado contrário, se o corpo descer a agulha desce e diminui a quantidade de combustível admitida [2] e [3].

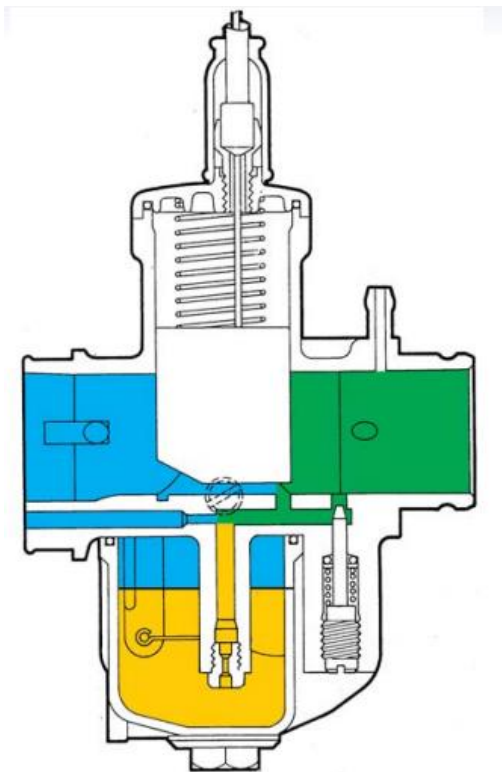


Figura 2.9 – Funcionamento do ajuste do feito de Venturi num carburador [10]

### 2.5.2 Vantagens e desvantagens do sistema carburador

As principais vantagens de um carburador em relação a um sistema de injeção eletrónica são a simplicidade, preço e dimensão.

Devido a serem sistemas de dimensões reduzidas e bastante compactos, apresentam um peso bastante reduzido juntamente com o seu baixo custo, permitindo a sua utilização em sistemas com pequenos motores como é o caso dos karts e geradores.

Apresentam uma abertura rápida da borboleta em resposta à aceleração imposta pelo condutor. No entanto, por serem sistemas bastante simples e o seu funcionamento ser mecânico, a sua afinação é feita manualmente cada vez que surja alguma alteração que modifique ou altere o funcionamento do motor em relação aos padrões, pois o sistema não é autoajustável [10].

### 2.5.3 Injeção eletrónica

A injeção eletrónica surgiu pela primeira vez em 1957. Decorridas três décadas, surge em 1980, por imposição de várias normas com o objetivo de reduzir as emissões de gases o sistema por a injeção, o qual, veio substituir o sistema por carburador.

Este tipo de injeção é caracterizado por um corpo (injetor) ilustrado na Figura 2.10 no qual o mecanismo de injeção ou pulverização do combustível pode ser mecânico, mas a sua ativação é eletrônica. O injetor necessita de um fornecimento contínuo de combustível recorrendo para tal a uma bomba de combustível.



Figura 2.10 – Exemplo de um injetor [11]

Um injetor consiste numa válvula operada através de uma bobine. O movimento da válvula permite o bloqueio ou pulverização de combustível. Numa situação em que não existe corrente a fluir na bobine, a válvula associada à bobine mantém-se parada e bloqueia a injeção do combustível. Quando a corrente flui na bobine a válvula abre-se e o combustível é injetado no coletor de admissão [9].

O sistema de injeção elétrico de combustível pode ser dividido em quatro tipos, três tipos de injeção por pulso (ver Figura 2.11) e um tipo de injeção contínua. Sendo assim a injeção pode ser:

- Monoponto – Este sistema consiste na injeção de combustível recorrendo a um único injetor. Sendo este colocado no coletor de admissão antes da borboleta controlada pelo acelerador. De certo modo é um mecanismo semelhante ao produzido pelo carburador. A diferença reside na simplicidade devido à inexistência dos mecanismos de controlo de pressão e quantidade de combustível injetado (ver Figura 2.11a).
- Multiponto – Como o nome indica este sistema injeta o combustível em vários pontos, é utilizado um injetor para cada câmara de combustão. A injeção de combustível é feita após a borboleta do acelerador e o combustível atravessa uma “régua” de injetores (em inglês, *common rail*) que suporta os injetores e em alguns casos tem a função de regular a pressão de combustível nos injetores. Nos restantes casos é a própria bomba de combustível que efetua a regulação da pressão (ver Figura 2.11b).

- Direta – Este é o tipo de injeção mais utilizado nos automóveis atuais. A injeção é feita diretamente na câmara de combustão. Isto permite melhorar as emissões e o consumo pois o combustível é completamente injetado na câmara não ficando “restos” nas paredes do coletor ou válvula de admissão (ver Figura 2.11c).
- Contínua – Neste tipo de injeção o combustível está continuamente a ser injetado, estando todos os injetores sempre com fluxo de combustível, contudo o fluxo é variável. A injeção contínua pode ser feita recorrendo ao mecanismo monoponto ou multiponto contudo não pode utilizar injeção direta. Isto deve-se ao facto de não poder estar a injetar continuamente combustível diretamente dentro da câmara de combustão.

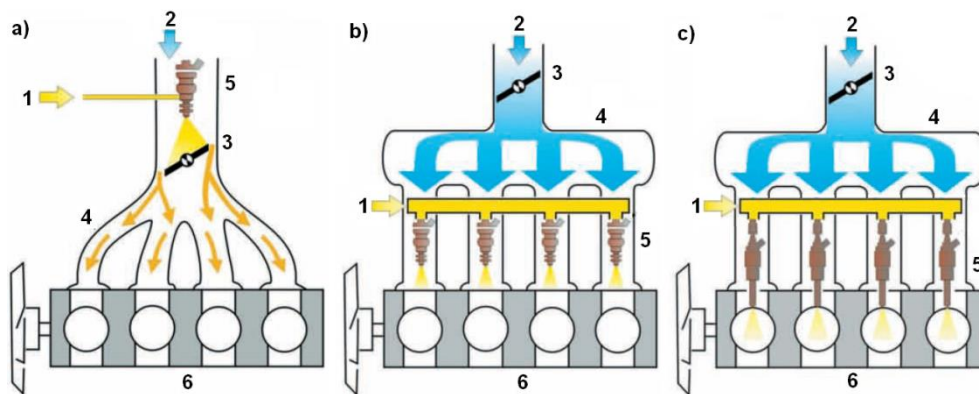


Figura 2.11 – a) Injeção Monoponto; b) Injeção Multiponto; c) Injeção Direta [12]

Legenda: 1-Fonte de combustível; 2-Fonte de ar; 3-Borboleta; 4-Coletor de admissão; 5-Injetor; 6-Motor

Os três primeiros tipos de combustão funcionam com base em impulsos. Os impulsos permitem que os injetores só estejam abertos durante um determinado tempo, injetando a quantidade de combustível proporcional ao tempo que estão ativos. Pode-se considerar a injeção como sendo ativada por impulsos. Por sua vez o último distancia-se disto pois está constantemente a debitar combustível no coletor de admissão. Todos estes métodos de injeção têm por fim a utilização adequada de combustível, ajustando a quantidade de combustível de acordo com as condições de funcionamento lidas por sensores. O método de injeção contínua produzirá um aumento no consumo de combustível independentemente do fluxo de combustível, uma vez que está constantemente a injetar, no entanto, não necessita de estar constantemente a ser ligado e desligado quando comparado com os outros três métodos.

#### 2.5.4 Sensores utilizados no controlo do combustível injetado e na quantidade de ar admitido

O controlo do motor de um automóvel é feito através da ECU (ou centralina). Esta tem a capacidade de monitorizar valores de um conjunto de sensores, estimando a partir desses valores qual a quantidade certa de combustível a injetar no sistema.

De entre os sensores utilizados, o sensor de Hall é um dos mais importantes pois permite obter a rotação do motor, sendo que por cada passagem de um íman (ou no caso em estudo, dos dentes da roda dentada) pelo sensor de Hall provocam à saída do sensor uma alteração da tensão.

A figura 2.12 demonstra a leitura dos dentes de uma roda dentada, recorrendo a um sensor de Hall, no qual a presença de um dente (por exemplo o dente #1) traduz-se num impulso à tensão zero, enquanto a ausência de um dente corresponde a um impulso com tensão positiva, a qual nos sensores de Hall corresponde a 5 V. A referência para o controlo é obtida através de um dente de menor dimensão entre o primeiro e sexto dentes. Este sensor será abordado mais detalhadamente na secção 2.7.

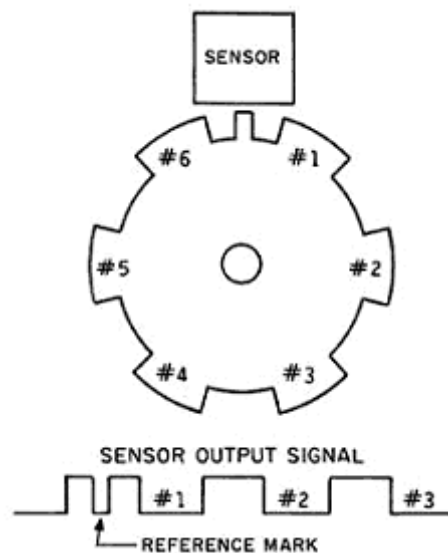


Figura 2.12 - Exemplo Efeito Sensor de HALL [13]

Outro sensor utilizado é o TPS abordado na secção 2.4. Este sensor, permite ler a pressão exercida sobre o pedal e com base nesse valor, controlar a abertura da borboleta e conseqüentemente a quantidade de ar admitido para a câmara de combustão.

Por último, é necessário medir quanto ar está a entrar efetivamente na câmara de combustão de modo a ser injetada a quantidade certa de combustível que permita obter a melhor relação da mistura ar e combustível. A medição da quantidade de ar pode ser feita através do sensor de massa de ar, MAF (*Mass Air Flow*) que, mede a quantidade de ar que é admitida em metros cúbicos por minuto, ou pelo sensor de pressão absoluta no coletor de admissão, MAP (*Manifold Absolute Pressure*) que compara a diferença de pressão no coletor de admissão com a do vácuo.

Com base nos valores fornecidos pelo sensor, a centralina estima, através do valor da rotação e de um dos valores (MAP ou MAF, ou ambos), qual o valor correto de combustível a injetar e qual a abertura adequada da borboleta [9].

#### 2.5.5 Vantagens e desvantagens da injeção eletrónica

A injeção eletrónica pode trazer um aumento de potência, e uma diminuição no consumo de combustível, apresentando ainda a capacidade de permitir um excelente arranque a frio.

O aumento de potência está diretamente ligado à possibilidade de controlar e otimizar a potência e o binário dos motores numa variada gama de velocidades, o que é muito complicado fazer num sistema de injeção através do sistema por carburador.

A capacidade do sistema se auto adaptar perante as mais variadas situações e condições externas permite uma diminuição do consumo de combustível. Em comparação com os sistemas por carburador, nos quais a variação de temperatura e altitude dificultam a determinação do valor adequado de combustível a injetar, o sistema de injeção eletrónica está constantemente a efetuar leituras das condições a que o motor está sujeito calculando qual é o melhor valor de combustível a injetar, permitindo um melhor consumo.

A desvantagem do sistema de injeção eletrónica reside no seu custo. O custo de um sistema deste tipo é bastante superior ao sistema por carburador, pelo que em sistemas de menor dimensão como geradores e kart os sistemas por carburador sejam os mais utilizados.

## 2.6 Tipos de mistura

Tendo visto o funcionamento de um motor e percebido como funciona a injeção de combustível num motor de combustão interna, ir-se-á agora ver quais são os tipos de mistura que são possíveis de utilizar.

A mistura é dada como sendo o rácio entre o ar e o combustível, o AFR (*Air-Fuel Ratio*), sendo este o parâmetro principal de controlo no que diz respeito aos níveis das emissões produzidas pela queima do combustível, bem como um instrumento para afinar o motor, fornecendo uma medida do desempenho do motor.

A mistura pode ser considerada essencialmente como uma de três tipos. No caso ideal, no qual o ar admitido é suficiente para queimar todo o combustível que é injetado na câmara de combustão, considera-se uma mistura estequiométrica. O valor do AFR típico para um motor de combustão interna é 14,7 partes de ar para uma de combustível [9].

Se a mistura apresentar um AFR inferior ao valor estequiométrico a mistura é considerada rica, na medida em que a quantidade de ar é inferior para uma mesma quantidade de combustível. Esta situação é menos eficiente, contudo permite obter mais potência e permite que o motor trabalhe a uma temperatura inferior, surgindo juntamente um aumento do dióxido de carbono emitido [9].

Por outro lado, se a mistura tiver um AFR superior ao valor estequiométrico considera-se a mistura como sendo pobre, existindo nessa situação mais ar admitido para a mesma quantidade de combustível. A mistura pobre é a zona onde é possível diminuir o consumo, à custa de um aumento da temperatura do motor e de gases como óxidos de nitrogénio [9].

Assim a mistura do combustível com o ar é essencialmente uma relação de compromisso. Por um lado é possível aumentar a potência à custa de um aumento de combustível e um aumento do dióxido de carbono, por outro se o pretendido for a economia, sacrifica-se a potência de modo a se obter um consumo inferior.

## 2.7 Sistema elétrico de ignição

Descrita a parte que diz respeito aos mecanismos de controlo e injeção de combustível, passa-se agora ao componente que é responsável pela queima desse combustível.

Uma boa queima de combustível traduz-se numa maior longevidade da vela de ignição, pelo que o funcionamento correto da vela é de crucial importância, permitindo controlar o avanço da ignição que por sua vez se irá traduzir em variações e em parâmetros do motor, tais como a potência, os consumos e as emissões. Em suma o comportamento do motor pode ser controlado através do instante em que ocorre a faísca na vela de ignição.

### 2.7.1 Vela de ignição

A vela de ignição é o elemento através do qual se desencadeia a faísca responsável pela ignição da mistura dentro da câmara de combustão. O eletrodo central recebe a tensão fornecida pela bobine e se essa tensão for suficientemente elevada (na ordem dos 20 kV, como será abordado na secção 2.6.2) para vencer a distância entre o eletrodo central e o eletrodo lateral (ver Figura 2.13) é gerada uma faísca. Essa distância entre os dois eletrodos deverá apresentar um valor entre 0,6 mm e 1,8 mm para uma vela nova, dependendo do tipo de vela e do motor em questão. Com o desgaste da vela a tensão para gerar a faísca terá de ser maior uma vez que a distância entre os eletrodos aumenta. Por outro lado se a distância for inferior ao valor tabelado para um determinado motor, com uma determinada vela, o salto realizado entre os dois eletrodos requer uma tensão mais baixa. Como tal a faísca seria mais fraca e não teria a capacidade de dar início à queima da mistura [2].

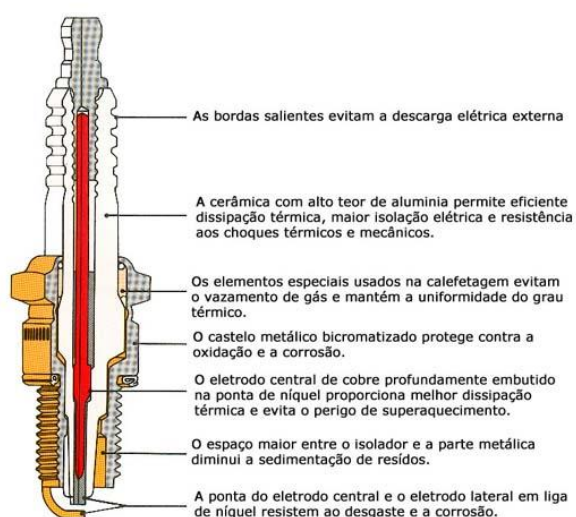


Figura 2.13 – Esquema físico de uma vela de ignição [14]

A vela é acoplada à cabeça do motor, sendo que a parte terminal ou elétrodo encontra-se dentro da câmara de combustão. Assim sendo, ocorrida a queima do combustível, segue-se a expansão do pistão e é gerada dentro da câmara de combustão uma enorme quantidade de calor. Calor este que é dissipado pelas paredes da câmara de combustão e também pela própria vela. Considerando isto, o corpo da vela terá de apresentar características que permitam uma boa dissipação de calor, nomeadamente uma condutividade térmica elevada [2].

A figura 2.13 mostra o formato da vela. O elétrodo lateral faz parte da secção do corpo da vela com rosca. A secção com rosca é a parte que está embebida no motor. Dependendo do tipo motor poderá ser utilizado um tipo de vela diferente. O tipo de vela diferente refere-se à vela poder ser do tipo frio ou do tipo quente [2]. As velas do tipo quente apresentam uma menor zona cerâmica em torno do elétrodo central, produzindo assim uma menor zona de dissipação de calor, pelo que a ponta da vela se manterá a uma maior temperatura.

Por sua vez as velas do tipo frio, comparando com as do tipo quente, pela figura 2.14, observa-se que a zona de cerâmica em torno do elétrodo central é consideravelmente maior, pelo que terá uma maior capacidade de dissipação de calor. No entanto e apesar de apresentarem uma temperatura inferior, as velas do tipo frio, têm a capacidade de eliminar possíveis resíduos que se formem durante o intervalo em que o motor esteja a trabalhar em baixa rotação [2]. As velas do tipo quente estão associadas a regimes de funcionamento mais baixos, ou seja, situações em que o motor funcione maioritariamente a baixa rotação. Por outro lado as velas do tipo frio têm maior utilidade em situações, nas quais, o motor funcione a rotações elevadas, durante a maior parte do tempo.

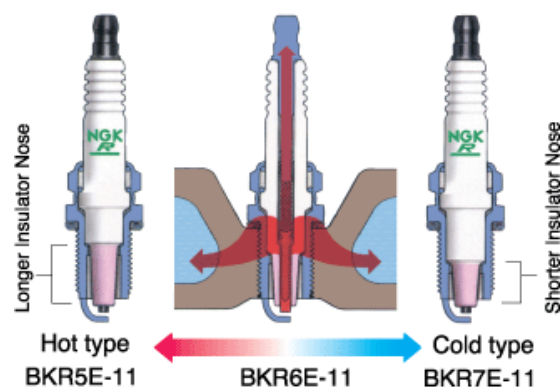


Figura 2.14 - Tipos de vela [15]

Na nomenclatura utilizada na figura 2.14, verifica-se que o valor central corresponde à variação da gama térmica da vela, sendo que um valor mais baixo corresponde à vela do tipo quente, e um valor mais alto é associado a uma vela do tipo frio [16].

A gama de temperatura ótima para o funcionamento das velas de ignição encontra-se entre os 500 °C e 850 °C (ver figura 2.15). A vela selecionada para cada tipo de motor deverá ter em conta os limites tanto inferior como superior, de funcionamento. No que diz respeito ao nível inferior, para baixas rotações, a vela selecionada deverá apresentar uma temperatura de funcionamento, superior a 500 °C de modo a que vela efetue a queima de resíduos que se depositem em torno do elétrodo central. Por outro lado, no nível superior, quando o motor se encontra em altas rotações, a vela deverá apresentar uma temperatura que não exceda os 850 °C, ou seja, mesmo que o motor esteja a temperatura elevada a vela deverá possuir capacidade de dissipação de calor, prevenindo que a temperatura ultrapasse o valor de 850 °C, pois a partir dessa temperatura a vela começa a se deteriorar [15].

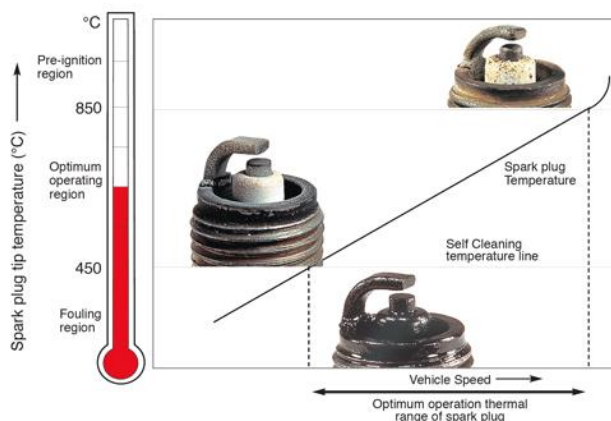


Figura 2.15 – Gama de funcionamento de uma vela de ignição [15]

### 2.7.2 Sistemas de geração da faísca

Depois da introdução à vela de ignição, segue-se agora a descrição das técnicas e mecanismos de induzir na vela de ignição uma tensão capaz de gerar um arco elétrico, casualmente designado por faísca.

A forma mais simples de se obter um sistema de ignição por faísca é recorrendo a um magneto. Um magneto ou bobine consiste essencialmente num núcleo magnético sobreposto por dois enrolamentos. O enrolamento do secundário é feito com fio mais fino que o do primário de modo que possui um número de voltas em torno do núcleo

cerca de 60 vezes maior que o do primário [2]. Ao motor estão acoplados um ou mais ímanes, que devido à rotação do motor induzem no núcleo da bobine um fluxo magnético variável. O fluxo magnético variável ao passar pela armadura irá induzir uma corrente no primário da bobine. A tensão gerada no primário não é suficiente para realizar a faísca entre os elétrodos da vela de ignição. Para atingir uma tensão suficientemente grande para vencer a distância entre os elétrodos o circuito de carregamento da bobine no primário é interrompido periodicamente, assim que o íman deixa de fazer contacto com o magneto, situação que surge com a rotação do motor, de modo que a tensão no primário passe para o enrolamento secundário da bobine. Dado que este segundo enrolamento possui um número de voltas muito superior ao primário, a tensão gerada no secundário alcança valores de 20 kV, valor este que permite a geração da faísca na vela de ignição. As velas de ignição são ligadas diretamente à saída da bobine [3] [17].

O sistema descrito anteriormente não é utilizado no mundo automóvel, no entanto e devido a gerarem a sua própria eletricidade, são fortemente encontrados em sistemas de pequenas dimensões, tais como geradores. Estes sistemas, não possuem bateria para alimentar a ignição (ver figura 2.16).

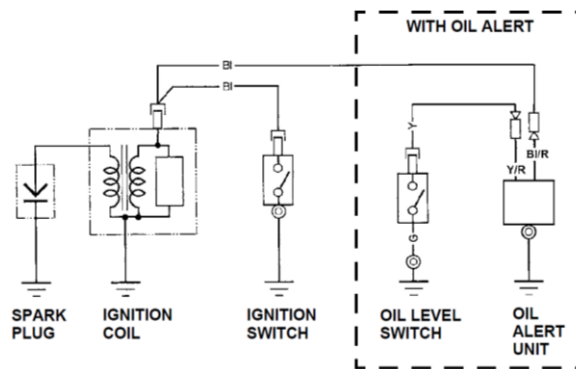


Figura 2.16 – Diagrama do sistema de ignição por magneto do motor Honda GC160 [18]

Uma outra técnica para gerar faísca é através do método com controlo do instante da faísca. Este método pode ser dividido em duas maneiras de controlar os tempos da faísca, nomeadamente a ignição com tempos controlados mecanicamente e a ignição elétrica.

### 2.7.2.1 Ignição controlada mecanicamente

O método convencional consiste na utilização conjunta de uma bateria, que permite uma fonte contínua, e de uma bobine (termo utilizado, no entanto este elemento está mais próximo de um transformador), para elevar a tensão entregue à vela. No caso da ignição controlada mecanicamente existe também um corpo denominado distribuidor (ver figura 2.17).

No tipo de ignição presente na figura 2.17 e tal como no sistema por magneto, é a bobine que faz elevar a tensão o suficiente para se dar o arco elétrico na vela. A diferença reside então no distribuidor, o qual é constituído por interruptores de contacto ou “platinados”. São os platinados que ao abrirem o circuito permitem a descarga elétrica. A abertura dos platinados ocorre com a rotação do motor, que por sua vez faz girar o veio central no interior do distribuidor, de modo que o rotor toque no cabo que transmite a tensão para a vela [2].

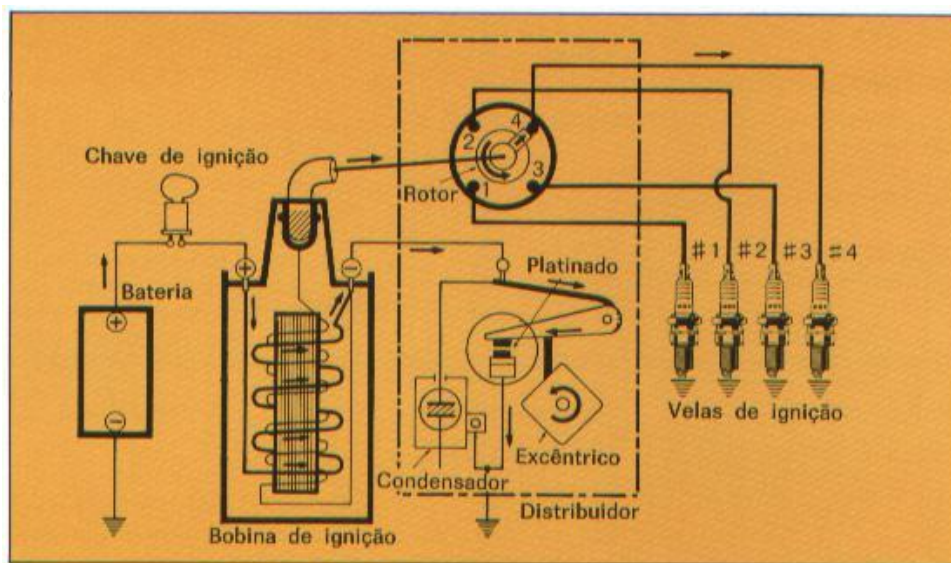


Figura 2.17 – Esquema de distribuição controlada mecanicamente [19]

Este mecanismo possui algumas desvantagens. Com o aumento da rotação o tempo sobre o qual o circuito se encontra fechado é menor, o que se traduz num menor campo magnético e por conseguinte a tensão transferida para as velas é menor [3]. Juntamente com esta desvantagem está associado também o desgaste dos platinados. Devido ao contínuo contacto do excêntrico (corpo responsável pela abertura do circuito) no platinado vão aparecendo folgas, que têm de ser ajustadas em intervalos regulares de modo a manter um bom funcionamento.

### 2.7.2.2 Ignição elétrica

Atualmente, e devido às desvantagens referidas na subsecção anterior, o método anterior caiu em desuso, aparecendo a ignição elétrica. Partindo do mesmo sistema, substituiu-se o distribuidor, passando o impulso enviado para a bobine a ser controlado pela centralina. O método de ignição elétrica (ver figura 2.18) recorre à unidade de controlo (centralina) para efetuar o envio do sinal que despoletará a transição da tensão acumulada no primário da bobine para o enrolamento do secundário da bobine e em seguida para a vela de ignição.

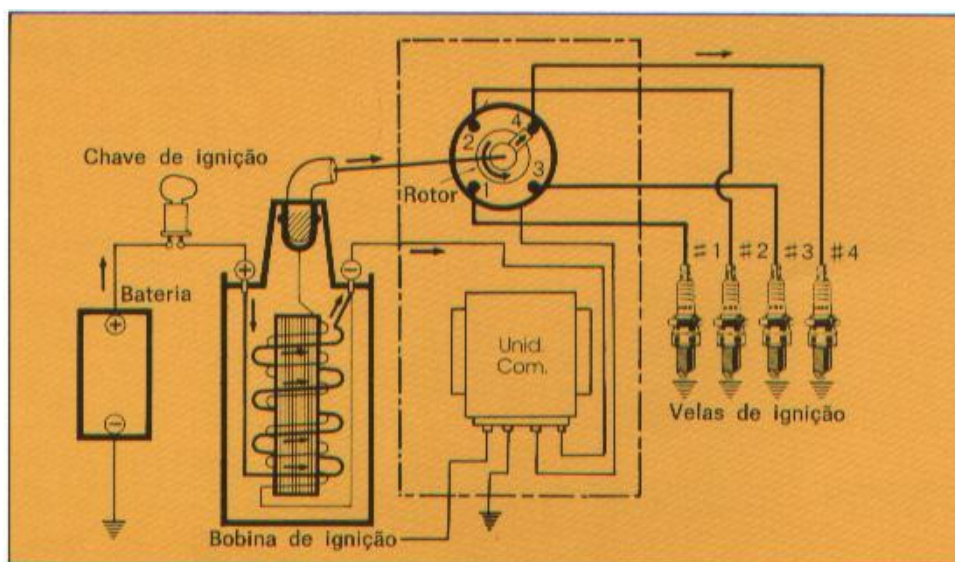


Figura 2.18 – Esquema de distribuição elétrica [19]

Este método veio trazer melhorias significativas. Permite eliminar o desgaste associado ao contacto entre o excêntrico e os platinados, facilitar o ajuste do avanço e melhorar a segurança da ignição a rotações mais elevadas. Este é o método atualmente encontrado nos automóveis [2].

Concluída a introdução aos métodos de geração do arco elétrico e consequente descarga elétrica na vela de ignição, resta agora referir como varia o avanço em relação à rotação do motor. O avanço está dependente da rotação, uma vez que, com o aumento da rotação o avanço deverá aumentar (ver figura 2.19) de modo que a que o momento no qual ocorre a faísca se mantenha no momento ideal, ou seja, o momento da faísca ocorra antes do PMS por fim a alcançar uma maior produção de trabalho. Com o

aumento da rotação do motor o período de um ciclo é menor, caso a faísca ocorra com avanço constante, o motor ao atingir uma rotação mais elevada, produzirá um nível de trabalho inferior, visto que a explosão ocorre fora do melhor instante [9]. O ponto ótimo do avanço para obter o melhor binário é explicado na secção 2.7.

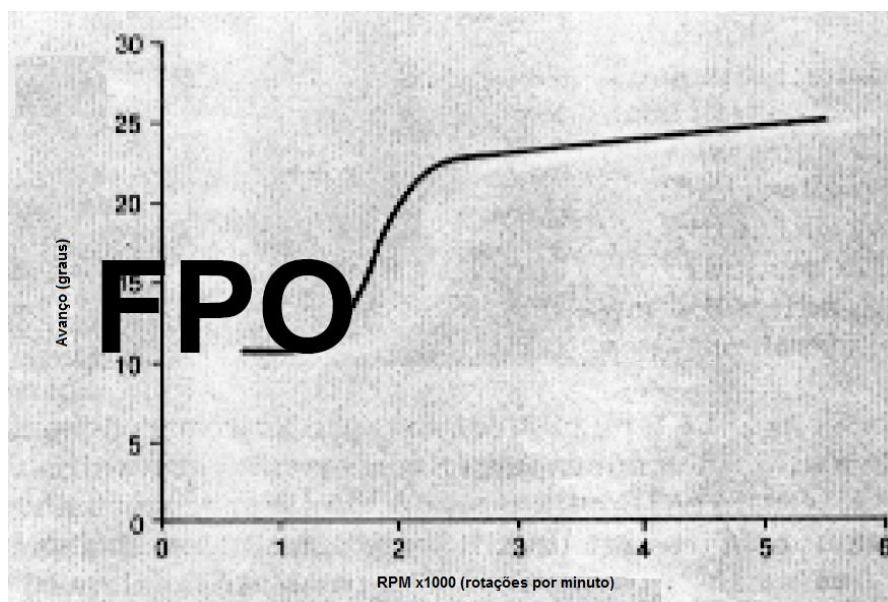


Figura 2.19 – Avanço em função da rotação [9]

## 2.8 Sensor de efeito de Hall

Para que a injeção e a faísca ocorram no instante desejado é necessário ter uma referência, neste caso o PMS, como explicado na secção 2.3. Assim, e de modo a determinar a posição do motor, é geralmente implementado um sensor denominado de sensor de efeito de Hall. Este sensor realiza uma medição recorrendo a uma roda dentada, na qual estão tipicamente presentes 36 - 1 dentes (ver figura 2.20), podendo no entanto apresentar outras configurações tais como 24 - 1. Em qualquer uma das situações o dente em falta irá ser utilizado pelo microcontrolador como ponto de referência, para fazer com que a injeção e a faísca ocorram um certo número de graus antes do ponto morto superior [20]. O sensor de Hall pode ter à saída dois valores, 0 ou Vcc, fornecendo um sinal fácil de processar.

Com isto quer-se dizer que após a passagem da falha do dente, irá passar um mínimo de graus até se chegar o PMS. No entanto, o objetivo é que após a falha do dente a faísca ocorra antes de se chegar ao PMS. Assim, tipicamente refere-se que o avanço deverá ser x graus antes do PMS.



Figura 2.20 – Roda dentada, assinalando a falha do dente e o sensor de Hall

Dizer-se que o avanço é de  $x$  graus antes do PMS, significa que após a falha de dente, detetada pelo sensor de hall, faltam  $x$  graus até se chegar o PMS. Uma vez que o pretendido é fazer o disparo antes do momento crucial, o impulso transmitido pelo processador para a bobine deverá ocorrer entre estes dois momentos. Com esta informação é possível variar o instante no qual ocorre a faísca, permitindo assim um maior controlo sobre o motor. É possível aumentar ou diminuir a potência do motor ajustando o instante do disparo.

Na figura 2.21 observa-se que com o aumento do “avanço”, ou do número de graus em relação ao PMS, é possível incrementar o binário. Este aumento é possível até um determinado valor. O ponto onde o binário é máximo é denominado de MBT (*Maximum Brake Torque*). Uma vez atingido este ponto, o aumento do avanço não irá produzir mais torque, mas sim uma diminuição do mesmo. A justificação para este acontecimento é explicada no ciclo de Otto. Uma vez que para produzir mais trabalho (e binário), a explosão deverá ocorrer algum tempo antes do segundo ciclo terminar, se o avanço for demasiado a explosão ocorrerá no movimento ascendente do pistão, o qual estará na segunda etapa, ou seja, na etapa de compressão da mistura. Assim, a explosão terá início muito antes do pistão atingir a transição para a terceira etapa, pelo que o trabalho estará a ser desperdiçado [8].

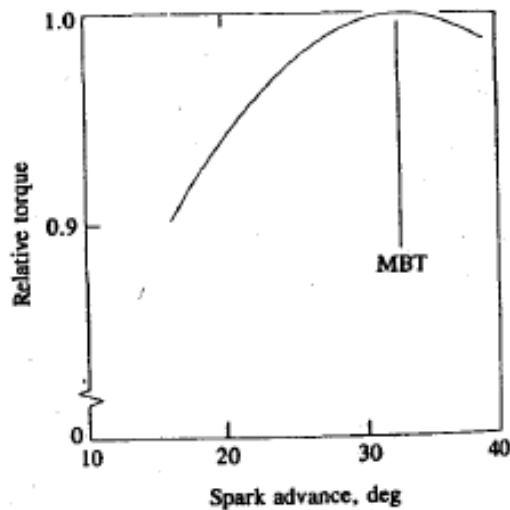


Figura 2.21 – Binário em função do avanço [8]

Assim conclui-se a revisão de bibliografia relativa à parte do funcionamento de um motor de combustão interna. Na secção 2.8 serão abordados os compensadores. Estes compensadores têm a finalidade da regulação do parâmetro da frequência do gerador elétrico. O compensador atua sobre o motor de combustão interna, recorrendo a valores obtidos no ciclo anterior.

## 2.9 Compensadores utilizados para regular um motor de combustão interna

Introduzir-se-á agora o esquema para estimar o compensador. Será introduzido o compensador PID (*proportional-integral-derivative*).

O compensador ou controlador PID é um método de controlo frequentemente utilizado em sistemas de 2ª ordem. Duma forma muito sintetizada, o sistema calcula o erro entre um valor de referência, previamente estabelecido, e o valor real lido pelo sistema e com base no resultado aplica uma correção através das componentes P – *proportional*, I – *integral* e D – *derivative*. A figura 2.22 ilustra o diagrama de blocos do controlador PID.

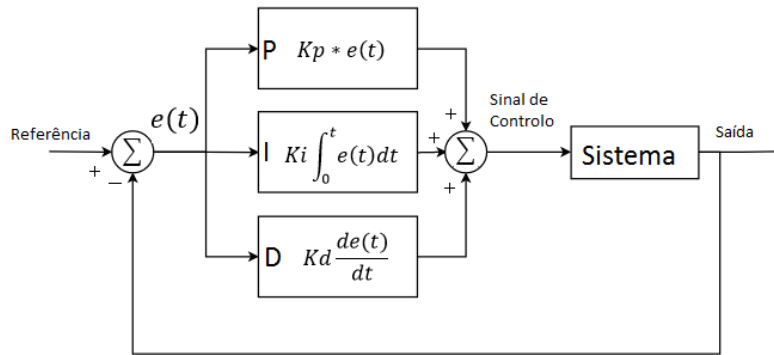


Figura 2.22 – Diagrama de blocos de um controlador PID

Com base no diagrama da figura 2.21 retira-se a equação do sinal de controlo:

$$Sinal_{de\ controlo} = Kp * e(t) + Ki \int_0^t e(t)dt + Kd \frac{d e(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (2.1) permite obter a função de transferência do compensador (2.2):

$$e(s) = Kp + \frac{Ki}{s} + Kd s = \frac{Kd}{s} \left( s^2 + \frac{Kp}{Kd} s + \frac{Ki}{Kd} \right) \quad (2.2)$$

A equação (2.2) apresenta a função de transferência para o compensador PID. Para situações em que o compensador apresente só uma ou duas componentes, como é o caso do compensador PI, a função (2.2) é escrita da seguinte forma:

$$e(s) = Kp + \frac{Ki}{s} = \frac{Kp}{s} \left( s + \frac{Ki}{Kp} \right) \quad (2.3)$$

O desenvolvimento do compensador, apresentando os cálculos e os respetivos diagramas de blocos, será introduzido na secção 3.4.2.

## 2.10 Unidade central de controlo – Centralina

O sistema responsável por interligar o funcionamento do sistema de injeção com o sistema de ignição consiste numa unidade central de processamento que regula os parâmetros do motor, garantindo um funcionamento fluído e eficaz. Como referido na secção 2.4.4 a centralina recolhe os valores de vários sensores espalhados pelo motor, e estima a partir desses valores qual é o melhor valor de combustível a injetar e o momento para ocorrer a faísca.

Ao nível automóvel a centralina é produzida pelas marcas, as quais não divulgam o seu conteúdo. Contudo existem no mercado centralinas produzidas por outras empresas e nas quais é possível implementar o controlo de um motor de combustão interna.

Um exemplo é a centralina Megasquirt II [3] (ver figura 2.23), a qual é utilizada em diversos projetos do ramo automóvel, nomeadamente projetos de carros para rali. O seu custo ronda os 370 € [21]. Dadas as suas características esta centralina permite o controlo do motor de combustão interna, tal como uma centralina produzida pela marca oficial do veículo, contudo permite a manipulação e ajuste dos parâmetros de funcionamento do veículo. É também utilizada em projetos académicos para controlo de motores de menor dimensão [3].



Figura 2.23 - Exemplo de uma centralina Megasquirt disponível no mercado [21]

## Conclusão

No capítulo 2 fez-se a revisão da bibliografia sobre os motores de combustão interna, referindo os principais componentes constituintes do motor e o seu ciclo de funcionamento. Posteriormente introduziram-se as partes do motor responsáveis pela injeção de combustível e ignição. Descreveu-se ainda o sensor de Hall, elucidando os aspetos principais do seu funcionamento. Finalmente apresentou-se o compensador PID e por último abordou-se exemplos de centralinas disponíveis no mercado.

## 3 Projeto do controlador eletrónico de um motor de combustão interna

Neste capítulo faz-se o projeto do controlo eletrónico do motor Honda GC160 para regular a frequência de um gerador elétrico. Na primeira secção descreve-se o funcionamento do motor, na segunda secção projetam-se os circuitos de monitorização e comando do controlo eletrónico e na terceira secção é descrito o controlo eletrónico do motor de combustão interna.

### 3.1 Descrição do motor Honda GC160 e gerador

Esta primeira secção será disposta em duas subsecções. Na primeira será introduzido o motor de combustão interna e na segunda secção será abordado o gerador elétrico.

#### 3.1.1 Características do motor de combustão interna

O motor escolhido para o projeto foi o Honda GC160 (Figura 3.1). É um motor de combustão interna e apresenta um funcionamento a 4 tempos, não dispondo de um sistema de arrefecimento a água (como, por exemplo, acontece nos automóveis). Neste tipo de motor o arrefecimento é conseguido por circulação de ar, que provem da própria rotação do motor, gerando um fluxo de ar que arrefecer o motor.



Figura 3.1 – Motor Honda GC160 [22]

O motor Honda GC160 apresenta um diâmetro do cilindro de 64 mm e um curso do cilindro de 50 mm, traduzindo-se num volume (ou “cilindrada”) de 160 cm<sup>3</sup>. Este motor

consegue produzir, aproximadamente, uma potência de 4,6 hp ou 3.4 kW às 3600 rpm, enquanto o binário máximo é de 9,4 Nm, ocorrendo às 2500 rpm, como pode ser observado na figura 3.2 [22].

A nível de armazenamento de combustível, o motor em questão contém um reservatório com a capacidade de 1,8 L. A faísca é conseguida através do sistema de geração de faísca por magneto. Este motor pesa aproximadamente 11,5 kg [22].

O motor recorre ao carburador como mecanismo de injeção de combustível. O funcionamento do motor baseia-se no funcionamento descrito na secção 2.3. A injeção de combustível para a câmara de combustão ocorre uma vez a cada duas voltas do motor, durante a etapa de admissão. Visto que a válvula de admissão está fechada durante as três etapas seguintes, o vácuo que se cria devido ao movimento do pistão não admite ar, e portanto o combustível no carburador não é sugado durante as restantes etapas, o que se traduz num consumo de 1,5 L/h, valor fornecido pelo fabricante.

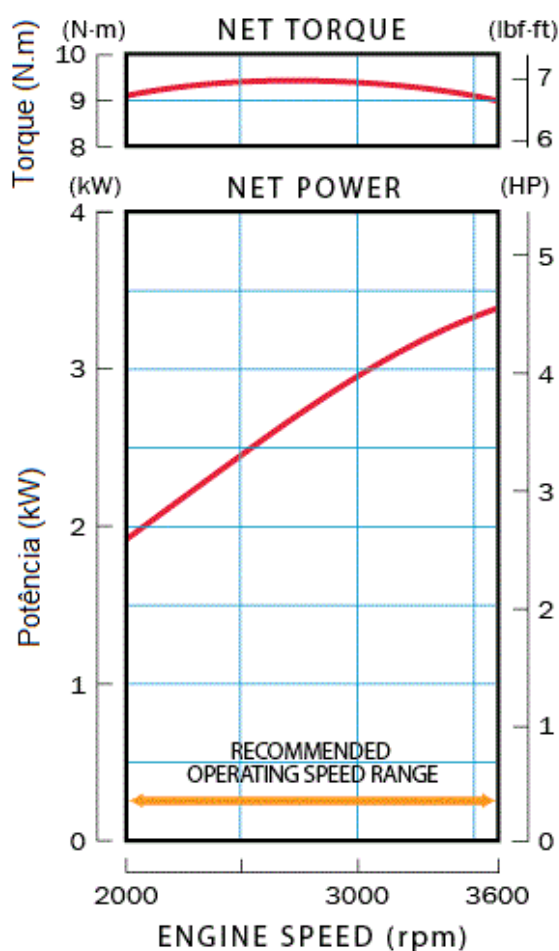


Figura 3.2 – Torque e potência para o motor Honda GC160 [adaptado de 22]

O motor Honda GC160 apresenta algumas características particulares que o diferenciam dos motores de combustão interna convencionais. Através da figura 3.3 podemos ver mais facilmente essas diferenças.

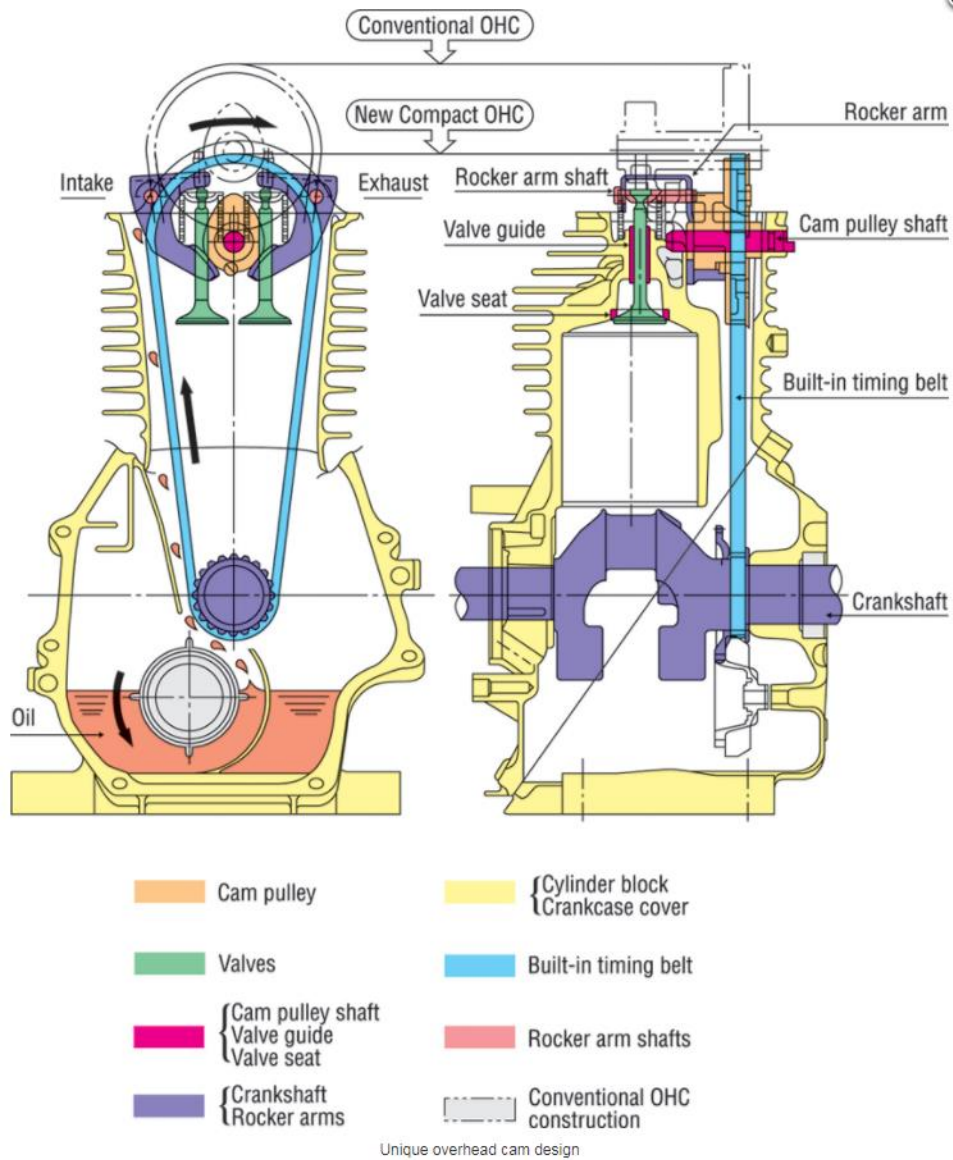


Figura 3.3 – Esquema do sistema OHC compacto do motor Honda GC160 [22]

A primeira diferença reside no facto do movimento ser comandado por um sistema compacto de OHC – Overhead Camshaft. Este sistema permite a abertura e fecho das válvulas nos tempos corretos, como nos restantes motores de combustão interna, no entanto a particularidade reside no facto de a árvore de cames estar colocada, não acima das válvulas mas sim, ao mesmo nível das válvulas, permitindo diminuir a dimensão do motor, tornando-o mais compacto.

A outra característica que diferencia este motor é que a correia de distribuição, está colocada no interior do motor e não no exterior, onde usualmente é colocada [22].

Conhecendo as principais características do motor GC160 que foi utilizado, para os testes, é importante descrever o gerador usado para a produção de energia elétrica através do trabalho realizado pelo motor de combustão interna.

### 3.1.2 Geração de energia a partir de um motor de combustão interna

Os geradores de energia elétrica a partir de um motor de combustão interna (comumente designados de “geradores”) têm grande utilidade em zonas remotas onde não existe eletricidade, ou em zonas em que existe eletricidade mas ocorrem interrupções no fornecimento e há necessidade em manter o fornecimento de eletricidade. Situações que se verificam, principalmente, em instituições que não podem ficar sem eletricidade, nomeadamente os hospitais.

No caso acima mencionado, o gerador normalmente apresenta uma capacidade de potência relativamente elevada, com valores acima dos 150 kW de potência. No caso dos geradores de pequeno porte, que foram o objeto de estudo neste projeto a potência é de baixo valor, no caso concreto era de 2,2 kW, o que representa um valor bastante inferior quando comparado com os geradores usados em sistemas de emergência.

O gerador utilizado neste projeto está representado na figura 3.4, sendo um gerador síncrono, apresentando dois pólos. O gerador consegue, (como foi referido anteriormente), gerar uma potência de 2,2 kW, e é normalmente utilizado para alimentar aparelhos de pequeno “porte”, tais como um berbequim, uma serra circular, iluminação, etc. A energia transmitida para o gerador, é proveniente do motor de combustão interna Honda GC160.



Figura 3.4 – Gerador utilizado com o motor Honda GC160

No gerador é necessário controlar a tensão e a frequência, que têm de ser compatíveis com a tensão e frequência dos aparelhos que vai alimentar. Neste caso o gerador produz às 3000 rpm, uma tensão de 230 V com uma frequência de 50 Hz, podendo atingir uma corrente de 9,5 A.

Depois de terminada esta explicação sobre o motor e o gerador do projeto, dar-se-á agora início ao projeto dos circuitos elétricos que irão atuar sobre a injeção e a faísca, para transformar o controlo do motor de combustão interna em eletrónico. Antes de iniciar a secção do controlo, será abordado na secção seguinte o esquema geral do controlo eletrónico sobre o motor de combustão interna, como objetivo a alcançar as metas referidas neste parágrafo.

### 3.2 Esquema geral de controlo elétrico do motor de combustão interna

Conhecido o motor de combustão interna e o gerador utilizado no projeto, resta agora perceber como foi ser efetuado o controlo elétrico do motor. O trabalho do motor de combustão interna envia a energia através de um veio ao gerador elétrico, que produz nos terminais de saída uma tensão AC de 230 V à frequência de 50 Hz. Os valores de tensão e frequência resultantes da geração da energia elétrica, têm de ser mantidos com e sem carga, garantindo o funcionamento correto dos aparelhos ligados ao gerador. Assim foi implementado um controlador eletrónico (ver figura 3.5) que garanta que o valor da tensão e da frequência se mantinham estáveis. O controlador teve por referência o valor da frequência de 50 Hz e a partir daí regulou-se motor de combustão interna, aumentando a admissão de ar e o débito de combustível se a frequência diminuísse e aplicava o processo inverso, ou seja, diminuía a quantidade de combustível injetado e de ar admitido caso a frequência do gerador aumentasse.

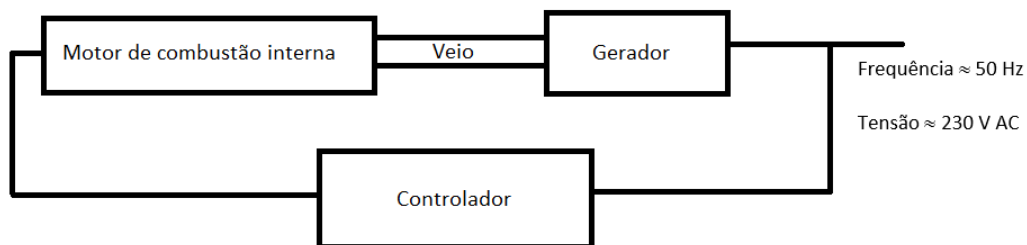


Figura 3.5 – Esquema de controlo do motor com base na saída do gerador

### 3.3 Projeto dos circuitos elétricos de monitorização e comando do motor

Nesta secção descreve-se o processo de projeto dos circuitos de condicionamento de sinal dos sensores, responsáveis pela aquisição dos valores indicativos do funcionamento do motor de combustão interna e que foram utilizados para comandar e controlar o motor. O circuito elétrico foi desenvolvido no software Kicad, a partir do qual se construiu a placa PCB (*printed circuit board*). O software Kicad foi apenas utilizado para a criação das placas.

#### 3.3.1 Placa com os circuitos de condicionamento dos sensores e acionamento da bobine e injetor

A placa foi projetada de modo a permitir atenuar o ruído eletromagnético proveniente do arco elétrico. Como a bobine gera radiação eletromagnética, optou-se por colocar um plano de massa na face superior e um plano de +5 V na face inferior, produzindo assim um efeito capacitivo, o que permite atenuar algum ruído. Juntamente com esta solução introduziram-se entre o plano de massa e o plano +5 V dois condensadores de 0,1  $\mu\text{F}$ , para aumentar o efeito de filtro capacitivo (ver figura 3.6).

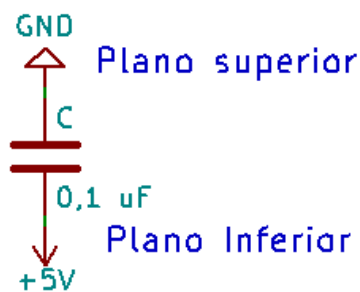


Figura 3.6 – Circuito de filtro capacitivo

Desenharam-se as ligações da placa ao processador Arduino de modo a facilitar o encaixe do Arduino diretamente à placa. Para isso recorreu-se ao esquema ( ou uma “shield”) que continha a furação exatamente nas posições dos pinos do Arduino, de modo que o microcontrolador assente diretamente na placa. Assim ficou-se com o circuito global (ver figura 3.7) que engloba os circuitos de condicionamento dos sensores e os circuitos para acionamento da bobine e injetor. Na figura 3.7 tem-se a secção dentro do tracejado azul, a qual, corresponde a shield para facilitar o encaixe no microcontrolador. Dentro da secção a vermelho tem-se os circuitos de acionamento da bobine e do injetor. O circuito de regulação de tensão para permitir obter uma tensão de

5 V encontra-se dentro da zona amarela. Finalmente tem-se entre a secção a vermelho e a secção a amarelo os circuitos de condicionamento dos sensores.

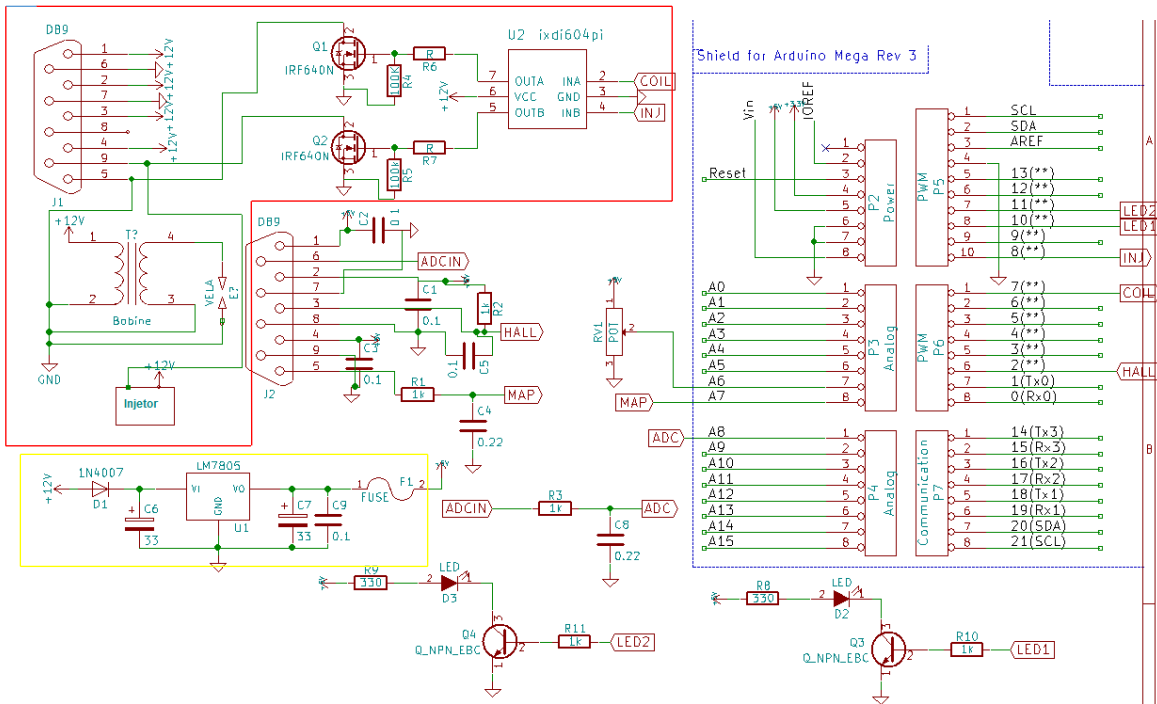


Figura 3.7 – Circuito global

Ainda dentro do *software* KiCad converteu-se o esquemático do circuito, para PCB (ver figura 3.8), com o objetivo de fabricar a placa.

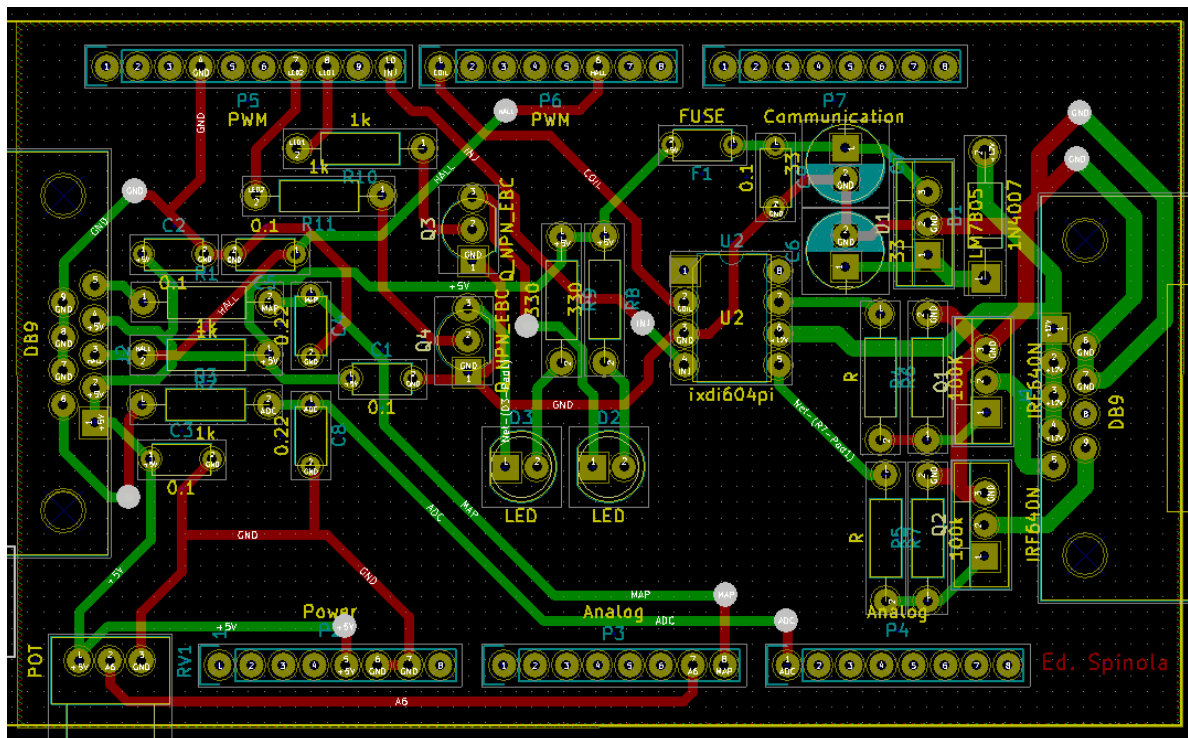
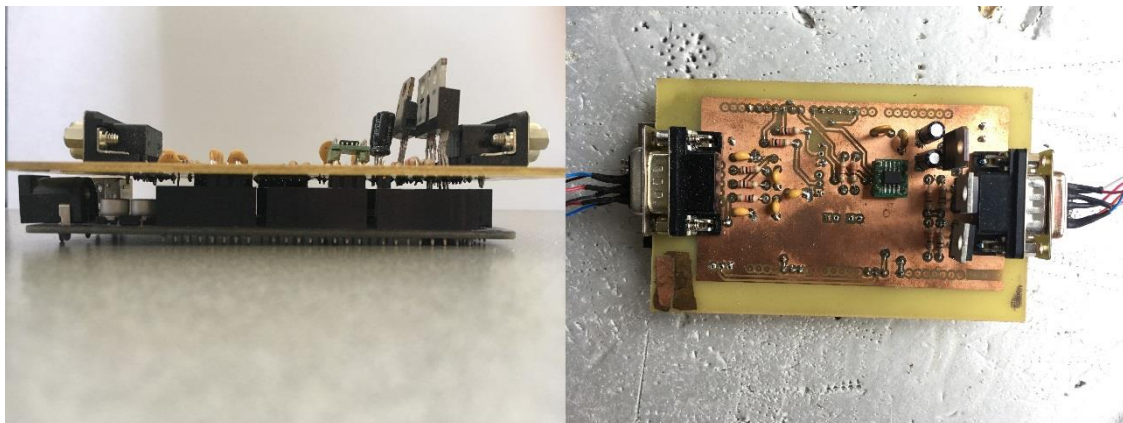


Figura 3.8 – Circuito PCB

Após a elaboração do esquemático e do circuito em versão PCB, criou-se a placa de circuito impresso, com dupla face. A figura 3.9 a), mostra uma visão lateral da placa colocada no processador Arduino e a figura 3.9 b) permite ter uma visão do plano superior da placa.



a) b)  
Figura 3.9 – a) Circuito final vista lateral; b) vista de cima

A alimentação desta placa era feita através de uma fonte de alimentação que fornecia 12 V. Esta tensão era entregue à bobine e ao injetor através de dois fios ligados a um conector “DB9”. Além desses dois componentes era ainda entregue a tensão de 12 V a um regulador (LM7805) de modo a converter a tensão para 5 V. Essa tensão era usada para alimentar o ARDUINO e os sensores. O circuito associado ao regulador, presente na figura 3.10, era constituído por um diodo (1N4007) para evitar a inversão da corrente, por um condensador de 33  $\mu\text{F}$  no lado da alimentação e por dois condensadores de 33  $\mu\text{F}$  e 0,1  $\mu\text{F}$  no lado da tensão de saída.

Estes condensadores foram usados para filtrar a tensão de saída. No final da ligação introduziu-se um fusível (do tipo *resettable fuse*) de 0,5 A, de modo a proteger o restante circuito e o microcontrolador (ver figura 3.10).

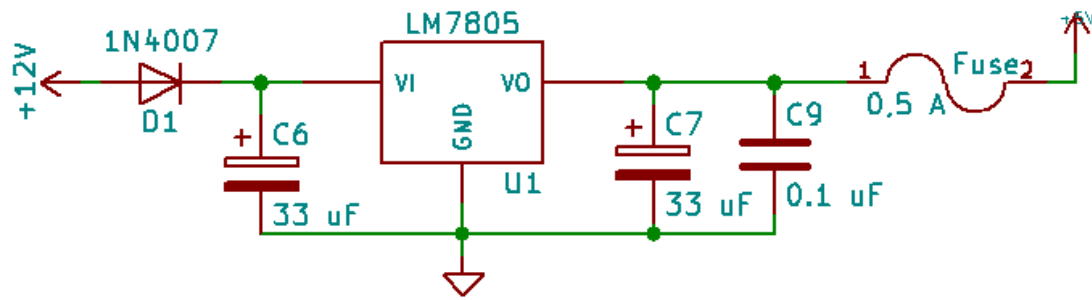


Figura 3.10 – Circuito de regulação de tensão

Para alimentar os sensores acrescentou-se um segundo conector DB9, separando os circuitos de tensão mais elevada (12 V) dos circuitos de baixa tensão (5 V). A ligação foi efetuada apenas ligando os fios dos sensores MAP e Hall ao conector.

### 3.3.2 Circuitos de condicionamento dos sinais dos sensores

Como referido na secção 2.8, o sensor de Hall pode ter à saída dois valores, 0 ou Vcc, fornecendo um sinal fácil de processar [23]. No caso em estudo, utilizou-se o sensor de Hall 55505. Neste sensor a leitura dos valores, ou mais concretamente, do tempo entre dentes, era obtida através de interrupções no microcontrolador que ocorreram a cada transição descendente do sinal (*falling edge*). O sensor utilizado apresenta uma tensão nula com a passagem do dente, ou seja, a tensão vem a zero a cada passagem de dente e uma tensão positiva (Vcc) na ausência de dente (ver figura 3.11). No microcontrolador quando ocorria uma transição da tensão Vcc para 0 V, era considerada a interrupção do tipo *falling edge*, e nesta situação era despoletada uma sequência de operações no microcontrolador (explicada com mais detalhe na secção 3.4.1). Uma vez concluída a sequência de operações, o programa aguarda uma nova chamada da interrupção.

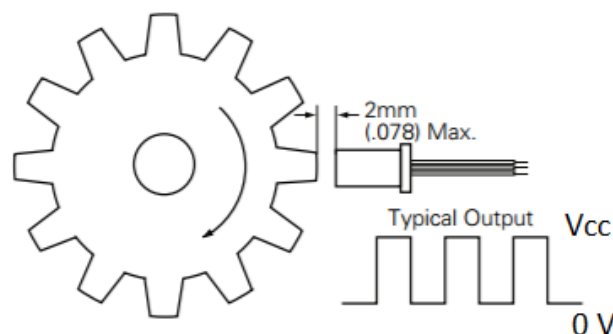


Figura 3.11 – Exemplo do sinal do sensor de HALL [adaptado de 23]

O circuito implementado (ver figura 3.12) era bastante simples. Utilizava-se uma resistência de *pull-up* com o valor 1 k $\Omega$ , entre os 5 V e o *output* com o sinal a ser enviado para o microcontrolador. Uma vez que a tensão à saída do sensor não atingia efetivamente os 5 V, a resistência garantia assim que o valor atingia os 5V.

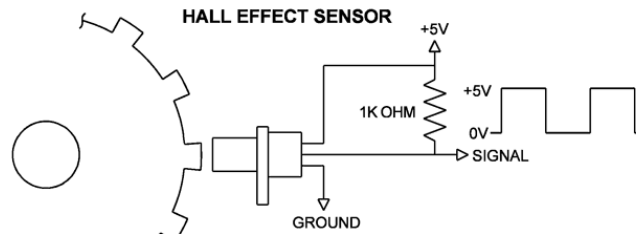


Figura 3.12 – Circuito implementado sobre o sensor de HALL [24]

O outro sensor implementado foi o sensor MAP (figura 3.13), o qual possui uma resolução de 230 kPa. Este não requer nenhum circuito adicional, pelo que apenas se conectaram os pinos um, dois e três, que correspondem à alimentação, *output* e GND. O sensor MAP era responsável pela leitura da pressão no coletor de admissão, fornecendo valores em kPa. O valor *vac2* utilizado na equação corresponde ao valor lido pelo sensor (entre 0 e 1023) convertido para um valor entre 0 e 5 V. Uma vez realizada esta conversão, o valor *vac* era obtido através da equação (3.1), obtida através do datasheet do sensor.

$$vac = ((vac2 + 0,2) * 50) \quad (3.1)$$

Este valor era depois utilizado pelo microprocessador para estimar, juntamente com o valor da rotação, a quantidade de combustível a injetar.

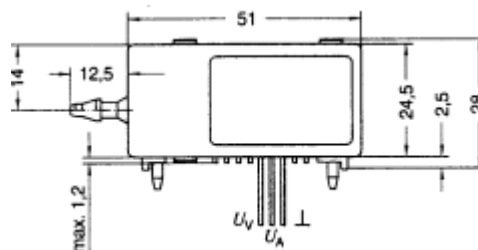


Figura 3.13 - Ligações do sensor MAP [25]

### 3.3.3 Circuitos de acionamento da bobine e do injetor

Os circuitos de acionamento permitem ativar a bobine e o injetor, ativando respectivamente, a geração do arco elétrico da vela de ignição e a injeção de combustível.

À bobine era aplicada uma tensão de 12 V que fazia carregar a bobine durante um intervalo de tempo, de modo a que a corrente atinga o valor nominal, dado pela equação (3.2):

$$I = \frac{1}{L} \int v dt \quad (3.2)$$

Ao abrir o circuito de alimentação da bobine, a tensão nos terminais da vela de ignição é dada pela equação (3.3), donde se retira que a tensão é proporcional à derivada da corrente em função do tempo. O valor da tensão atingia valores na ordem dos 20 kV, resultando numa tensão suficientemente elevada para vencer a distância entre os elétrodos, produzindo um arco elétrico (faísca) que resultava da descarga da energia acumulada na bobine.

$$v = L \frac{dI}{dt} \quad (3.3)$$

No caso do injetor, ocorria a injeção de combustível quando a tensão transitava dos 12 V para 0 V, mantendo-se a injetar durante a permanência em 0 V, terminando a injeção no instante em que a tensão transita-se para o valor de 12 V.

Tendo por base os aspetos mencionados, desenvolveu-se o circuito esquematizado na figura 3.14. Este circuito era constituído pelo driver IXDI604pi [26], de modo a aumentar a corrente fornecida pelo microcontrolador ATMEGA2560, e uma resistência de 330  $\Omega$  para o sinal à saída do *driver* que seguiu para a *gate* do MOSFET IRF640N. Acrescentou-se ainda uma resistência de 100 k $\Omega$  entre a *gate* e a *source* do MOSFET para garantir que a transição da tensão de 0 V para 12 V fosse praticamente instantânea, prevenindo assim que o MOSFET permanecesse muito tempo na zona ativa, o que se traduzia num menor aumento de temperatura. A *source* era ligada a 0 V, enquanto o dreno era ligado a um dos pinos da bobine.

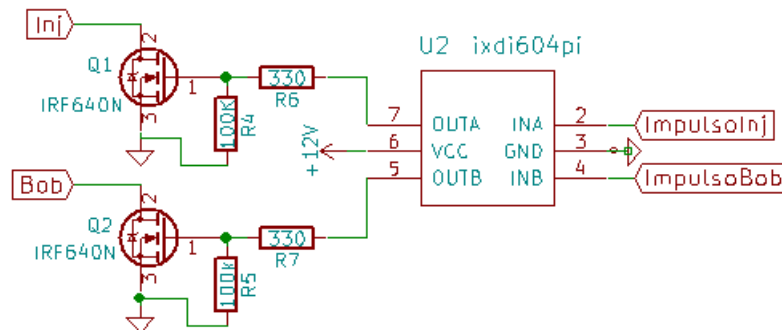


Figura 3.14 – Circuito de ligação da bobine e injetor

Uma vez que o *driver* possuía dois ramos, replicou-se o circuito no segundo ramo, sendo este implementado da mesma maneira e conectado ao injetor.

### 3.3.4 Circuito de acionamento do servomotor

O servomotor sg90 [27] acoplado ao microcontrolador Arduino Uno não necessita de componentes adicionais. Servo motor está fixado ao veio que suporta a borboleta, permitindo assim a regulação da abertura da borboleta, e por conseqüente o controlo do fluxo de ar admitido para o motor. A ligação entre o servomotor e o Arduino está demonstrada na figura 3.15. O servo motor era ligado aos 5 V através do fio vermelho, ao *ground* através do fio cinzento e o sinal era enviado para o servomotor através do fio laranja, ligado a um pino digital do Arduino.

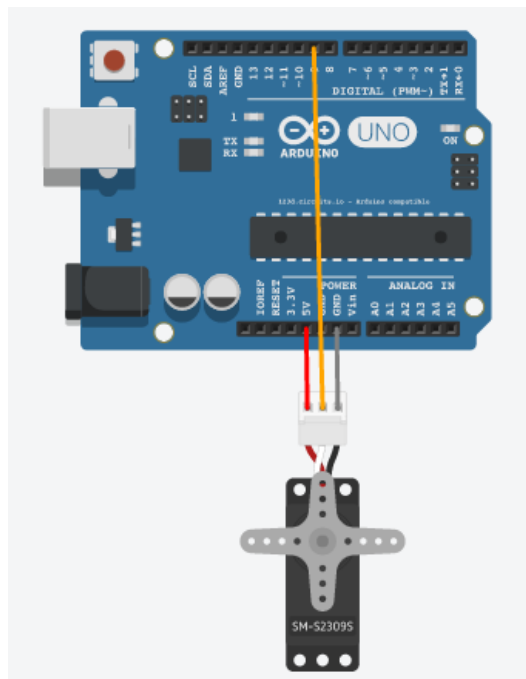


Figura 3.15 – Ligação do servomotor ao processador Arduino Uno [27]

### 3.4 Controlo electrónico do motor de combustão interna

Nesta secção projetar-se-á o software com os algoritmos de controlo do motor de combustão interna acoplado a um gerador eléctrico.

#### 3.4.1 Desenvolvimento do software

O projeto do software encontra-se dividido em duas partes. A primeira, foi implementada num microcontrolador Arduino ATMEGA2560, era responsável pela aquisição dos valores do sensor de HALL e do sensor de vácuo (MAP) e com base nesses valores efetuava o controlo da faísca e do combustível, aplicados no motor (ver figura 3.16).

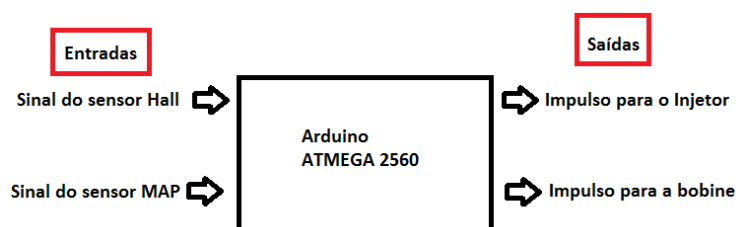


Figura 3.16 – Sinais de entrada e de saída para o microcontrolador Arduino ATMEGA2560

A segunda parte foi implementada num Arduino Uno. Este segundo microcontrolador tinha como função controlar a borboleta de entrada de ar, permitindo maior ou menor fluxo de ar, em função da rotação do motor dada pelo sensor de Hall (ver figura 3.17). A separação do software em dois microcontroladores, deve-se ao facto de o microcontrolador Arduino ATMEGA2560 não conseguir efetuar corretamente o controlo da faísca e da injeção, e simultaneamente comandar o servo para abertura da entrada de ar.

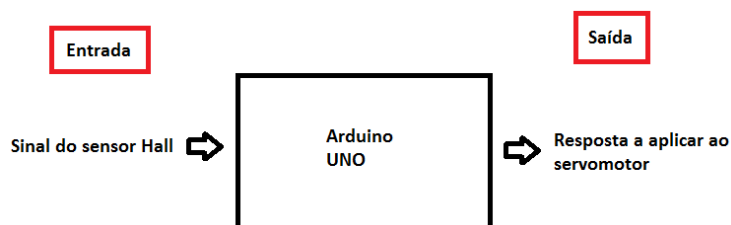


Figura 3.17 – Sinal de entrada e saída para o processador Arduino UNO

Relativamente ao *software* implementado sobre o microcontrolador Arduino ATMEGA2560, está dividido em 3 partes. A primeira função era o ciclo *loop*, a que

correspondia a função que estava constantemente a correr, a segunda correspondia às funções que eram evocadas dentro do ciclo principal aquando da deteção da falha do dente e a terceira parte estava associada à função *toothcount*, que era chamada a cada transição descendente da leitura do sensor de Hall, ainda dentro da função *toothcount* quando fosse detetada a falha do dente, era ativada uma *flag* “go = 1” de modo a que fosse efetuada a transição para as funções correspondentes à segunda parte do *software*. Relativamente ao tipo de interrupção utilizado, optou-se por recorrer à interrupção do tipo *falling-edge*, ou seja, quanto passar um dente, em frente ao sensor, assim que o dente surgir, a tensão baixa de 5 V para 0 V surgindo a transição descendente ou *falling-edge*. A função *toothcount* era importante pois o restante código estava dependente do bom funcionamento dessa função, na medida em que o cálculo da rotação e a entrada para o ciclo principal a cada volta era ativado através desta função, como será explicado mais pormenorizadamente em seguida.

O fluxograma da função *toothcount*, está representado na figura 3.18. A cada chamada da função *toothcount*, guardava uma variável tempo de dente atual *toothActualTime*, com o valor atual da função micros (a que corresponde o tempo em microssegundos, que o microcontrolador conta desde que se inicia o programa).

No caso do arranque do motor implementou-se a condição de verificação se o *toothTime = 0?* de modo a evitar situações indesejadas, tais como múltiplas faíscas e injeções. Caso se verifica-se o arranque, o tempo do dente anterior passava a ser igual ao tempo de dente atual para evitar uma diferença muito grande no cálculo do tempo de dente.

O cálculo do tempo de dente *toothTime* era a diferença entre o tempo de dente atual e tempo do dente antigo *toothOldTime*. O passo seguinte consiste em verificar se o *toothTime* era maior que o *toothTimeRef*, o que só deveria ocorrer apenas a cada volta do motor, associada a uma situação de falha do dente. Caso se verifique a condição, são atualizadas as variáveis *toothTimeRef* e *toothOldTime* e termina assim a chamada da função *toothcount*, caso a verificação dê negativa apenas são atualizadas as variáveis *toothTimeRef* e *toothOldTime* e o programa termina sendo evocado na próxima interrupção.

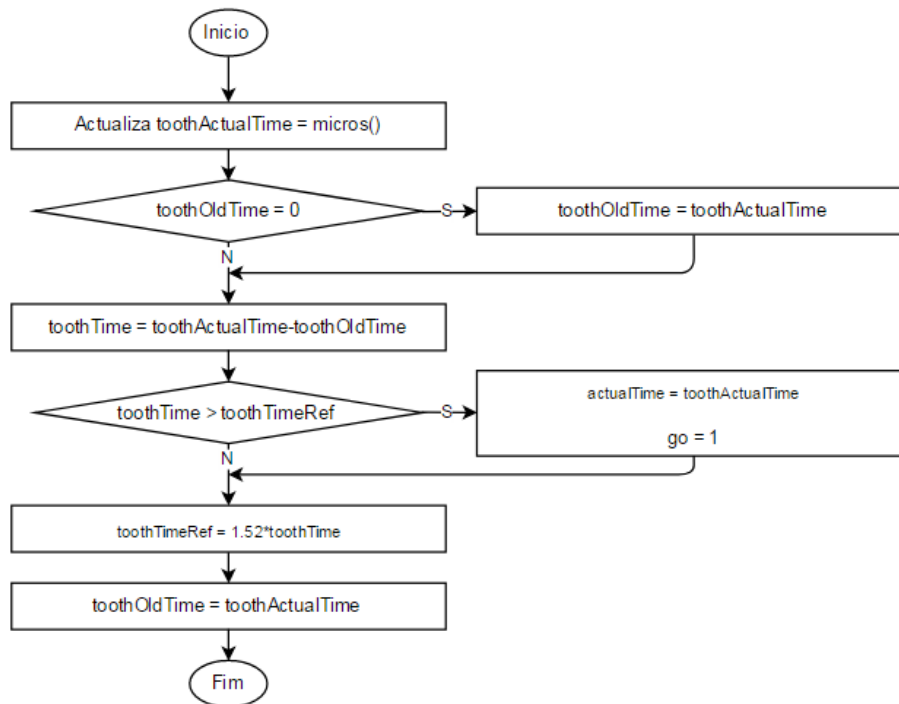


Figura 3.18 – Fluxograma da função *Toothcount*

Foram definidas a função *rpmToPhase* e a função *fuelCalc*. A primeira função como o nome sugere, teve por finalidade a conversão da rotação (em rotações por minuto) para uma fase (*Phase*) dada em graus, a que correspondia o avanço da ignição. A segunda função estima através de um método de interpolação bi-linear a duração do impulso atribuído ao injetor.

A função *rpmToPhase* segue o fluxograma presente na figura 3.19. A função iniciava-se com a verificação do valor em relação ao último valor da matriz *mapSensor*. Se o valor fosse igual ou superior era atribuído ao *finalDPSValue* o último valor da matriz *diffPSensor*. Logo de seguida verificava-se o outro extremo da matriz, neste caso o valor mais baixo. O procedimento era igual, se o valor fosse igual ou menor ao valor mínimo da matriz *mapSensor* era atribuído o menor valor da matriz *diffPSensor* ao *finalDPSValue*.

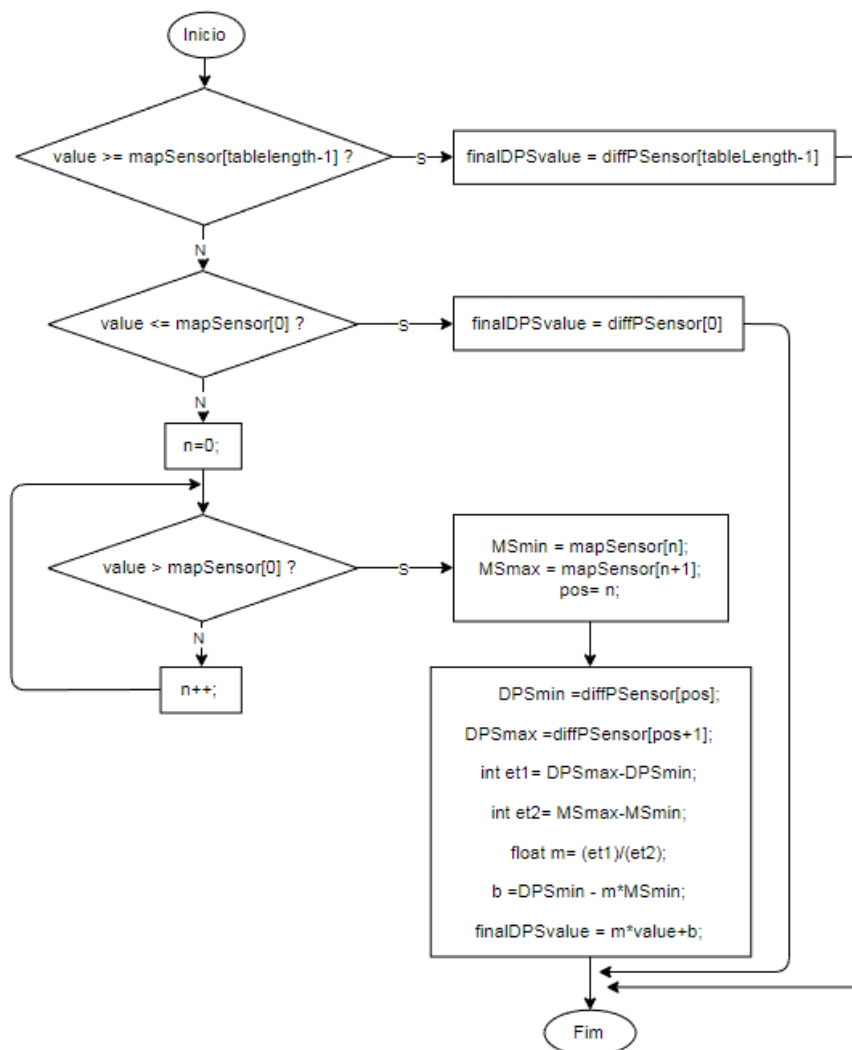


Figura 3.19 – Fluxograma da função *rpmToPhase*

A figura 3.20 apresenta as matrizes *MapSensor* e *diffPSensor*. A cada posição da matriz *mapSensor* corresponde uma mesma posição na matriz *diffPSensor*.

```

//Mapa Avanço da Faisca
const int mapSensor[] = {200, 800, 1000, 2000, 3000, 4000, 5000,6000,7000,10000}; // RPM
const int diffPSensor[] = {18, 18, 19 , 20, 21 , 20 , 20, 20, 20, 20}; // Avanço
  
```

Figura 3.20 – Excerto do código das matrizes relativas a função *rpmToPhase*

Sendo o valor *value* diferente dos valores dos extremos da matriz *MapSensor*, a função entra no ciclo para percorrer os valores da matriz *mapSensor* [1:10] que contém os vários valores de rotação, até que o valor *value* seja superior ao valor da rotação da posição *n* da matriz. É guardado o valor *MSmin* com o valor da posição *n* e *MSmax* com o valor da posição *n+1* e uma nova variável *pos* com o mesmo índice de *n*.

Com o índice *pos* era consultada a matriz ilustrada na figura 3.20 e retirados os valores *DPSmin* e *DPSmax*. Com estes valores recorreu-se à equação da reta para calcular o valor *Phase* que correspondia ao avanço. Este valor era arredondado às unidades, sendo utilizado posteriormente no ciclo principal.

A função *fuelCalc* estimava o tempo que o injetor estava aberto, de acordo com a rotação e o *tps*. Para o desenvolvimento do software necessitou-se entender as equações que foram utilizadas para estimar o valor de combustível a injetar. As equações utilizadas baseiam-se na interpolação bilinear entre quatro pontos conhecidos. Recorreu-se à interpolação bilinear uma vez que, este método permite estimar com maior precisão qual o valor correto de combustível a aplicar, com base no mapa de combustível.

A interpolação bilinear diz que dados quatro pontos Q11 (x1,y1); Q12 (x1,y2); Q21 (x2,y1) e Q22 (x2,y2) é possível determinar um ponto intermédio P entre estes quatro valores.

Numa primeira fase recorreu-se aos quatros valores Q11, Q12, Q21 e Q22 e às equações (3.4) e (3.5), estimou-se  $f(x, y_1)$  e  $f(x, y_2)$ .

$$f(x, y_1) \approx \frac{x_2 - x}{x_2 - x_1} f(Q_{11}) + \frac{x - x_1}{x_2 - x_1} f(Q_{12}) \quad (3.4)$$

$$f(x, y_2) \approx \frac{x_2 - x}{x_2 - x_1} f(Q_{21}) + \frac{x - x_1}{x_2 - x_1} f(Q_{22}) \quad (3.5)$$

Uma vez calculados os valores  $f(x, y_1)$  e  $f(x, y_2)$  recorreu-se a uma terceira equação (3.6) que utilizava valores do eixo vertical y, e estimava o valor final .

$$f(x, y) \approx \frac{y_2 - y}{y_2 - y_1} f(x, y_1) + \frac{y - y_1}{y_2 - y_1} f(x, y_2) \quad 3.6$$

O funcionamento da função *rpmToPhase* está ilustrado no fluxograma da figura 3.21. Esta função consistia essencialmente em duas etapas. Numa primeira fase o procedimento utilizado era o mesmo que na função *rpmToPhase*. No entanto, não sendo esta uma matriz com uma só linha, foi necessário separar a função de procura dos valores na matriz “mapa”. Para o caso do *tps*, ao qual correspondiam os valores na primeira coluna da matriz, era necessário fixar esta coluna de modo que a pesquisa ao longo da matriz ocorresse apenas na coluna desejada. Para a pesquisa dos valores de *rpm* foi necessário fixar a primeira linha da mesma matriz, dado que a pesquisa da

rotação era feita segundo a horizontal. Conhecendo os índices das posições da matriz sobre os quais foram efetuados os cálculos, fez-se o cálculo do valor final da quantidade de combustível. No final da função obteve-se  $f3$ , que indicava o tempo de abertura do injetor, para um fluxo de combustível constante a 3 bar, garantido pela bomba de combustível.

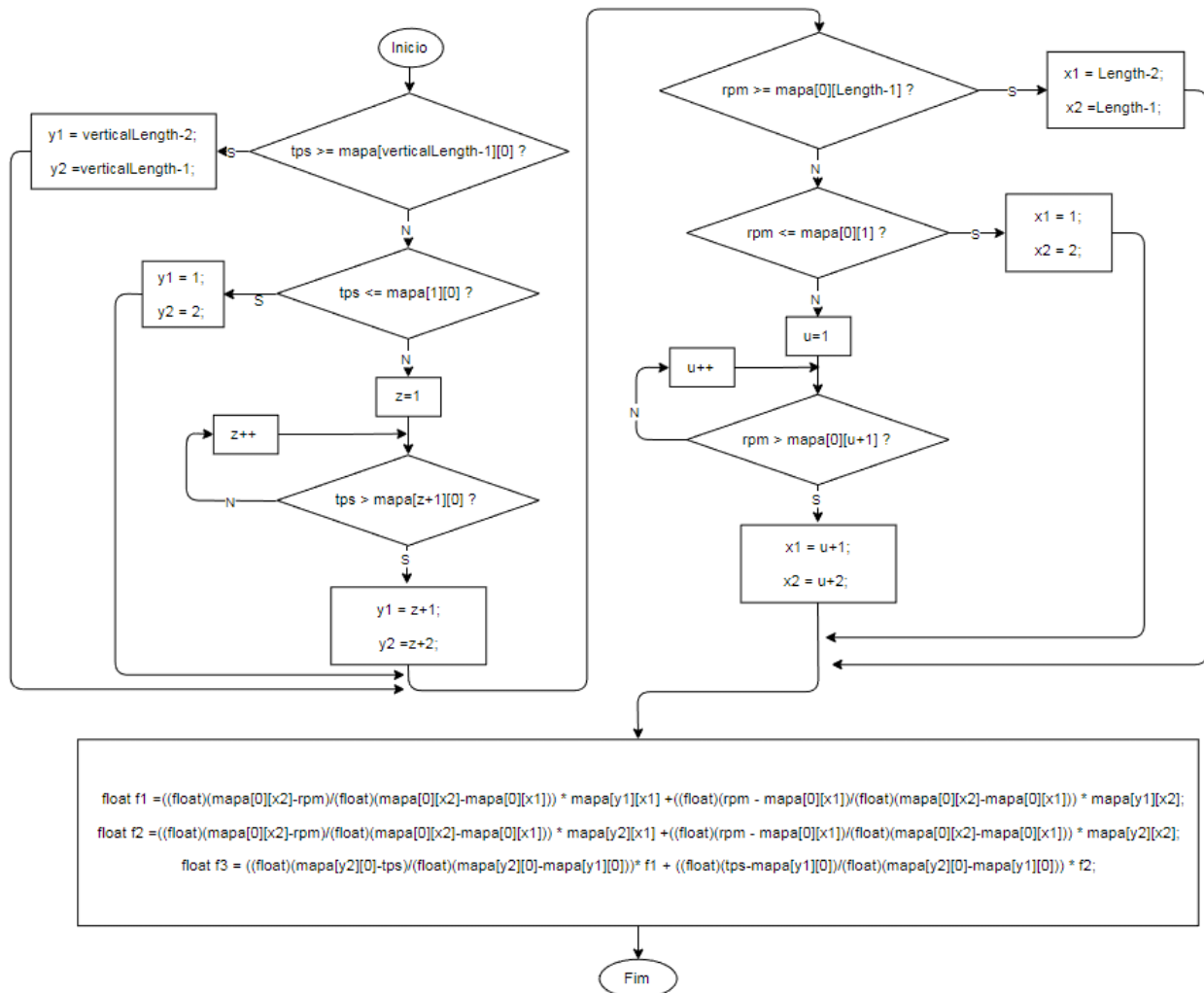


Figura 3.21 – Fluxograma da função *FuelCalc*

Por último, a função *loop* está representada no fluxograma da figura 3.22. Esta função inicia-se com a verificação da *flag* “go”. Se estivesse a 1 entrava no ciclo, caso contrário não efetua nenhuma tarefa. No caso afirmativo a *flag* era colocada a zero, para que apenas volta-se a entrar nesse ciclo quando indicado pela função *toothcount*. Segue-se o cálculo do tempo de rotação *rotTime*, atribuição do *actualTime* à variável *oldTime*, a qual apenas terá uso prático na próxima passagem por este ciclo. É ainda calculado o tempo de dente *degreeTime* e a rotação *rpm*. Implementou-se uma medida de no que dizia respeito à rotação, como a máquina tinha a rotação máxima

aconselhada de 3600 rpm, e a rotação de trabalho indicada para o caso em estudo era 3000 rpm (50 Hz), optou-se por limitar a rotação aos 3400 rpm. O passo seguinte era chamar a função  $phase = rpmToPhase(rpm)$  que iria retornar a  $phase$  (avanço). Este valor era utilizado na equação seguinte  $rotTime$ . Esta função ajustava o instante no qual ocorria a faísca e a injeção. Para tal, multiplicava-se o valor do tempo de dente pela diferença entre 59 e a  $phase$ . Este valor era devido à falha do dente da roda dentada implementada estar 59 graus antes do PMS. Como foi explicado na secção 2.7 a passagem da falha de dente implica que algum tempo depois irá ocorrer o PMS. Uma vez que o PMS estava atrasado em relação à falha do dente foi necessário ajustar esse atraso de modo que a faísca e a injeção ocorressem no instante desejado, ao qual correspondia o valor da  $phase$ . Para tal utilizou-se um atraso, recorrendo à função  $delayMicroseconds$  para garantir que o momento em que a faísca e a injeção ocorressem estavam no tempo certo.

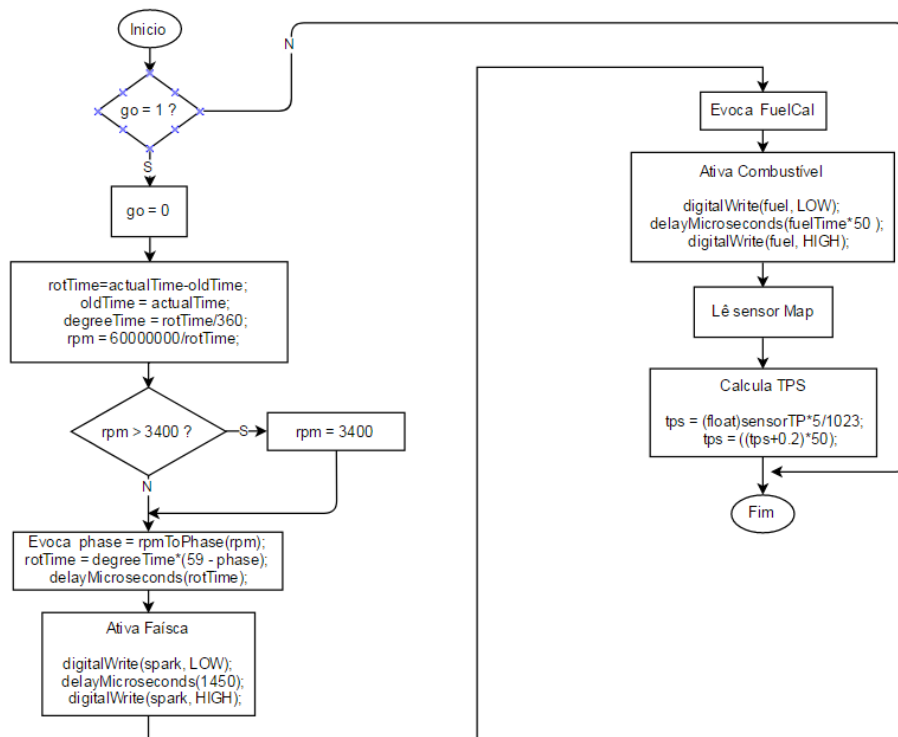


Figura 3.22 - Fluxograma da função loop

A faísca era ativada com uma duração de 1,45 ms. Este tempo correspondia ao tempo que a faísca era mantida ativa. Era evocada a função  $FuelCalc$  e, uma vez calculado o tempo do impulso, era ativada a injeção do combustível. De notar que o tempo é multiplicado por 50, para permitir trabalhar com um mapa de apenas Números inteiros. A escolha do valor 50 foi pensada de modo que os valores do mapa, não

apresentassem casas decimais, nem possuísem muitos algarismos. Com a leitura do sensor MAP era obtido o valor do *tps* que se encontrava entre 0-1023, para corresponder ao valor da tensão lida pelo sensor era convertido num valor entre 0 e 5 V. O valor *tps* é depois calculado através da equação (3.2), de modo a que o valor *tps* representasse o vácuo e variasse entre 0 e 100 (ver anexo A). A leitura do sensor surge após estimar o combustível e a faísca, pelo facto de a leitura do valor levar algum tempo, produzindo atraso no programa. Caso a leitura ocorresse antes da faísca e injeção, provocaria a geração de uma faísca e da injeção no instante errado. Outro ponto a realçar é o facto de a faísca ocorrer antes da injeção de combustível. Como se trata de um motor de apenas um cilindro, a injeção e a faísca ocorrem duas vezes, ou seja duas voltas do motor a cada ciclo.

A primeira faísca ocorria momentos antes de terminar o 2º tempo do ciclo do motor, produzindo trabalho. A segunda faísca ocorria durante o 4º tempo e por esse motivo, não tendo nada a queimar, esta faísca não afetava o funcionamento do motor. Este fenómeno é denominado por faísca desperdiçada (*wasted spark*). Ao nível da injeção, tendo em conta que ocorria após a faísca, a injeção ficava acumulada no coletor de admissão, junto à válvula, sendo sugada para a camara de combustão no próximo ciclo assim que a válvula de admissão abrisse.

A segunda parte do código corresponde ao software implementado num Arduino UNO. O qual atuava sobre um servomotor, fixado na borboleta. Ou seja, ao mover o servo este iria atuar sobre a borboleta, permitindo ajustar o fluxo de ar adequado para as variações de carga impostas ao motor. O software desenvolvido encontra-se nos anexos B e C.

O fluxograma presente na figura 3.23 ilustra o funcionamento do software desenvolvido para controlar o servo. Ao iniciar o programa são atualizadas as variáveis utilizadas ao longo do código (ver anexos B e C). A *flag* “go” era atualizada pela função *toothcount*. Em seguida, apresentou-se as condições de verificação dos valores da rotação do motor. A primeira verificação permitia eliminar valores negativos ou demasiado elevados, devido a alguma leitura incorreta do sensor de HALL, e a segunda verificação permitia garantir que rotação da máquina estava abaixo do valor máximo aconselhado.

Ao motor de combustão interna estava acoplado um gerador elétrico. Os testes de carga foram realizados sobre o gerador e consistiram em ligar e desligar cargas elétricas. As cargas elétricas trabalhavam a uma tensão de aproximadamente 230 V à frequência de 50 Hz e requeriam que a frequência fosse aproximadamente constante.

Para conseguir regular a rotação era necessário controlar o fluxo de ar que era diferente para as diferentes cargas. Ao aplicar cargas ao motor surgem variações na velocidade, que por sua vez iria resultar em variações da frequência e da tensão do gerador. Assim sendo, regulou-se a frequência recorrendo a compensadores, que com base no erro da frequência atuassem na abertura da entrada de ar para comandar a velocidade.

O método de regulação consistiu em aplicar um compensador ao sistema, de modo que o valor da frequência tendesse para o valor de referência predefinido, que no caso era de 50 Hz. Projetou-se dois compensadores, um PI e outro PID. O primeiro compensador era um sistema proporcional e integrativo, e o segundo acrescenta a componente derivativa. Experimentalmente foi comparado o desempenho dos dois compensadores.

O erro de frequência era dado como a diferença entre a frequência de referência (50 Hz) e a frequência calculada do gerador. Conhecendo o erro era calculado, através do compensador o valor a aplicar ao servo. No controlo ra verificada a abertura do servo, para prevenir que a borboleta se fechasse em demasia, levando a máquina a se desligar. A abertura máxima era limitada para proteger a máquina de exceder a rotação máxima aconselhada. Estes limites definiram a janela de funcionamento.

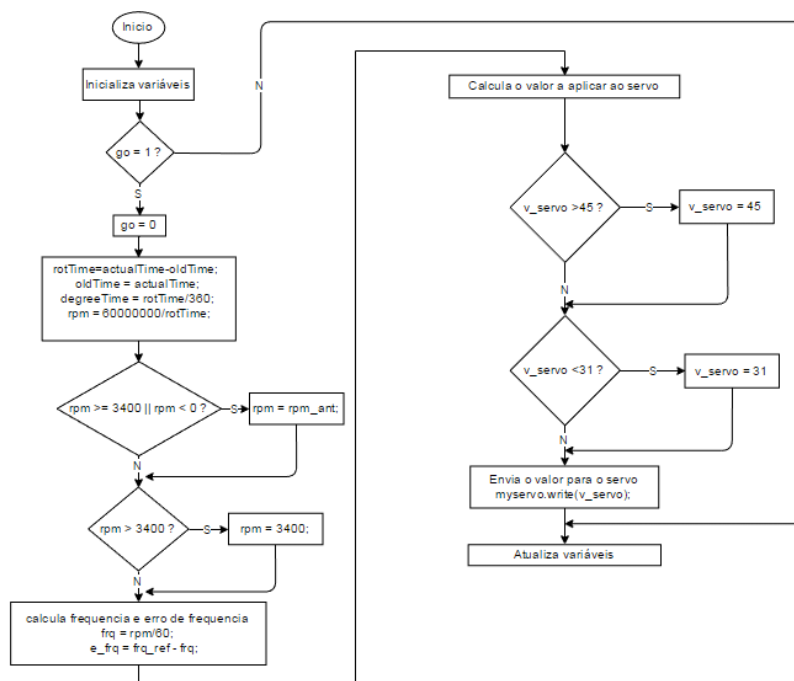


Figura 3.23 – Fluxograma de funcionamento do código aplicado ao servo

### 3.4.2 Desenvolvimento dos compensadores para regular a velocidade de rotação

O propósito do sistema era regular a frequência. A frequência de referência era comparada com a rotação do motor, que é proporcional à frequência (pela equação 3.7):

$$f = \frac{rpm}{60} \quad (3.7)$$

O erro entrava no compensador, que calculava a abertura da borboleta. Essa ação alterava a rotação do motor de combustão interna e do gerador.

O compensador PI, foi desenvolvido com base no diagrama presente na figura 3.24. O diagrama contém o bloco do compensador, C(s), o bloco motor e o bloco gerador.

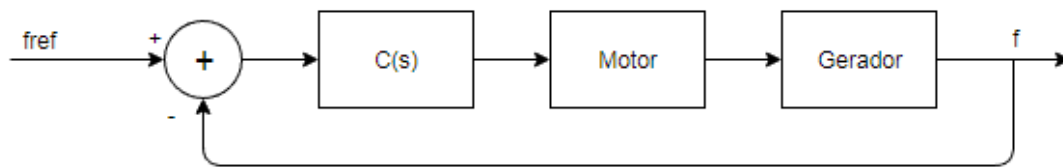


Figura 3.24 – Diagrama de blocos do sistema com o compensador PI

Da equação (2.1), e uma vez que o compensador utilizava apenas as componentes P e I, resulta a equação (3.8) para o sinal de controle:

$$Sinal_{de\ controle} = K_p * e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt \quad (3.8)$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (3.8) permitiu obter a função de transferência do sistema, em (3.9):

$$e(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (3.9)$$

Considerando que o modelo do sistema (motor mais gerador) é de primeira ordem, pode ser representado por:

$$\frac{a}{s + a} * k \quad (3.10)$$

Com base nas equações (3.9) e (3.10) obtém-se o diagrama de blocos para um sistema com controlador PI da figura 3.25.

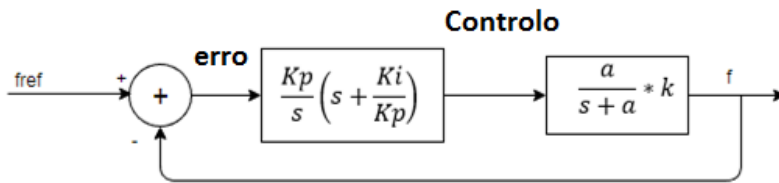


Figura 3.25 – Diagrama de blocos do sistema com o compensador PI após introdução das funções

De modo a cancelar o pólo do sistema iguala-se  $\frac{K_i}{K_p} = a$ . Deste modo o diagrama de blocos pode ser representado de forma simplificada na figura 3.26.

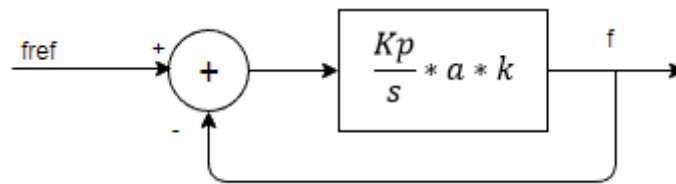


Figura 3.26 – Diagrama de blocos após o cancelamento dos pólos do sistema para o compensador PI

Do diagrama retira-se a função de transferência em malha fechada:

$$\frac{f}{f_{ref}} = \frac{\frac{K_p * a * k}{s}}{1 + \frac{K_p * a * k}{s}} = \frac{K_p * a * k}{s + K_p * a * k} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \quad (3.11)$$

Da equação (3.11) retira-se  $\omega_p = K_p * a * k$ . Considerando a equação  $\frac{K_i}{K_p} = a$ , utilizada no cancelamento do pólo, determinasse as componentes proporcional e integrativa dadas por:

$$K_p = \frac{\omega_p}{a * k} \quad (3.12)$$

$$K_i = K_p * a \quad (3.13)$$

Encontradas as equações para determinar as componentes do controlador PI, recorre-se à transformada  $\mathcal{Z}$ , para determinar a equação do sinal de controlo.

Na transformada  $\mathcal{Z}$  considera-se a transposição bilinear dada pela equação (3.14):

$$s \rightarrow \frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} \quad (3.14)$$

Considerando a equação do compensador PI:

$$PI(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (3.15)$$

Substituindo a transformada bilinear, (3.14), obtém-se:

$$PI(z) = Kp + \frac{Ki}{\frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}} = \frac{\text{Controlo}}{\text{erro}} \quad (3.16)$$

Após alguma manipulação algébrica obtém-se a equação:

$$\text{Controlo}(1 - Z^{-1}) = \frac{\left(Kp + \frac{T}{2} Ki\right) + \left(\frac{T}{2} Ki - Kp\right) * Z^{-1}}{1 - Z^{-1}} * \text{erro} \quad (3.17)$$

Simplificando um pouco mais a equação 3.17 resulta:

$$\begin{aligned} &\text{Controlo}(1 - Z^{-1}) \\ &= \left(Kp + \frac{T}{2} Ki\right) * \text{erro} + \left(\frac{T}{2} Ki - Kp\right) * Z^{-1} * \text{erro} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Aplicando a transformada  $\mathcal{Z}$  inversa resulta

$$\begin{aligned} &\text{Controlo}(n) = \text{Controlo}(n - 1) + \\ &\left(Kp + \frac{T}{2} Ki\right) * \text{erro}(n) + \left(\frac{T}{2} Ki - Kp\right) * \text{erro}(n - 1) \end{aligned} \quad (3.19)$$

Sabendo que  $tr$  representa o tempo de resposta do sistema (motor mais gerador) a um *step*. Para se medir  $tr$ , colocou-se o sistema em malha aberta e aplicou-se um *step*, obtendo-se  $tr = 580 \text{ ms}$

$$a = \frac{2,2}{tr} = 3,793 \text{ s}^{-1}$$

O valor de  $tr$  é usado para calcular  $\omega_p$ . Uma vez que não é possível impor ao sistema uma resposta mais rápida, que o tempo de resposta do sistema, tem de ser ligeiramente mais lenta do que o sistema consegue reagir. Utilizou-se  $tr = 600ms$

$$\omega_p = \frac{2,2}{tr} = 3,667 \text{ s}^{-1}$$

Considerando  $k=1$ , com base nas equações (3.12) e (3.13), estimou-se  $K_p$  e  $K_i$ .

$$K_p = 0,967$$

$$K_i = 3,667$$

No entanto foi necessário algum ajuste dos parâmetros.

$$K_p = 0,805$$

$$K_i = 3,056$$

Isto ocorre uma vez que o sistema considerado para o compensador PI apenas tem em consideração a resposta do motor mais o gerador. Este ajuste foi realizado através do método de tentativa e erro, tentando obter uma maior estabilidade do sistema. Ao nível da estabilidade do motor verificou-se que o motor de combustão interna funcionava, contudo não apresentava um funcionamento estável. Assim procedeu-se ao desenvolvimento de um compensador mais completo que tivesse em consideração a resposta do servomotor juntamente com a resposta do motor e gerador.

O compensador PID acrescenta ao compensador PI a componente derivativa (D). O compensador PID, foi desenvolvido com base no diagrama presente na figura 3.27. O diagrama contém o bloco do compensador,  $C(s)$ , o bloco servomotor, o bloco motor e o bloco gerador.

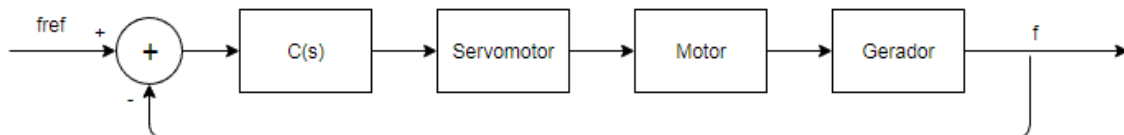


Figura 3.27 – Diagrama de blocos para um sistema com controlador PID

Considerando que o modelo do sistema era de segunda ordem, o bloco motor mais gerador era dado pela equação (3.10) e o bloco servomotor era dado pela equação 3.20.

$$\frac{b}{s+b} \quad (3.20)$$

Com base nas equações (2.2), (3.10) e (3.20) obtém-se o diagrama de blocos para um sistema com controlador PID da figura 3.28.

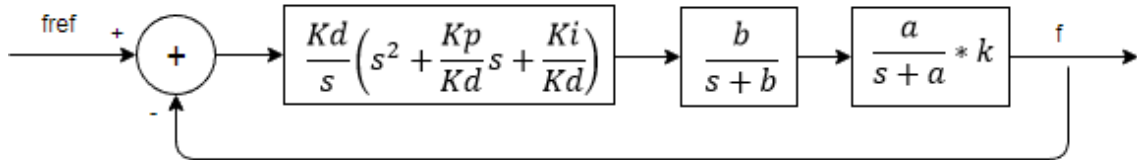


Figura 3.28 – Diagrama de blocos do sistema com compensador PID após introdução das funções

De modo a cancelar os pólos do sistema iguala-se  $\frac{Kp}{Kd} = (a+b)$  e  $\frac{Ki}{Kd} = a*b$ . Deste modo o diagrama de blocos pode ser representado de uma forma simplificada na figura 3.29.

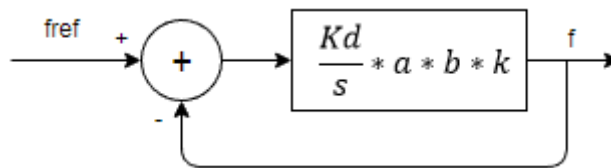


Figura 3.29 – Diagrama de blocos após o cancelamento dos pólos do sistema para o compensador PID

Do diagrama retira-se a função de transferência em malha fechada,

$$\frac{f}{fref} = \frac{\frac{Kd}{s} * a * b * k}{1 + \frac{Kd}{s} * a * b * k} = \frac{Kd * a * b * k}{s + Kd * a * b * k} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} \quad (3.21)$$

Da equação (3.21) retira-se  $\omega_p = Kd * a * b * k$ . Considerando as equações  $\frac{Kp}{Kd} = a + b$  e  $\frac{Ki}{Kd} = a * b$ , utilizadas no cancelamento dos polos, determinasse as componentes proporcional, integrativa e derivativa dadas por:

$$Kp = Kd * (a + b) \quad (3.22)$$

$$Ki = Kd * a * b \quad (3.23)$$

$$Kd = \frac{\omega_p}{a * b * k} \quad (3.24)$$

Encontradas as equações para determinar as componentes do controlador PID, recorre-se à transformada  $Z$  dada pela equação (3.14), para determinar a equação do sinal de controlo.

Considerando a equação do compensador PID dada pela equação (2.2), substituindo a transformada bilinear, (3.14), obtém-se:

$$PID(z) = Kp + \frac{Ki}{\frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}} + Kd * \frac{2}{T} \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} = \frac{Controlo}{erro} \quad (3.25)$$

Após alguma manipulação algébrica obtém-se a equação:

$$\begin{aligned} &Controlo(1 - Z^{-2}) \\ &= \left[ \left( Kp + \frac{T}{2} Ki + \frac{2 * Kd}{T} \right) + \left( T * Ki - \frac{4 * Kd}{T} \right) * Z^{-1} \right. \\ &\quad \left. + \left( -Kp + \frac{T}{2} Ki + \frac{2 * Kd}{T} \right) * Z^{-2} \right] * erro \end{aligned} \quad (3.26)$$

Aplicando a transformada  $Z$  inversa resulta :

$$\begin{aligned} &Controlo(n) = Controlo(n - 2) + \\ &\left( Kp + \frac{T}{2} Ki + \frac{2 * Kd}{T} \right) * erro(n) + \left( T * Ki - \frac{4 * Kd}{T} \right) * erro(n - 1) \\ &+ \left( \frac{T}{2} Ki + \frac{2 * Kd}{T} - Kp \right) * erro(n - 2) \end{aligned} \quad (3.27)$$

Recorrendo ao valor de  $tr$  obtido no desenvolvimento do compensador PI, sabe-se que  $a = 3,793$  e  $\omega_p = 3,667$ . Estimou-se o parâmetro  $b$ , do modelo do servo motor em que  $t_{servo}$  é a resposta do servomotor. O valor da resposta do servomotor foi  $t_{servo} = 300 \text{ ms}$  [28], obtendo-se:

$$b = \frac{2,2}{t_{servo}} = 7,333 \text{ s}^{-1}$$

Considerando  $k = 1$ , com base nas equações (3.22), (3.23) e (3.24) estimou-se  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ .

$$K_p = 1,49$$

$$K_i = 3,727$$

$$K_d = 0,134$$

Verificou-se que apesar de o sistema ter sido projetado considerando a reposta do servo motor, foi necessário algum ajuste dos parâmetros. De modo que os resultados foram os seguintes:

$$K_p = 1,31$$

$$K_i = 3,857$$

$$K_d = 0,774$$

Esta alteração dos valores pode ser justificada através do processo de queima do combustível, que é um processo complexo e a transposição para um modelo resulta também num modelo bastante complexo, assim o modelo implementado consistiu num modelo mais simplificado. Outro aspeto advém do tempo de resposta do servomotor ser 300 ms para o servomotor percorrer desde o ângulo  $-90^\circ$  até ao ângulo  $+90^\circ$ . Tendo em conta que o servomotor no projeto apenas percorre a gama dos  $0^\circ$  aos  $+90^\circ$  o tempo de resposta do servo diminui, pelo que no compensador poderiam variar os valores da componente derivativa, proporcional e integrativa.

### 3.5 Simulação do projeto dos compensadores

Concluído o projeto dos compensadores introduzir-se-á agora a simulação dos compensadores PI e PID, apresentando resultados de comparação entre os componentes obtidos através dos cálculos teóricos com os resultados obtidos após o ajuste necessário durante a implementação prática dos compensadores. Recorreu-se ao software Matlab Simulink para efetuar as simulações.

Começando pelo compensador PI, implementou o sistema presente na figura 3.30. O sistema implementado continha: um bloco com uma constante 50, representando a frequência de referência de 50 Hz, o bloco PI (s), o qual continha a componente proporcional e integrativa do compensador o bloco Transport Delay, o qual

introduz um atraso de 1s para e a função de transferência correspondente à resposta do motor mais gerador. Aplicou-se no bloco PI a componente  $K_p = 0,967$  e  $K_i = 3,667$ .

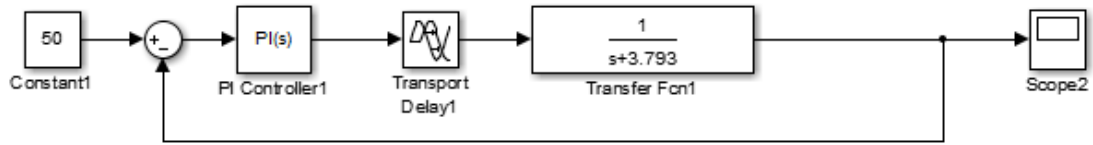


Figura 3.30 – Sistema com compensador PI sem perturbação

Registou-se a resposta do sistema da figura 3.30 presente na figura 3.31. Observa-se que a resposta temporal do compensador apresenta uma sobrelevação, tendendo após 15 s para a condição de estabilidade considerando quando a variação é inferior a 10%.

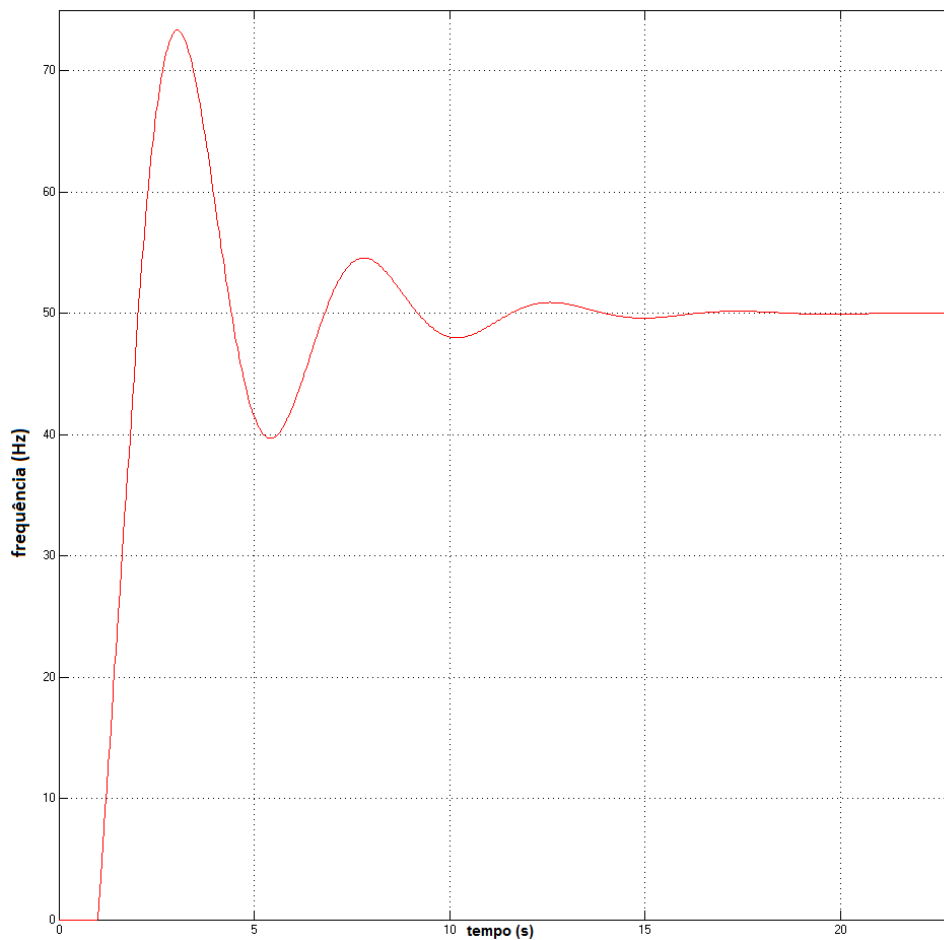


Figura 3.31 – Resposta do sistema com compensador PI

Replicou-se o modelo presente na figura 3.30 e aplicaram-se as condições  $K_p = 0,805$  e  $K_i = 3,056$ , derivadas das alterações efetuadas na componente prática e compararam-se os dois sistemas, apresentados na figura 3.32. Verifica-se que a alteração das condições produziram uma diminuição da sobrelevação, estabilizando o sinal ligeiramente mais cedo.

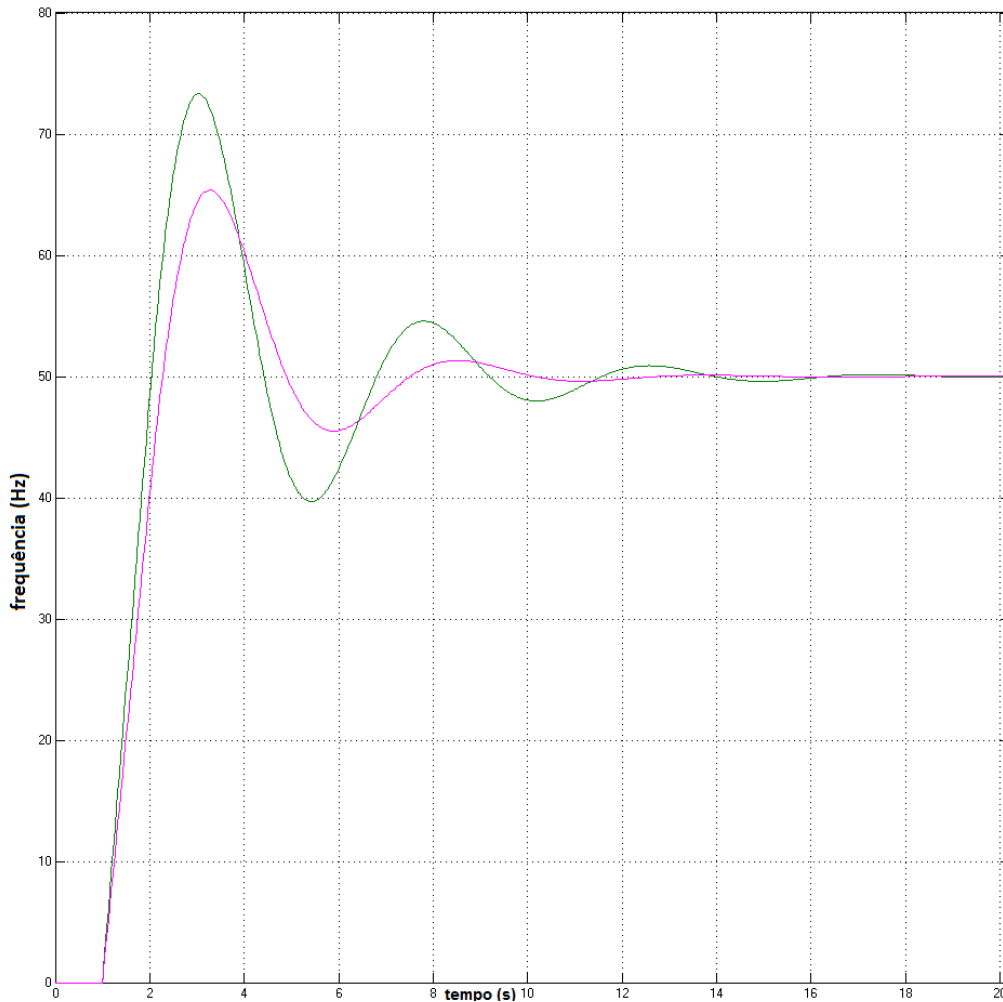


Figura 3.32 – Resposta do sistema com compensador PI com condições teóricas (sinal verde) e condições práticas (sinal roxo)

De seguida aplicou-se um *step* (-15 Hz) aos dois casos, obtendo-se o esquema seguinte:

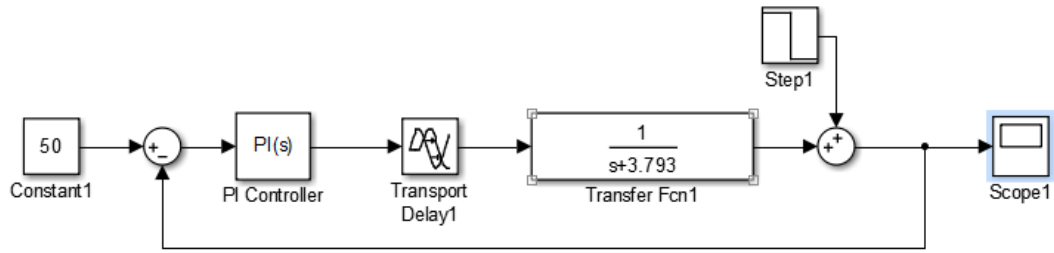


Figura 3.33 – Introdução da perturbação no sistema com compensador PI.

Com a introdução da perturbação, nos dois casos, avaliou-se o desempenho dos sistemas registrando o resultado da figura 3.34. Da figura 3.34 retira-se que o sistema compensou a perturbação. A sobrelevação em ambos os casos diminuiu, uma vez que o valor do *step* aplicado foi de -15 Hz, o sistema parte de um valor mais elevado após o *step* e portanto leva menos tempo até atingir novamente o valor de referência.

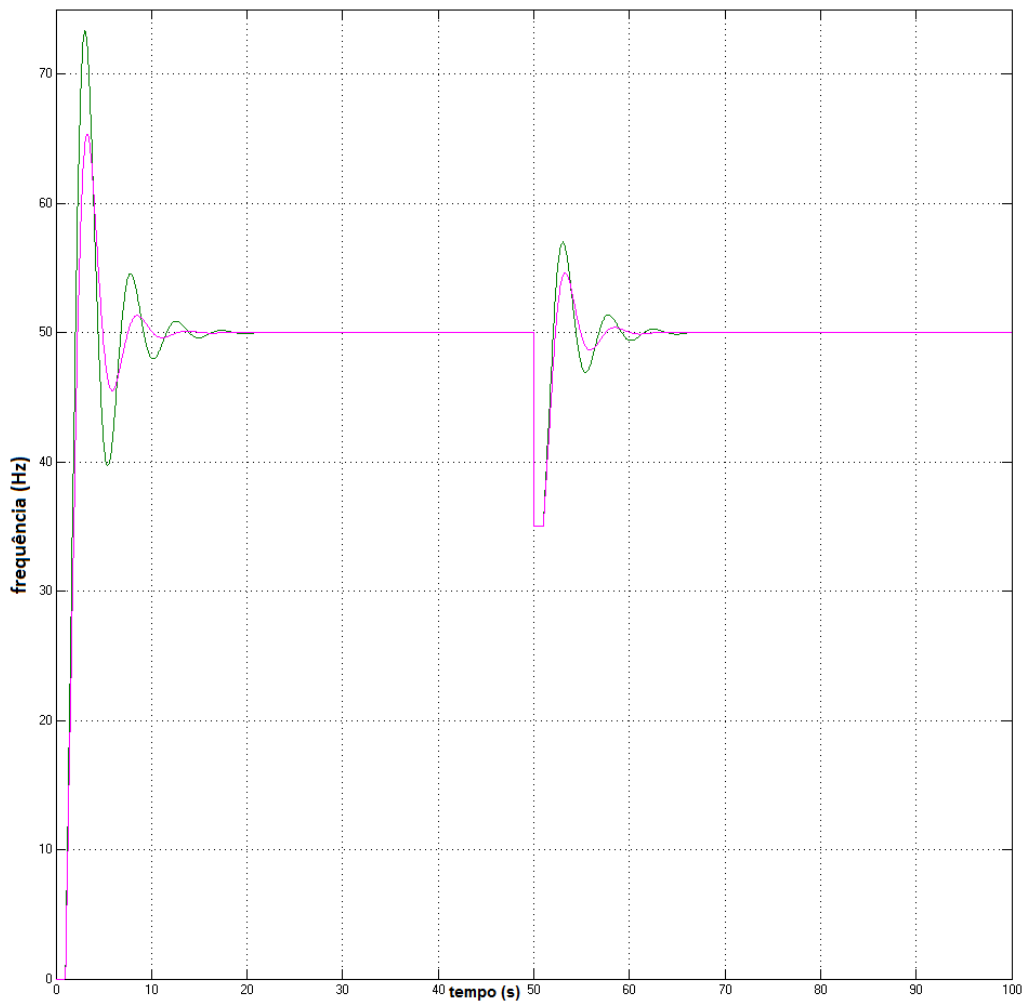


Figura 3.34 – Reposta do sistema à introdução de uma perturbação, com compensador PI

Segue-se agora o sistema com compensador PID. A implementação deste sistema utilizaram-se as componentes  $K_d = 0,134$ ,  $K_p = 1,49$  e  $K_i = 3,727$ . Obteve-se o sistema presente na figura 3.35.

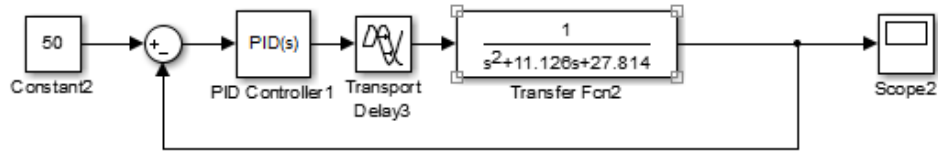


Figura 3.35 – Sistema com compensador PID sem perturbação

O sistema da figura 3.35 produziu o resultado presente na figura 3.36. O sistema não apresentava sobrelevação, e produzia uma resposta estável, estabilizando aos 35 s, onde a variação é inferior a 10%.

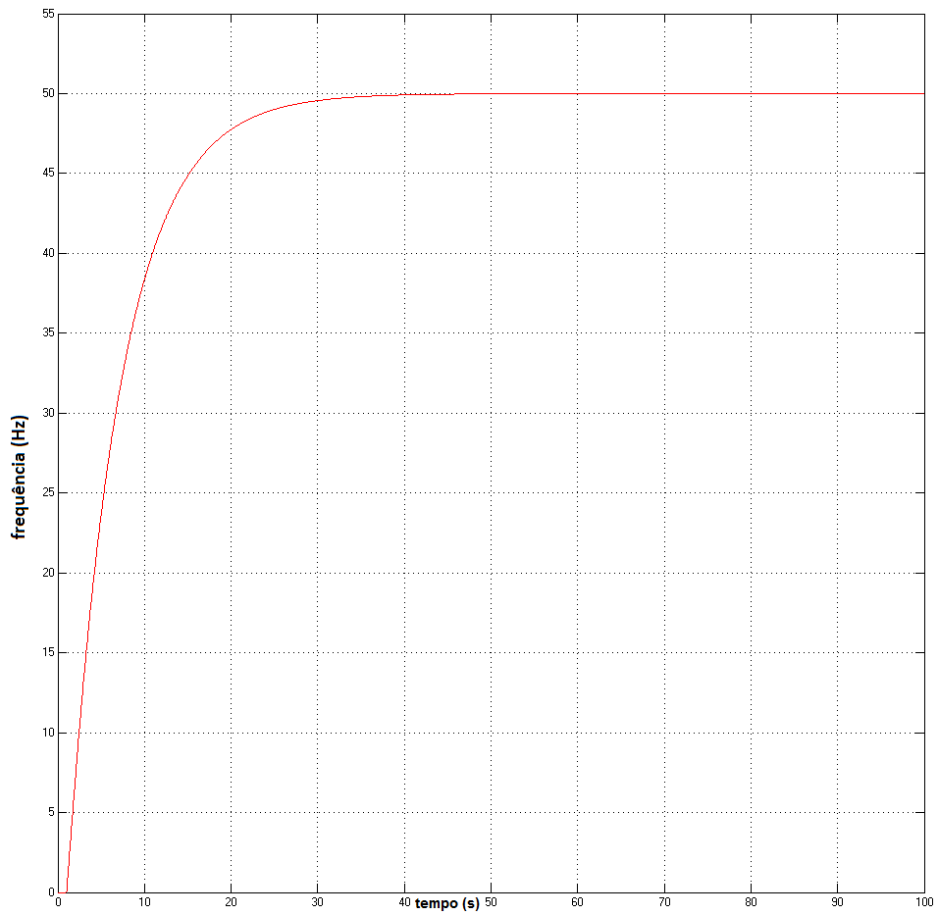


Figura 3.36 – Reposta do sistema com compensador PID

Replicou-se o modelo presente na figura 3.35 e aplicaram-se as condições  $K_d = 0,0774$ ,  $K_p = 1,31$  e  $K_i = 3,857$ , derivadas das alterações efetuadas na componente

prática e compararam-se os dois sistemas, apresentados na figura 3.37. Quer o sistema proveniente da projeção do compensador, quer o sistema com alterações efetuadas ao nível prático, produzem resultados idênticos.

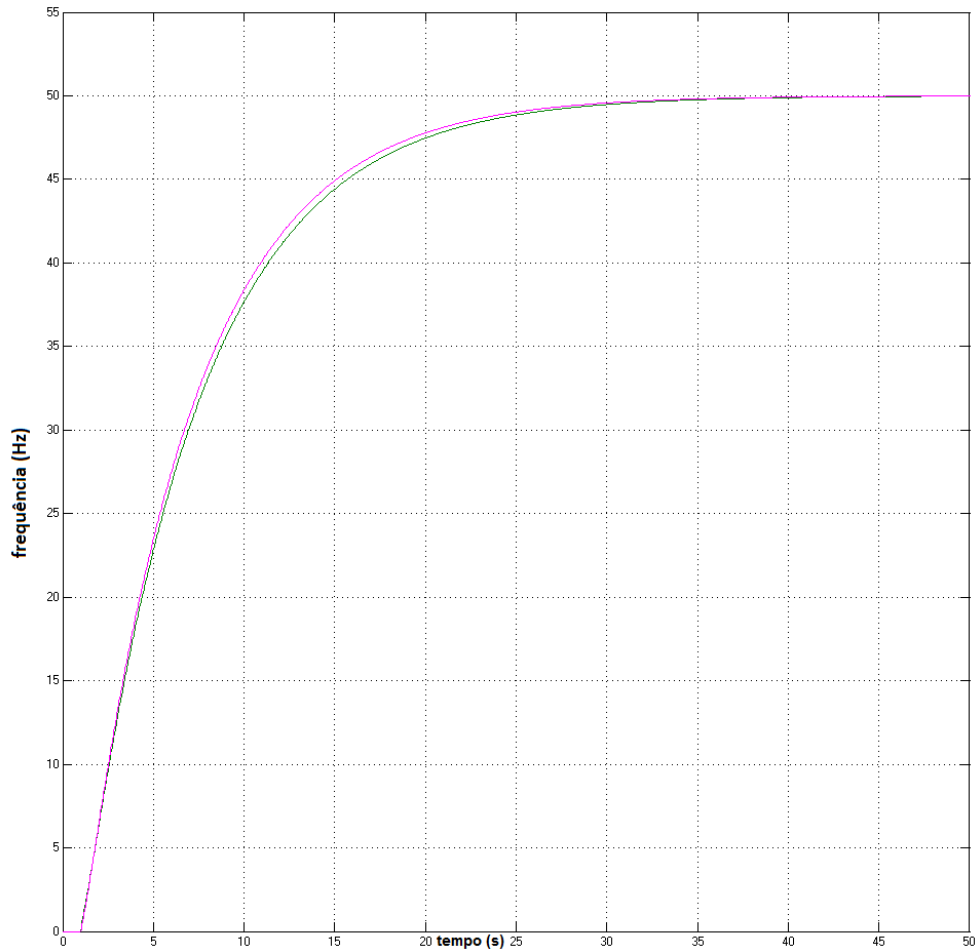


Figura 3.37 – Resposta do sistema com compensador PID, condições teóricas (sinal verde) e condições práticas (sinal roxo)

De seguida aplicou-se um *step* (-15 Hz) aos dois casos, obtendo-se o esquema seguinte:

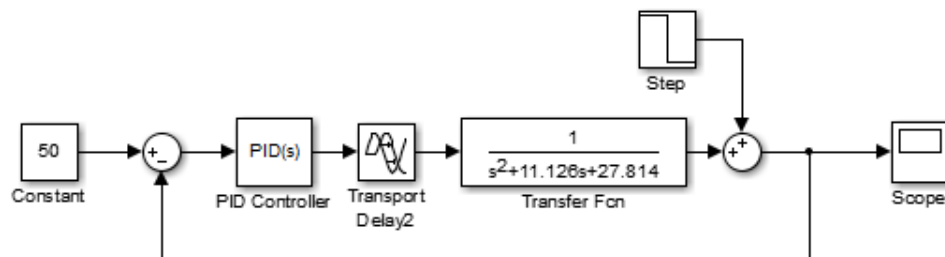
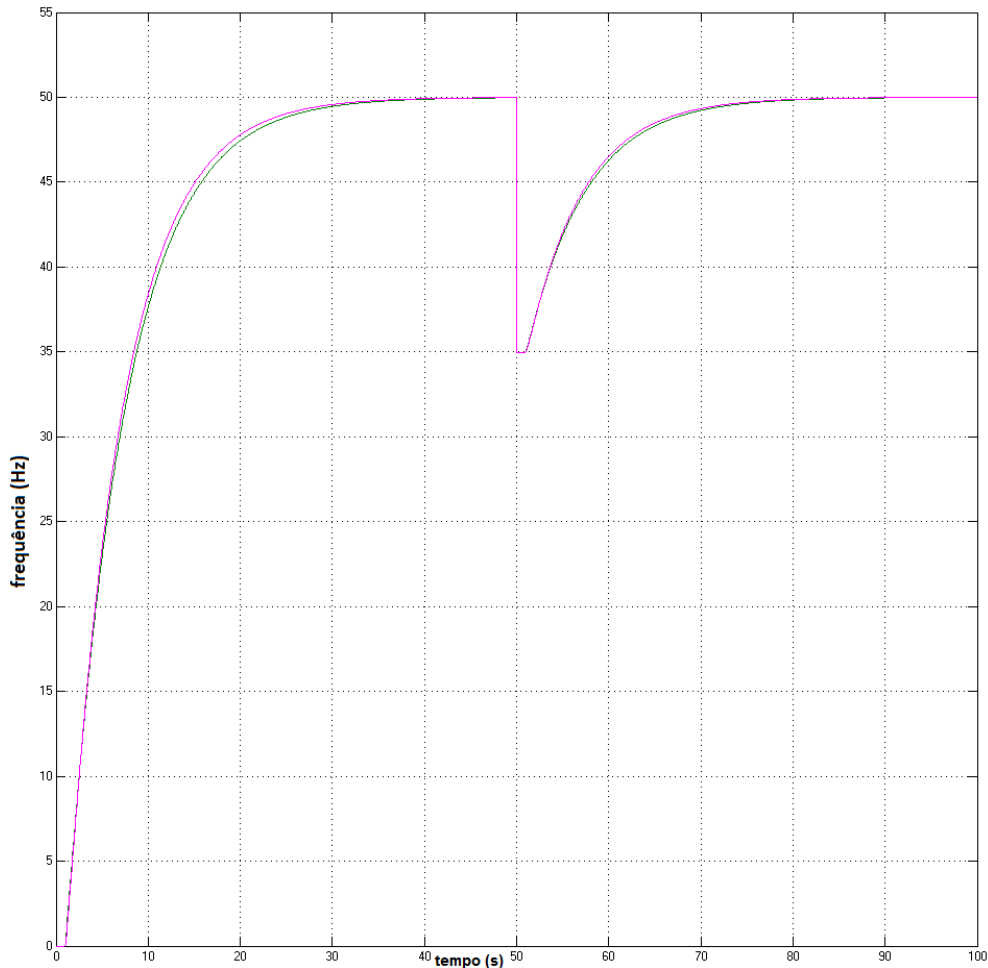


Figura 3.38 – Introdução da perturbação no sistema com compensador PID

Com a introdução da perturbação nos dois casos, avaliou-se o desempenho dos sistemas, registrando o resultado na figura 3.39, a partir do qual se observa que ambos os sistemas após a introdução da perturbação compensam a perturbação, estabilizando novamente no valor 50 Hz. Ambos os sinais apresentam uma resposta idêntica, de modo que os traços estão praticamente sobrepostos.



**Figura 3.39 – Resposta do sistema à introdução de uma perturbação, com compensador PID**

Depois comparou-se o sistema PI com o sistema PID. Comparou-se a resposta dos sistemas sem perturbações, utilizando as componentes estimadas no desenvolvimento dos compensadores. O resultado está presente na figura 3.40. Observa-se que a resposta do sistema PID (sinal verde) é mais estável na progressão até atingir efetivamente o valor 50 Hz, enquanto a resposta do compensador PI (sinal roxo) apresenta sobrelevação, possuindo mais variação até atingir o valor 50 Hz.

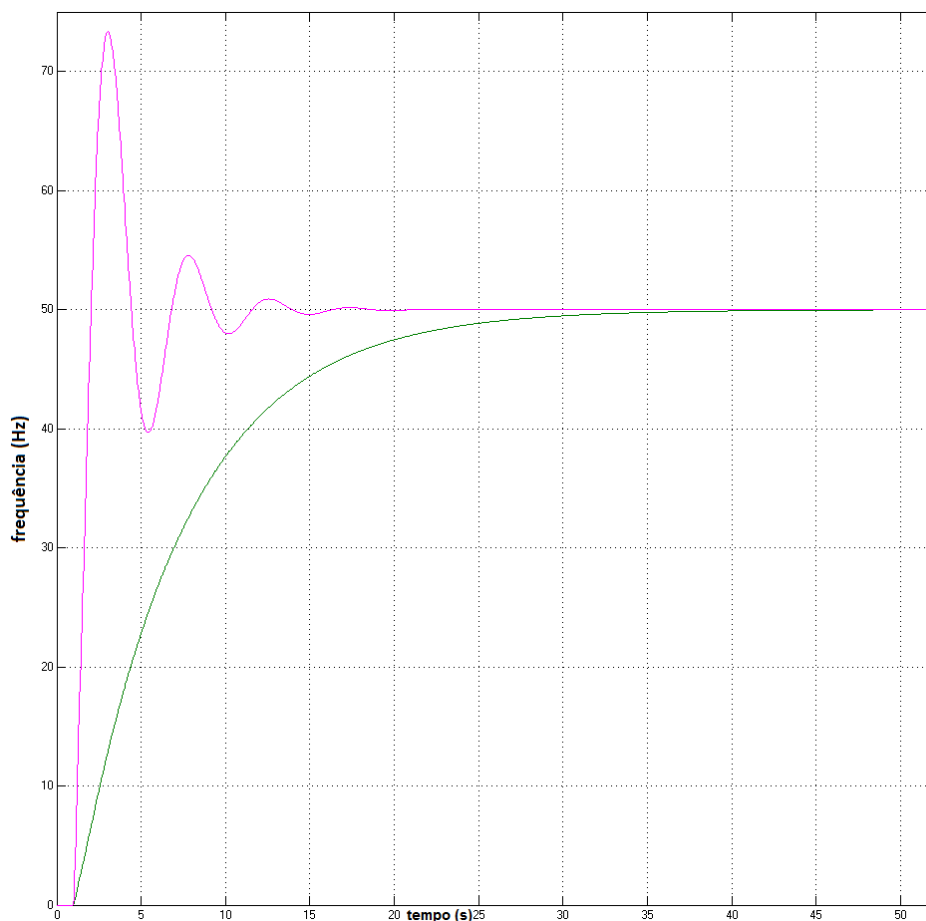


Figura 3.40 – Resposta do sistema com compensador PI (sinal roxo) e com compensador PID (sinal verde)

## Conclusão

Neste capítulo, numa primeira fase foi feita uma abordagem ao motor utilizado no projeto, elucidando as suas características. Referenciaram-se os aspetos técnicos, no que diz respeito ao binário, regimes de trabalho e consumo. Referiram-se ainda os aspetos que diferenciam o motor do projeto de outros motores a quatro tempos. Introduziu-se o gerador, que estava acoplado através de um veio ao motor de combustão interna. Numa segunda fase apresentou-se o esquema geral de controlo de um motor de combustão interna acoplado a um gerador.

Depois projetaram-se os circuitos de condicionamento dos sensores de Hall e MAP. Projetaram-se também os circuitos de acionamento do injetor e bobine, que comandam o motor. Desenvolveu-se a placa para suportar todos os componentes produzindo um sistema compacto.

Ainda nesta secção introduziu-se o software responsável pelo controlo dos diversos mecanismos de leitura e controlo do motor. Tendo sido dividido em duas partes,

a primeira parte resumiu o software implementado no Arduíno ATMEGA2560, no qual se recolhe os dados do sensor de Hall e MAP, para permitir ajustar o avanço e a duração da injeção. A segunda parte foi desenvolvida sobre um Arduíno UNO, tendo presente novamente a leitura do sensor de Hall. O algoritmo ajustava a abertura da borboleta, através do controlo de um servo. Os compensadores PID e PI foram projetados para regular a velocidade de rotação.

Por último realizaram-se simulações para observar a resposta dos compensadores. Foram efetuados testes para uma situação de funcionamento normal sem perturbações. Numa segunda fase introduziu-se uma perturbação, avaliando o desempenho do sistema.

## 4 Verificação experimental

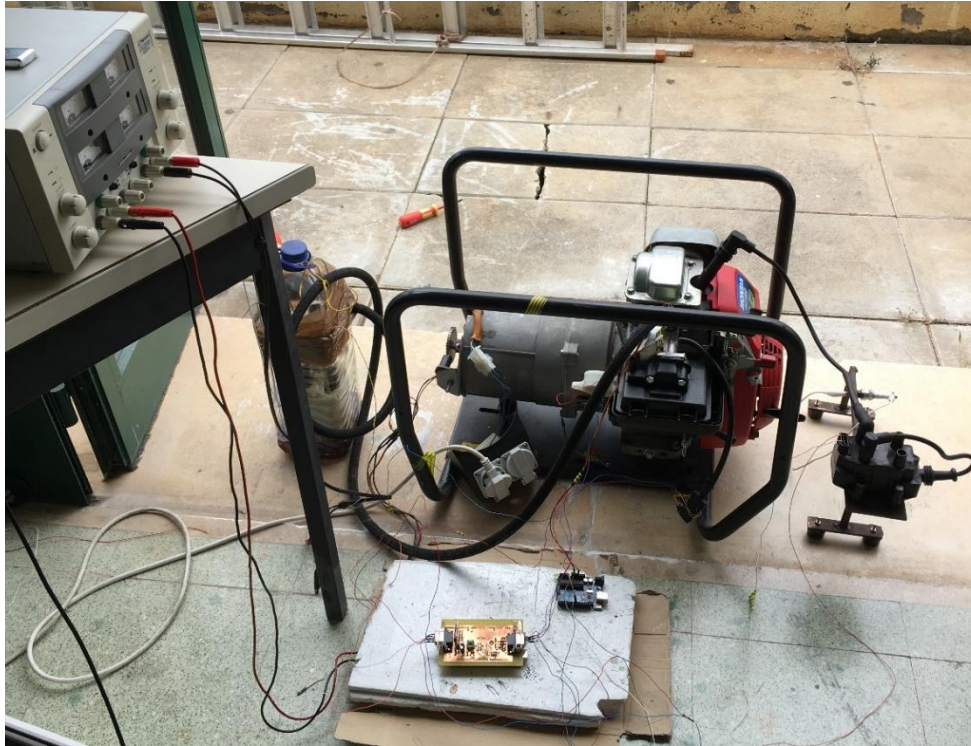
Esta secção é dividida em duas partes. Numa primeira fase apresenta-se o procedimento experimental, onde são expostas as várias etapas e modificações efetuadas no motor e gerador para realizar o projeto. Na segunda etapa foram registados os valores práticos do funcionamento do motor de combustão interna e do gerador com controlo eletrónico, e foi efetuada a comparação com o sistema original sem controlo eletrónico.

### 4.1 Procedimento experimental

Nesta secção descreve-se o procedimento experimental, como foi feita a implementação prática dos vários componentes e fizeram-se testes para verificar o funcionamento desses componentes.

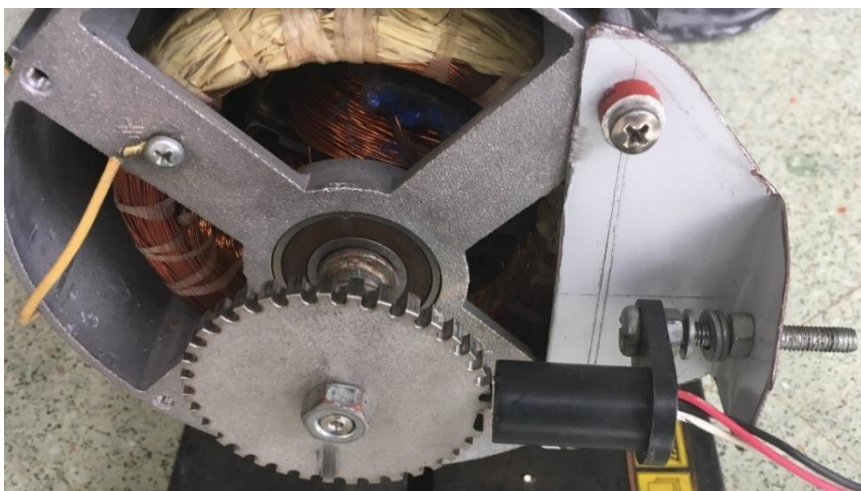
O desenvolvimento do projeto de controlo do motor de combustão interna acoplado a um gerador elétrico tinha de ser capaz de regular a frequência em diferentes condições de carga. Os resultados do motor controlado eletronicamente foram comparados com o motor sem controlo eletrónico.

Na figura 4.1 tem-se o sistema global. Foram instalados os sensores de Hall e MAP, o injetor no qual o fluxo de combustível era constante e a uma pressão constante, garantido através da bomba de combustível que se encontrava dentro do recipiente. A alimentação da vela de ignição era realizada através da bobine instalada para permitir o controlo do instante da queima da mistura. Os vários componentes e microcontroladores foram alimentados através uma de uma fonte de alimentação à tensão de 12 V.



**Figura 4.1 – Sistema global**

Na primeira fase do trabalho de verificação experimental estudou-se qual o melhor método de acoplamento da roda dentada e do sensor de Hall. Verificou-se que no lado do gerador elétrico existia um veio que permitia acoplar a roda dentada. Para acoplar o sensor de Hall criou-se um suporte, recorrendo a uma chapa de metal, para suportar o sensor de Hall a uma distância fixa da roda dentada. O resultado da montagem está na figura 4.2.



**Figura 4.2 – Suporte desenvolvido para o sensor de Hall e acoplamento da roda dentada ao veio da máquina**

O injetor teve de ser conectado de modo a que o fluxo de combustível fosse contínuo e sem variações. As vibrações do injetor podiam dificultar a injeção de combustível no motor de combustão interna. Desenvolveu-se um corpo com uma cavidade, para acoplar o injetor, garantindo uma vibração mínima. Vibração essa associada ao funcionamento normal do motor. O corpo além de permitir instalar o injetor também continha um orifício para inserir um “tubo” ligado ao sensor MAP. A figura 4.3a) mostra o corpo, no qual se instalou um filtro de ar, diminuindo consideravelmente a variação do fluxo de ar. Neste corpo foi instalado um veio juntamente com uma “borboleta” (ver figura 4.3b)) que permitia controlar a quantidade de ar que iria ser admitida para o motor.



a)



b)

Figura 4.3 – a) Corpo para acoplar injetor, MAP e borboleta; b) corpo com os componentes instalados

O corpo desenvolvido (ver figura 4.3a)) possuía as dimensões representadas na figura 4.4.

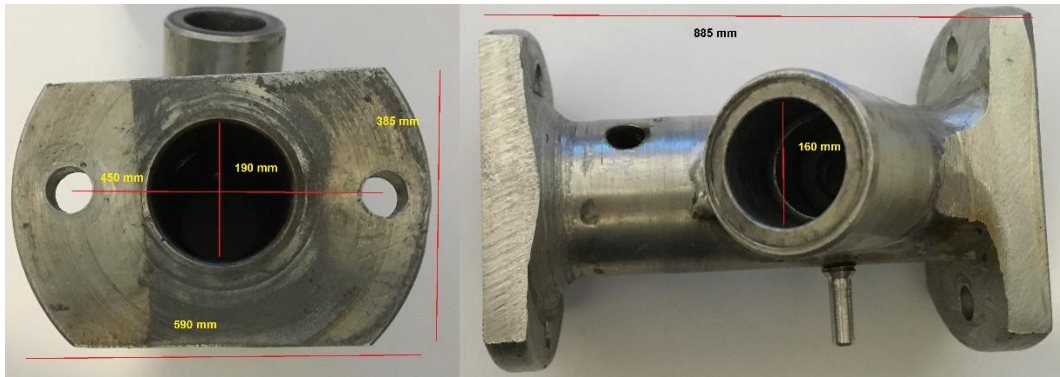


Figura 4.4 – Dimensões do corpo desenvolvido para funcionar como coletor

A borboleta referida anteriormente era controlada através de um servomotor (micro servo SG90). O servo foi fixado recorrendo a uma chapa metálica que estava acoplada juntamente com o corpo que suportava o injetor, com as dimensões presentes na figura 4.5.

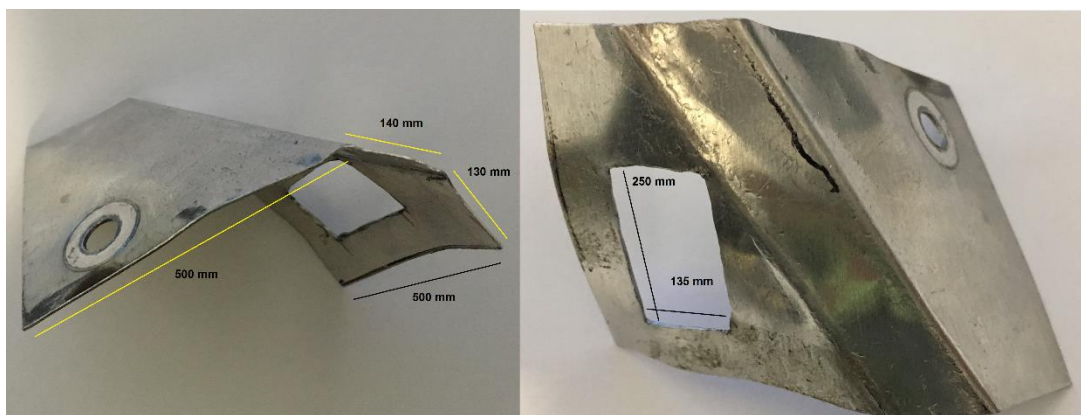


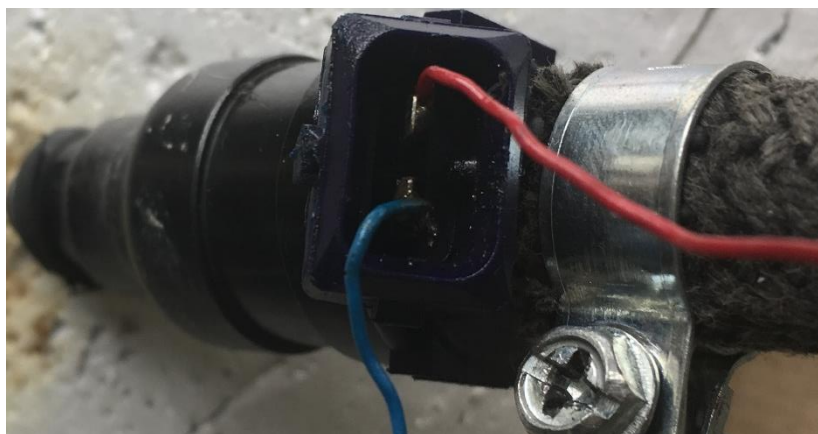
Figura 4.5 – Dimensões do suporte para o servomotor

O fornecimento de combustível foi conseguido com uma bomba automóvel (ver figura 4.6) colocada dentro de um depósito de combustível, ligada ao injetor através de um tubo, garantindo uma pressão constante (3 bar) no injetor. A alimentação da bomba foi feita com uma fonte de tensão de 12 V.



**Figura 4.6 – Bomba de combustível utilizada**

Relativamente ao injetor (Siemens Deka 866313) apresentava uma resistência interna de  $12,5 \Omega$  [29]. A alimentação era feita da placa para o injetor através de um fio, fechando-se o circuito através de um segundo fio (ver figura 4.7), ligado ao dreno do transístor Q1 apresentado na figura 3.14.



**Figura 4.7 – Injetor, fio vermelho (12 V) e fio azul ligado ao dreno do transístor**

Ao nível da geração da faísca, recorreu-se a uma bobine BERU ZS232 (ver figura 4.8). A bobine possuía dois ramos. Esta bobine é utilizada num veículo com motor de 4 cilindros, ou seja, cada ramo alimenta dois cilindros. No projeto apenas era utilizado um só dos ramos. Utilizou-se esta bobine uma vez que foi o material disponibilizado, no entanto seria mais aconselhada uma bobine com um único terminal, uma vez que só era utilizada uma vela de ignição. O circuito do secundário era fechado através de duas velas. Dado que o motor utilizado apenas requeria uma vela utilizou-se um fio condutor para interligar diretamente a segunda vela do ramo, à massa. Este tipo de bobine é alimentado diretamente da placa, tal como o injetor. A passagem da tensão do enrolamento primário da bobine para o enrolamento secundário era obtido na transição da tensão 12 V para zero.



Figura 4.8 – Ligação da bobine ao circuito. Fio laranja (12 V) e o fio branco estava ligado ao dreno do transistor

Após finalizar todo o procedimento de montagem dos componentes necessários para controlar eletronicamente o motor de combustão interna, realizaram-se testes para observar o impulso da faísca e da injeção em relação à falha de dente monitorizada pelo sensor de Hall.

A figura 4.9 mostra os sinais do sensor de Hall, da faísca e da injeção. A zona onde se encontra o impulso amarelo, assinalado, representa a falha do dente. A presença de um dente traduzia-se numa permanência no estado zero, enquanto a ausência de dente traduzia-se num impulso com tensão de 5 V. O sinal amarelo apresentava um período maior no estado com a falha do dente. Tendo em conta que cada dente correspondia aproximadamente a 5 graus, após a falha do dente, era possível contabilizar aproximadamente 44 graus até ocorrer a faísca, traduzindo-se pela

transição de 12 V para zero do impulso verde. Este impulso foi registado às 3000 rpm. Com base no código presente no anexo A, o impulso da faísca deveria ocorrer aos 39 graus (59-20). No entanto, devido ao tempo de cálculo de processamento o impulso surgia atrasado aproximadamente 5 graus. Este aspeto foi tido em consideração aquando da afinação do código, no que dizia respeito ao avanço e de acordo com a velocidade de rotação.

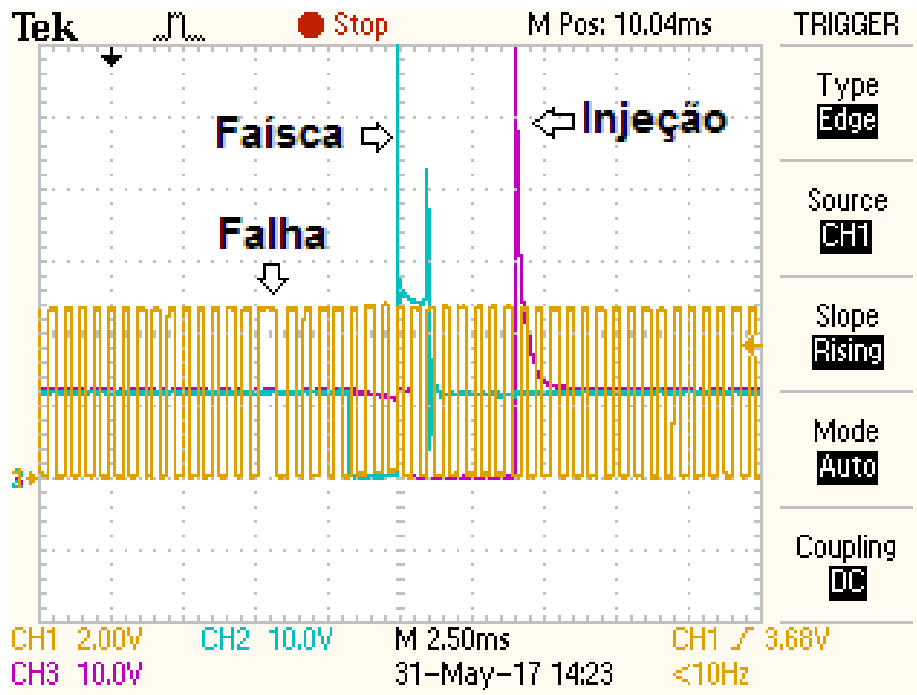


Figura 4.9 – Registo do sensor de Hall (amarelo – 2 V/div) e faísca (verde - 10 V/div) e injeção (roxo – 10 V/div). Base de tempo 2,5 – ms/div

No caso ideal a frequência é de 50 Hz o que se traduz num período de 20 ms como é possível observar na figura 4.10, onde o intervalo entre a primeira falha do dente e a segunda falha do dente, é aproximadamente 20 ms. Observa-se que os impulsos são periódicos e inversamente proporcionais à frequência que por sua vez é diretamente proporcional à rotação do motor (através da equação  $f = \frac{1}{T}$ ), ou seja, com o aumento da rotação o período tende a diminuir. Por outro lado se a rotação diminuir o período aumenta.

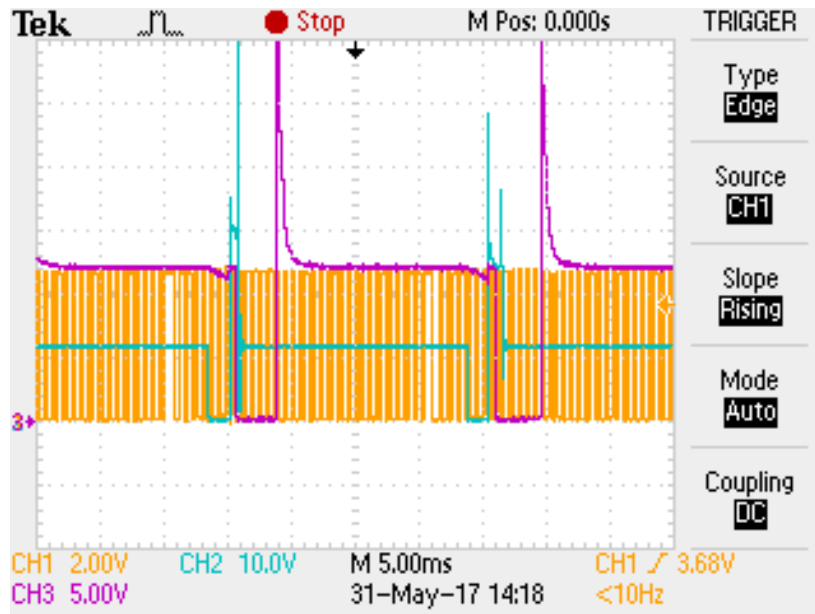


Figura 4.10 – Registo da periodicidade dos sinais, sensor de Hall (amarelo – 2 V/div), faísca (verde – 10 V/div) e injeção (roxo – 5 V/div); Base de tempo – 5 ms/div

Registou-se o funcionamento do sensor MAP (ver figura 4.11). O sensor MAP apresenta variações na tensão em função da variação da pressão no coletor de admissão. Ou seja, quando a pressão é menor, a tensão também é inferior. Na figura 4.11 observaram-se os sinais do sensor MAP (sinal azul) e da injeção (amarelo). Tem-se que o impulso da injeção ocorria duas vezes entre os picos inferiores do sensor MAP (que correspondia à situação de admissão de ar e combustível). Esta situação está de acordo com o referido na descrição da injeção no motor do projeto, uma vez que a injeção ocorria duas vezes por ciclo do motor. Por sua vez a leitura do sensor MAP apresentava a pressão menor quando ocorria a etapa de admissão. Tem-se assim que a pressão variava a cada ciclo do motor na etapa de admissão enquanto a injeção ocorria a cada volta do motor.

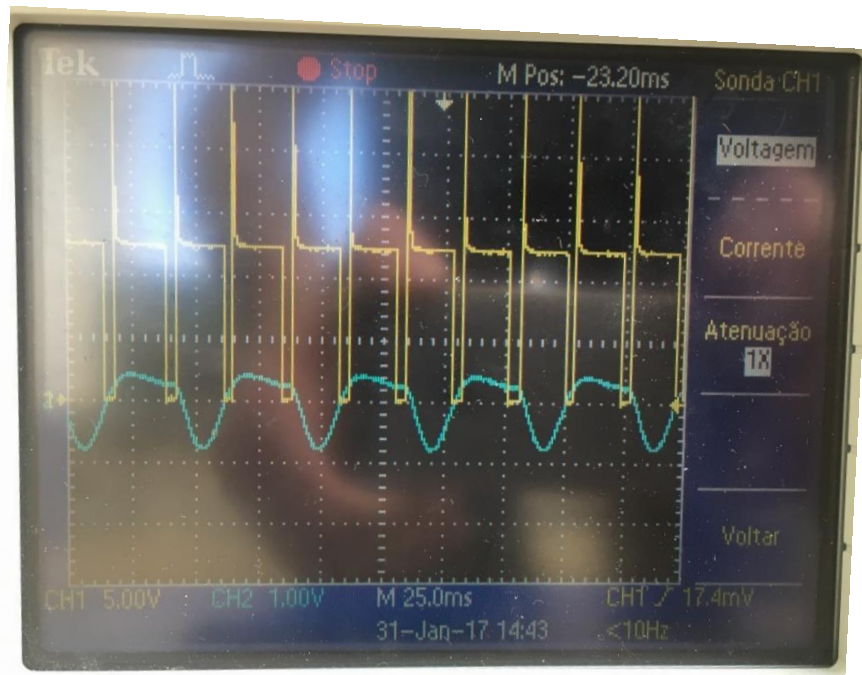


Figura 4.11 – Sensor MAP (azul – 1 V/div) e faísca (amarelo – 5 V/div); Base de tempo – 25 ms/div

## 4.2 Resultados práticos

Nesta secção registaram-se os resultados práticos do funcionamento do motor com controlo eletrónico e compararam-se com o controlo mecânico.

Começou-se por aplicar o compensador PID ao sistema de controlo de velocidade de rotação, para avaliar o seu desempenho. Registou-se a resposta do sistema no arranque (ver figura 4.12 a) e ao desligar o motor (ver figura 4.12 b). O arranque da máquina durava aproximadamente 500 ms. O processo de desligar o motor durava aproximadamente 1750 ms.

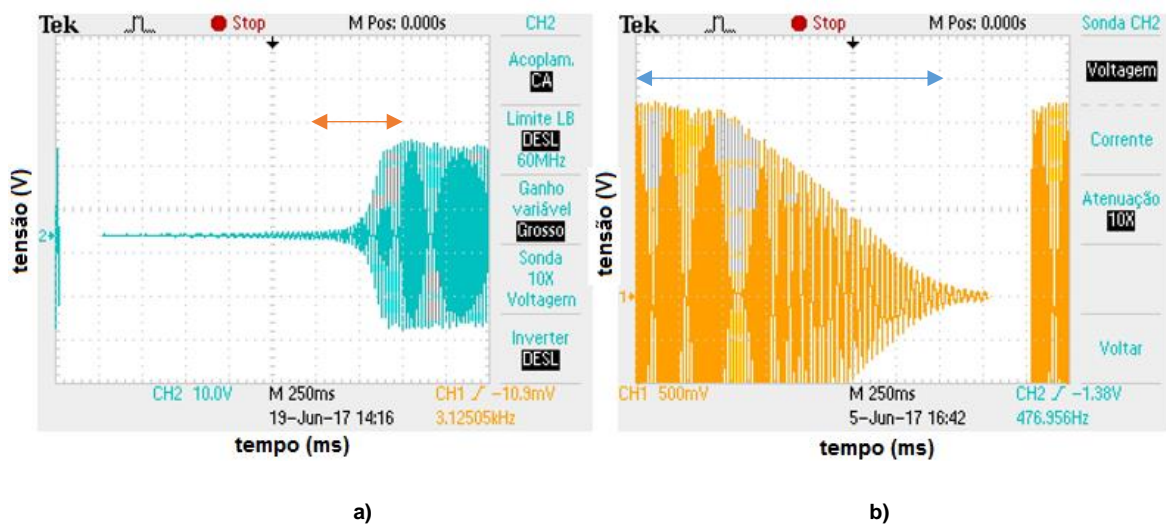


Figura 4.12 – Resposta do sistema com controlo eletrónico sem carga a) no arranque 10 V/div; b) ao desligar - 0,5 V/div; Base de tempo – 250 ms/div

Registou-se o sistema em regime de vazio (figura 4.13). Recorrendo-se a um transformador de 220 V AC -> 24 V AC, para reduzir a tensão, observa-se que a tensão da máquina em vazio é aproximadamente 220 V eficazes (2,2 V x 100), uma vez que o sinal encontrava-se atenuado na ponta de prova, por um fator de 10.

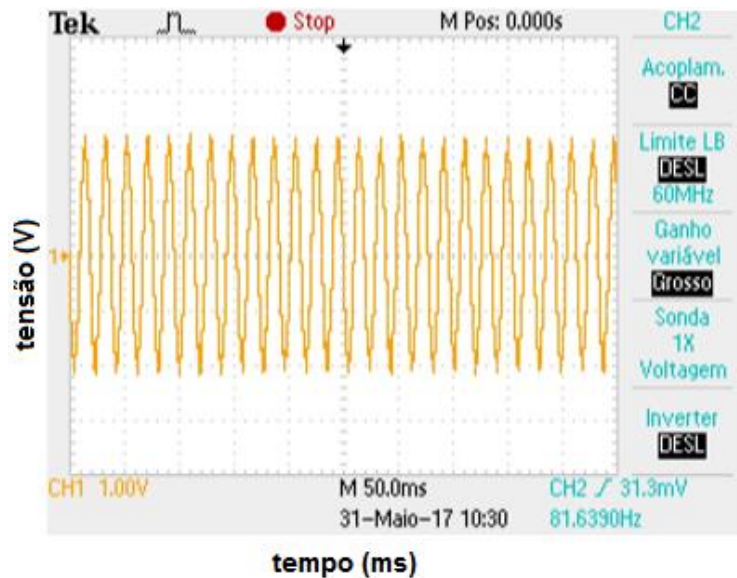
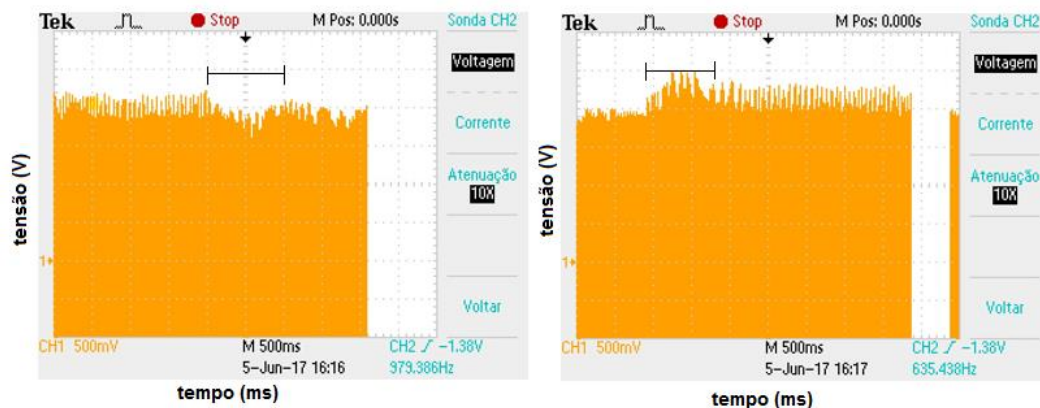


Figura 4.13 – Sistema com controlo eletrónico a funcionar em vazio – 1 V/div; Base de tempo – 50 ms/div

Em seguida aplicou-se uma carga resistiva (torradeira de 1150 W), e registou-se a aplicação (ver figura 4.14 a)) e a remoção da carga (ver figura 4.14 b)), utilizando o compensador PID. Observou-se que o sistema demorava aproximadamente 1 s para estabilizar após a aplicação da carga. Ao remover a carga o tempo de resposta do sistema era cerca 0,9 s. O critério para a estabilidade foi considerando que o sistema estabilizava ao nível da tensão num valor estável, embora com menor amplitude para uma situação com carga, e com maior amplitude numa situação de ausência de carga. Relativamente à frequência esta era monitorizada através de um multímetro e encontrava-se estável em torno dos 50 Hz, quando era considerado que o sistema estava estável.

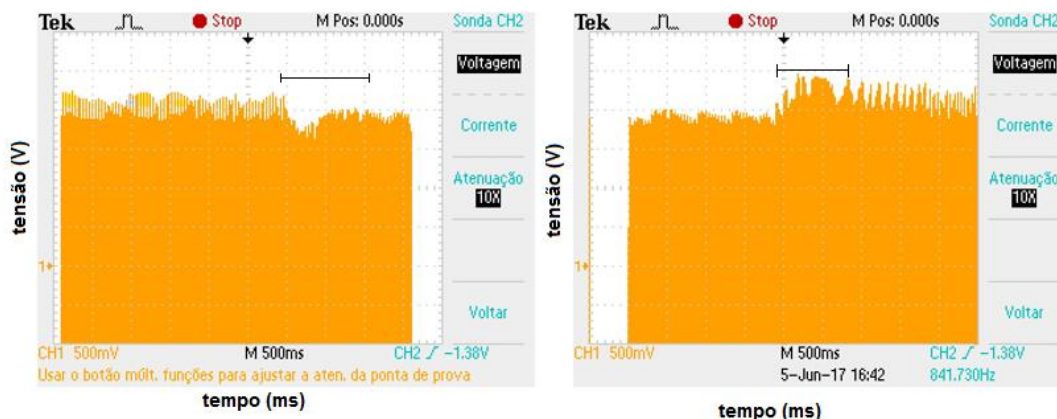


a)

b)

Figura 4.14 – Resposta do sistema ao se aplicar uma carga (a), e ao se remover uma carga (b) com o compensador PID – ambos 0,5 V/div; Base de tempo – 500 ms/div

Depois de registados os testes de resposta do sistema com o compensador PID efetuaram-se os testes da resposta para o compensador PI, para comparar o desempenho. Os resultados estão presentes na figuras 4.15 a) e b).



a)

b)

Figura 4.15 – Resposta do sistema ao se aplicar uma carga (a), e ao se remover uma carga (b) com o compensador PI – ambos 0,5 v/div; Base de tempo – 500 ms/div

Da figura 4.15 retira-se que o tempo de resposta do sistema com o compensador PI, quando se aplicava uma carga, tinha uma resposta aproximadamente 9% mais lenta (levando cerca de 1,1 s) enquanto na situação em que era retirada a carga a resposta do sistema era idêntica, levando aproximadamente 0,9 s. Contudo, apesar do sistema PI ser um sistema mais simples, o compensador PID apresenta melhores resultados na regulação da frequência. O compensador PI apresentava um erro relativo de frequência em relação aos 50 Hz de aproximadamente 4 %. O compensador PID apresentava um

erro relativo de aproximadamente 2,7 %. Nos testes mais abrangentes e portanto alvo de comparação com o sistema sem controlo eletrónico será considerado o compensador PID.

Outro aspeto a realçar das figuras 4.14 e 4.15 é o facto de apesar de o sistema estar a regular a frequência, os testes realizados a nível da resposta do sistema foram abordados com recurso ao osciloscópio efetuando-se a medição da tensão eficaz. No entanto, a frequência nos testes acima realizados permaneceu em média com o valor aproximado de 50 Hz, apresentado os erros relativos referidos no parágrafo anterior.

Nos testes seguintes fez-se uma recolha de dados do sensor de vácuo, em função da rotação, para situações com e sem carga. A tabela 4.1 contem a variação do valor aplicado ao servo e a tabela 4.2 contem a mudança da pressão lida pelo sensor de vácuo.

**Tabela 4.1 – Variação da abertura do servo em função da rotação e aplicação de carga, com carga (verde) sem carga (amarelo)**

	Rotação (rpm)	Servo
Com carga	2645	45,61
	2879	45,31
	2987	42,21
	3026	43,5
Sem carga	3075	30,9
	3159	31,73
	3271	34,3
	3319	30,49

Da tabela 4.1 é possível observar que o valor enviado ao servo era maior quando a rotação estava abaixo do valor pretendido (3000 rpm, que se traduzia na frequência de referência 50 Hz) situação que ocorria quando era aplicada uma carga (valores assinalados a verde na tabela 4.1). Nesse caso o motor necessita de mais ar e mais combustível para conseguir manter a mesma rotação e entregar a potência necessária ao gerador. Por outro lado quando se retirava a carga a rotação subia, diminuindo assim a abertura do servo (valores assinalados a amarelo).

No que diz respeito ao sensor de vácuo os valores estão agregados na tabela 4.2.

Tabela 4.2 – Variação do valor de vácuo em função da rotação e aplicação de carga, com carga (verde) sem carga (amarelo)

	Rotação	Vácuo (%)
Sem carga	3058	65,72
	3134	64,74
	3137	64,5
	3154	64,74
Com carga	2691	74,03
	2697	78,18
	2777	76,47
	2844	74,76
	2930	73,74

Da tabela 4.2 observa-se que o valor de vácuo é apresentado em percentagem de vácuo. Isto deve-se ao facto do mapa utilizado no *software* e presente no anexo A, utilizava o valor de *vac* recorrendo ao sensor de vácuo. O mapa foi projetado numa escala de 0 a 100 %, no que ao vácuo diz respeito e por isso manteve-se o mesmo padrão para a recolha de dados. A ausência de vácuo traduz-se numa situação de pressão atmosférica, situação esta em que o vácuo é nulo. No entanto, receberam-se os dados numa situação inversa, ou seja, numa situação em que não existisse vácuo o valor em percentagem de vácuo era aproximadamente 100 %. Os valores da tabela 4.2 mostram que na situação de ausência de carga o motor estava a sugar o ar para o cilindro, criando uma pressão no coletor de admissão de aproximadamente 65%. Aplicando-se uma carga o valor aumentava, diminuindo o vácuo. Isto deve-se ao facto do motor se encontrar em esforço e a capacidade de admissão do ar diminuir, pelo que o vácuo em situação de carga também diminuir.

A próxima etapa da “bateria de testes”, consistia em testar diferentes cargas, nomeadamente resistiva, indutiva e capacitiva, para avaliar o comportamento do motor e gerador para os diferentes tipos de carga.

Nos testes efetuados, a recolha de dados foi conseguida através da utilização do *Power Analyser* Chauvin Arnoux C.A 8332B [30] (figura 4.16). Este aparelho é utilizado para analisar as redes elétricas, com baixas variações de frequência. Considerando esse aspeto, as oscilações no parâmetro da frequência tiveram de ser pequenas no motor utilizado no projeto, para que fosse possível registar os valores no *Power Analyser* [30].

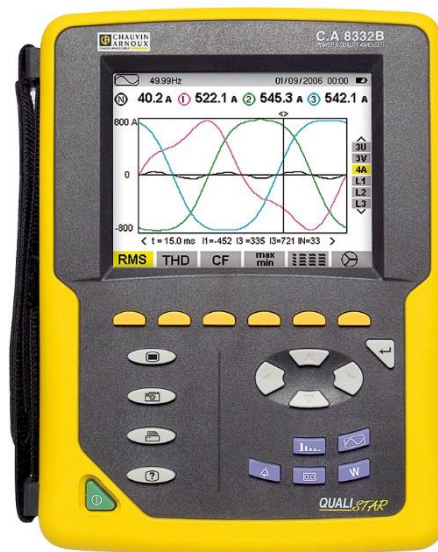


Figura 4.16 – Power Analyser utilizado para efetuar as medições elétricas à saída do gerador [30]

#### 4.2.1 Testes realizados com o controlo eletrónico

Na primeira etapa foram efetuados os testes com o controlo eletrónico desenvolvido.

Começou-se por aplicar uma carga resistiva de  $42 \Omega$  cuja potência requisitada era de 1150 W, com recurso à torradeira (figura 4.17).



Figura 4.17 – Torradeira utilizada como carga (1150W)

Ligando-se a carga resistiva, indicada na figura 4.17, registaram-se os resultados indicados na tabela 4.3. Nessa tabela encontram-se os valores da potência real, reativa e aparente, a frequência, o ângulo entre a tensão e a corrente e por fim o binário através da equação  $T = \frac{V \cdot I \cdot \cos \phi}{\omega}$ . O binário surge como uma medida complementar de comparação com o motor sem controlo eletrónico, uma vez que através do controlo do avanço é possível aumentar ou diminuir o binário.

Tabela 4.3 – Valores obtidos com controlo eletrónico e carga resistiva de 1150 W

Carga resistiva (42 Ω)								Média
Potência real (W)	1178	1144	1182	1200	1187	1187	1041	1159
Potência reativa (VAr)	12	48	0	4	6	2	0	10
Potência aparente (VA)	1179	1144	1182	1201	1187	1187	1041	1160
Frequência (Hz)	50,02	49,71	51,40	50,56	50,12	50,69	48,94	50,20
Binário (Nm)	3,7514	3,6627	3,6599	3,7806	3,7693	3,7269	3,3854	3,6766
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	-0,5729	-2,2334	0	-0,1719	-0,2865	-0,9167	0	-0,5973

Da tabela 4.3 observa-se que apesar de existir alguma variação na potência real gerada pelo motor, o valor médio aproximava-se do valor da potência real referenciado no aparelho. Registou-se que a potência reativa era residual. No que diz respeito à frequência, esta permaneceu em torno dos 50 Hz, tal como pretendido. Apresentava, no entanto, um erro relativo de 2,8%. Relativamente ao binário gerado pelo motor, registou-se um valor 3,67 Nm. Dada a potência reativa residual, verificava-se um ângulo médio entre a corrente e a tensão de -0,5973°.

Com o intuito de observar a resposta da máquina a cargas capacitivas e indutivas, realizaram-se mais dois testes, um com cada tipo de carga, sendo apresentados de seguida.

Introduziu-se um componente capacitivo, através da ligação conjunta de uma carga resistiva, com consumo de 500 W em paralelo com um condensador (10 µF) (ver figura 4.18).

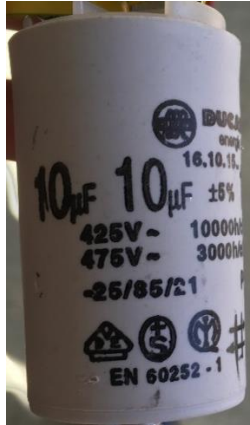


Figura 4.18 – Condensador de 10 µF utilizado na bateria de testes

Com a introdução da componente capacitiva, esperava-se obter um avanço da corrente em relação à tensão. Este facto está demonstrado na figura 4.19, onde se observa o avanço da corrente em relação à tensão com um ângulo de 16°. Este valor dependia da relação entre a carga resistiva e a carga capacitiva. Uma carga resistiva maior iria produzir um ângulo menor (demonstrado nos resultados recolhidos de seguida), enquanto uma carga resistiva menor iria produzir um desfasamento maior.

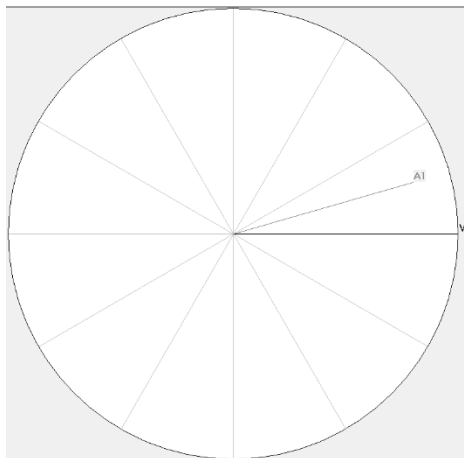


Figura 4.19 – Representação do avanço da corrente em função da tensão devido à introdução de um condensador (obtido com o software Power Analyser Transfer)

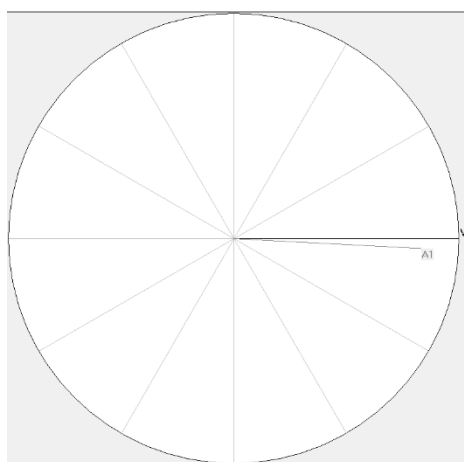
Substituiu-se a carga resistiva de 500 W, pela carga resistiva de 1150 W (torradeira). Os resultados obtidos estão presentes na tabela 4.4:

**Tabela 4.4 – Valores obtidos com controlo eletrónico com uma carga resistiva de 1150 W em paralelo com uma carga capacitiva de 10  $\mu$ F**

Carga resistiva (1150 W) // capacitiva (10 $\mu$ F)								Média
Potência real (W)	1115	1155	1123	1184	1139	1156	1178	1150
Potência reativa (VAR)	152	131	152	173	127	166	140	148
Potência aparente (VA)	1126	1166	1134	1196	1151	1168	1190	1161
Frequência (Hz)	48,83	48,94	48,64	50,12	48,94	50,30	49,94	49,38
Torque (Nm)	3,6700	3,7919	3,7106	3,7979	3,7431	3,6957	3,7924	3,7431
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	7,9134	6,0508	7,8010	8,8667	5,9941	8,5868	6,5036	7,3880

Pela tabela 4 verifica-se que a introdução da componente capacitiva juntamente com a componente resistiva, incrementa a potência reativa, bem como a diferença entre a potência real e a potência aparente. Relativamente à frequência a variação foi pouca em relação ao valor central, apresentando um erro relativo de 2,72%. Relativamente ao ângulo de desfasamento, este passava a ser positivo devido à componente capacitiva. O motor, nestas condições, em média tinha um binário de 3,74 Nm.

Passou-se ao teste seguinte, efetuado com o controlo eletrónico desenvolvido. Este teste consistiu em testar o sistema para uma carga indutiva (15 mH) em série com a carga resistiva de 500 W, e este conjunto em paralelo com uma resistência de 1150 W (torradeira). Registou-se o desfasamento da corrente em relação à tensão (ver figura 4.20).



**Figura 4.20 – Representação do atraso da corrente em função da tensão devido à introdução de uma bobine (obtido com o software Power Analyser Transfer)**

A introdução da componente indutiva no circuito iria introduzir um atraso da corrente em relação à tensão de 3 graus. Tal como para a situação da componente

capacitiva, quanto maior era a carga indutiva em relação à carga resistiva maior seria o desfasamento entre a corrente e a tensão. No teste que se seguiu, surgiu a necessidade de introduzir uma terceira carga resistiva de 500 W, de modo que a bobine fica-se em série com esta nova carga, e o conjunto (bobine mais a resistência de 500 W) fica-se em paralelo com a carga de 1150 W. Após a introdução da terceira carga, resultava uma impedância de 42,19  $\Omega$ , obtendo-se uma corrente de 5,45 A. Assim obtiveram-se os valores da tabela 4.5.

**Tabela 4.5 – Valores obtidos com o controlo eletrónico com carga resistiva de 1150 W em paralelo com carga indutiva de 15 mH em série com carga resistiva de 500 W**

Carga resistiva (1150 W) // (Resistiva (500 W) + indutiva (15 mH))								Média
Potência real (W)	1579	1560	1573	1589	1572	1586	1578	1576
Potência reativa (VAR)	36	38	4	29	39	35	35	30
Potência aparente (VA)	1580	1561	1574	1591	1574	1588	1579	1578
Frequência (Hz)	50,58	50,67	50,00	50,98	50,51	50,41	50,53	50,52
Torque (Nm)	4,9716	4,9031	5,0102	4,9670	4,9596	5,0136	4,9734	4,9712
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	-1,3176	-1,3748	-1,4321	-1,0885	-1,4321	-1,2603	-1,2603	-1,3094

Da tabela 4.5 retira-se que a componente indutiva, neste caso, não afetava significativamente a potência pois, a diferença entre a potência real e aparente, era de baixo valor. Novamente, no que dizia respeito à frequência esta manteve-se quase inalterada, apresentando-se sempre em torno do valor central de 50 Hz, possuindo um erro relativo de 1,96%. O ângulo de desfasamento era de -1,3 graus.

Para estimar o consumo de combustível sabe-se que a bomba de combustível garantia uma pressão constante de 3 bar. De acordo com a informação do injetor, este injetava 18,6 mg/min ou 140 cc/min (cm<sup>3</sup>) por minuto. Para o cálculo do consumo, considerou-se a situação do motor a funcionar sem carga à rotação 3000 rpm. Nesta situação ocorria 1 injeção a cada 20 ms, pelo que após 1 min registava-se 9,3 s de tempo no qual o injetor se encontrava aberto. Este tempo representa 15,5% de tempo ligado. Considerando o valor 140 cc/min e multiplicando pela percentagem de tempo que o injetor se encontrava aberto obteve-se 21,77 cc/min de consumo. Ou seja numa hora resultava num consumo de 1,302 L/h.

Quando comparado com o valor indicado pelo fabricante do gerador, o qual apresentava um valor de 1,5 L/h, resulta assim, numa melhoria de 13,2%.

De seguida apresentava-se os testes do motor no seu estado original, replicando os testes para comparar com o controlo eletrónico.

#### 4.2.2 Testes realizados com o controlo mecânico

Assim, dando início à segunda série de testes, replicou-se a situação de arranque (ver figura 4.21 a)) e desligar da máquina (ver figura 4.21 b)).

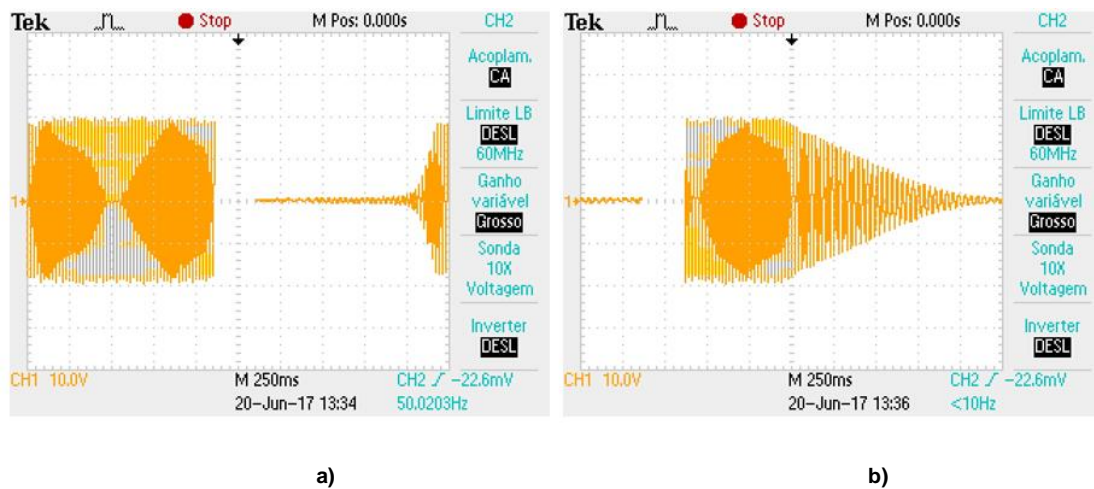


Figura 4.21 – Resposta do sistema sem controlo eletrónico a) no arranque; b) ao desligar – ambos 10 V/div; Base de tempo – 250 ms/div

No caso acima registado, verificava-se que a máquina levava aproximadamente 300 ms para estabilizar após ter sido ligada. Resultando numa diferença de 200 ms para o sistema desenvolvido. No caso de desligar a máquina tinha uma diferença de 250 ms em comparação ao sistema com eletrónica, medindo-se 1750 ms para desligar a máquina no caso do motor nas condições originais. No entanto estas diferenças não são muito significativas. De seguida registou-se o sistema em vazio (sem carga) presente na figura 4.22

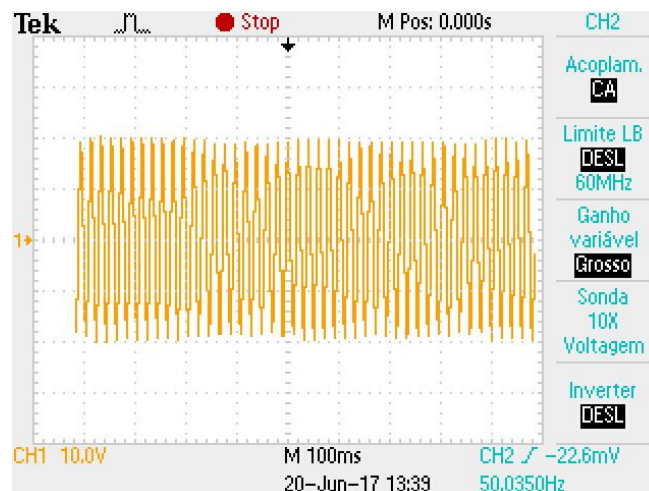
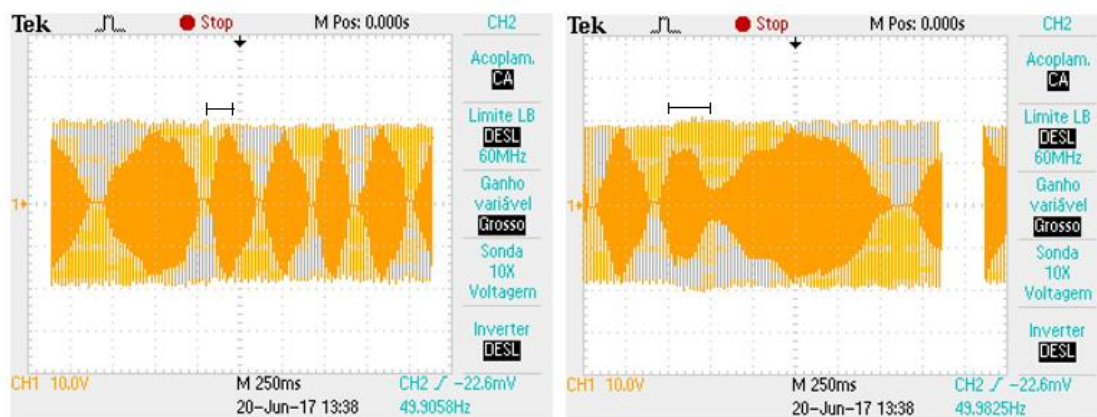


Figura 4.22 – Sistema sem controlo eletrónico, a funcionar em vazio – 10 V/div; Base de tempo – 100 ms/div

Na figura 4.22 observa-se que a tensão do sistema em vazio era aproximadamente 200 V ( $20\text{ V} \times 10$ ), representando uma diminuição de 20 V em relação ao sistema com controlo eletrónico, o qual possuía uma tensão em vazio de 220V eficazes. Após este teste observou-se a resposta do sistema à aplicação de uma carga (ver figura 4.23 a)), bem como ao retirar a carga (ver figura 4.23 b)).



**Figura 4.23 – Resposta do sistema sem controlo eletrónico ao aplicar uma carga (a), ao remover uma carga (b) – ambos 10 V/div; Base de tempo – 250 ms/div**

Da figura 4.20 observa-se que o tempo de resposta ao aplicar uma carga era 150 ms. Ao remover uma carga o sistema levava cerca de 250 ms para estabilizar. Estes valores são bastante mais reduzidos quando comparados com os obtidos utilizando o sistema com controlo eletrónico e compensador PID. Nesse caso os valores obtidos foram de 1 s e 0,9 s, respetivamente, ao aplicar uma carga e ao remover uma carga. A diferença existente pode ser explicada através dos seguintes fatores: o compensador utilizado e a resposta do servo ao valor pedido pelo compensador. Com isto quiséramos dizer que utilizando-se um compensador mais complexo poderia implicar um tempo de resposta mais lento, podendo ser compensado pela resposta mais estável em torno do valor de referência. Relativamente à resposta do servo, esta dependerá muito da capacidade do servo mudar de posição em relação às alterações das condições de funcionamento do motor, que levava o compensador a alterar o valor aplicado ao servo. Uma vez que o servo utilizado não apresentava um tempo de resposta muito baixo, levava a alguns atrasos na resposta do sistema.

Na próxima etapa, replicaram-se os testes para cargas resistiva, indutiva e capacitiva. No primeiro teste, nesta segunda fase da bateria de testes, foi aplicada a carga resistiva de 1150 W e registaram-se os valores na tabela 4.6.

**Tabela 4.6 – Valores obtidos sem controlo eletrónico com carga resistiva de 1150W**

Carga resistiva (1150 W)								Média
Potência real (W)	970,2	958,2	959,3	948,8	949,2	969,9	967,4	960,4
Potência reativa (VAR)	8,9	3,3	1,7	13,4	12,2	11,8	3,8	7,8
Potência aparente (VA)	970,3	958,3	959,4	948,9	949,2	970	967,5	960,5
Frequência (Hz)	47,83	47,49	48,09	48,34	47,88	47,66	47,73	47,86
Torque (Nm)	3,229	3,212	3,175	3,124	3,155	3,239	3,226	3,194
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	-0,516	-0,172	-0,115	-0,802	-0,745	-0,688	-0,229	-0,467

Da tabela 4.6 observa-se que a potência produzida pela máquina era inferior ao valor requisitado pela carga. Outro aspeto relevante é facto da frequência nunca atingir o valor 50 Hz. No entanto a carga usada funcionava pois os aparelhos têm a capacidade de funcionar mesmo com uma tensão e frequência ligeiramente inferiores. Pegando nas colunas finais da tabela 4.6 e tabela 4.3 criou-se a tabela 4.7 facilitando a análise e comparação dos dois sistemas.

**Tabela 4.7 – Comparação dos sistemas para a carga resistiva de 1150 W**

Carga resistiva (1150 W)		
	Com controlo eletrónico	Sem controlo eletrónico
Potência real (W)	1159,857	960,429
Potência reativa (VAR)	10,003	7,871
Potência aparente (VA)	1160,143	960,514
Frequência (Hz)	50,206	47,86
Binário (Nm)	3,6766	3,194
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	-0,5973	-0,467

Comparando os sistemas, para o teste com carga resistiva, era possível apurar que o controlo eletrónico traz algumas melhorias tais como: a potência, com o sistema controlado era possível entregar à carga efetivamente a potência nominal indicada na mesma, enquanto o sistema sem controlo a potência média registada era aproximadamente 17,4% (200 W) inferior ao valor indicado na torradeira. Esse facto fez com que a potência aparente fosse também consideravelmente inferior ao resultado registado com o sistema com controlo. Ao nível da frequência observou-se que o sistema não conseguia atingir os 50 Hz. Em média o valor era menor que 48 Hz, apesar do motor indicar que o regime de trabalho era 3000 rpm o que correspondia a 50 Hz. Relativamente ao binário produzido pelo motor, dadas as condições acima referidas,

acrescentou-se o facto de o sistema desenvolvido ser possível ajustar o avanço do disparo o que permitiu aumentar o binário, assim o resultado conseguido foi uma melhoria de 0,48 Nm quando o sistema era ligado a uma carga de 1150 W.

Seguiu-se o teste com a componente capacitiva, obtendo-se os resultados presentes na tabela 4.8

**Tabela 4.8 – Valores obtidos sem controlo eletrónico com a carga resistiva de 1150 W em paralelo com a carga capacitiva de 10 µF**

Carga resistiva (1150 W) // capacitiva (10 µF)								Média
Potência real (W)	1041	1047	1034	1047	1045	1051	1042	1043
Potência reativa (VAR)	131	139	136	139	141	141	137	137
Potência aparente (VA)	1051	1057	1044	1058	1055	1062	1052	1054
Frequência (Hz)	48,46	48,5	48,51	48,37	48,53	48,48	48,23	48,44
Torque (Nm)	3,4518	3,4686	3,4252	3,4812	3,4599	3,4864	3,4715	3,463
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	7,0122	7,6322	7,5196	7,6322	7,8010	7,6322	7,5196	7,535

Como no caso anterior, juntaram-se os resultados dos testes com e sem controlo eletrónico aplicado sobre o teste de carga resistiva em paralelo com um condensador de 10 µF, com a finalidade de comparar os resultados (ver tabela 4.9).

**Tabela 4.9 – Comparação dos sistemas para a carga resistiva (1150 W) em paralelo com a carga capacitiva (10 µF)**

Carga resistiva (1150 W) // Capacitiva (10 µF)		
	Com controlo eletrónico	Sem controlo eletrónico
Potência real (W)	1150	1043,857
Potência reativa (VAR)	148,714	137,714
Potência aparente (VA)	1161,571	1054,143
Frequência (Hz)	49,387	48,440
Torque (Nm)	3,743	3,464
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	7,388	7,536

A comparação dos sistemas mostra que para a situação de carga capacitiva verificou-se que o sistema com controlo eletrónico superava o sistema original na capacidade de produção de potência, bem como na regulação da frequência. Contudo, apesar de nesta situação, em média, o valor não ser 50 Hz era ainda superior e aproximadamente 1 Hz em relação ao sistema original. Relativamente ao binário, como referido na comparação efetuada no teste anterior, o avanço conseguido também era

superior ao original, e neste caso a diferença era de 0,279 Nm. A introdução da componente capacitiva no sistema influenciava a potência, uma vez que a diferença entre a potência real e aparente era superior.

No teste seguinte introduziu-se uma componente indutiva na carga. Os resultados estão registados na tabela 4.10.

**Tabela 4.10 – Valores obtidos sem controlo electrónico com a carga resistiva de 1150 W em paralelo com a carga indutiva de 15 mH mais resistiva 500 W**

Carga resistiva (1150 W) // (Resistiva (500 W) + indutiva (15 mH))								Média
Potência real (W)	1337	1347	1337	1366	1359	1355	1359	1351
Potência reativa (VAR)	15	15	17	17	15	19	15	16
Potência aparente (VA)	1338	1347	1337	1366	1360	1356	1360	1352
Frequência (Hz)	47,7	48,15	48,37	48,19	48,21	47,98	48,21	48,11
Torque (Nm)	4,464	4,452	4,399	4,511	4,490	4,498	4,490	4,472
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	-0,630	-0,630	-0,745	-0,688	-0,630	-0,802	-0,630	-0,679

Na tabela 4.11 resumiram-se os resultados, em média, dos testes realizados com e sem controlo para o teste em questão.

**Tabela 4.11 – Comparação dos sistemas para a carga resistiva (1150 W) em paralelo com a carga indutiva (15 mH) + resistiva (500 W)**

Carga resistiva (1150 W) // (Resistiva (500 W) + indutiva (15 mH))		
	Com controlo electrónico	Sem controlo electrónico
Potência real (W)	1576,714	1351,429
Potência reativa (VAR)	30,857	16,143
Potência aparente (VA)	1578,143	1352
Frequência (Hz)	50,526	48,116
Torque (Nm)	4,971	4,472
Desfasamento entre a corrente e a tensão (graus)	-1,309	-0,679

Da tabela 4.11 observa-se, como nos dois casos anteriores, a diferença da potência gerada pela máquina com e sem controlo electrónico. Neste caso surgiu uma diferença de potência produzida de 14,3% (226 W). No que diz respeito à frequência novamente quando o sistema se encontra regulado pelo controlo electrónico a frequência

atingia em média efetivamente os 50 Hz, caso que não ocorria no sistema original. Quanto ao binário, o sistema desenvolvido permitia no teste realizado um aumento de 0,5 Nm. Com a introdução da bobine no sistema destacava-se o facto de não ocorrerem alterações significativas, como na situação da inclusão da componente capacitiva, pois a potência real e aparente estavam bastante próximas.

## Conclusão

Nesta secção descreveu-se numa primeira fase o procedimento experimental do projeto, no que diz respeito à implementação prática. Apresentaram-se os componentes desenvolvidos, dada a necessidade de algumas adaptações ao motor, bem como as ligações do injetor, bobine e bomba de combustível. Posteriormente apresentaram-se os resultados dos testes da leitura do sensor de Hall e MAP e dos impulsos enviados para a bobine e injetor.

Numa segunda fase apresentaram-se os testes realizados com o sistema desenvolvido, permitindo o controlo eletrónico do motor. Nos testes apresentaram-se os resultados da medição do sensor MAP em função da rotação e da carga, bem como da variação da abertura do servo também em função da rotação e carga. Posteriormente, apresentaram-se os resultados para três situações distintas relativamente ao comportamento do motor para cargas resistiva, capacitiva e indutiva. Replicaram-se os testes com o motor a funcionar na condição original ou seja, sem controlo eletrónico, realizando nova recolha de dados. Ao longo dos testes foi realizada a comparação entre os dois sistemas.



## 5 CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se as conclusões do projeto desenvolvido e sugerem-se propostas de trabalho futuras.

### 5.1 Conclusões do projeto

Neste projeto desenvolveu-se um sistema capaz de controlar eletronicamente um motor de combustão interna, através da leitura de sensores e atuação sobre o motor, através do controlo de uma centralina.

Foi realizada uma revisão da bibliografia, relativamente aos diversos componentes mecânicos constituintes de um motor de combustão interna, bem como do funcionamento de um motor a quatro tempos. Descreveu-se o funcionamento de um sistema de injeção de combustível por carburador e por injeção eletrónica, tentando elucidar os principais aspetos positivos e negativos de cada um. Referenciaram-se os diferentes tipos de sistemas que permitem produzir uma descarga elétrica capaz de iniciar a queima do combustível. Expôs-se o funcionamento do sensor de Hall para a leitura da rotação e a posição do PMS do motor e introduziu-se o compensador do tipo PID. Por último abordou-se o exemplo de uma centralina disponível no mercado.

Introduziu-se o motor utilizado, referindo os principais aspetos: consumo, potência e região ótima de funcionamento. O motor estava acoplado a um gerador, o qual foi também apresentado. O funcionamento do motor e do gerador foi projetado tendo em conta a necessidade de regular a tensão e a frequência, tidos como referência na geração de energia elétrica. Por último apresentou-se o esquema geral de controlo de um motor de combustão interna, para o caso particular, acoplado a um gerador elétrico.

Projetaram-se os circuitos de condicionamento de sinal dos sensores para leitura das grandezas do motor, nomeadamente o sensor de Hall para a leitura da rotação e posição do PMS, e ainda do sensor MAP, para estimar a pressão no coletor de admissão. Além dos circuitos elaborados para os sensores, projetaram-se os circuitos de acionamento da bobine e injetor, de acordo com a decisão da centralina. Desenvolveu-se uma placa para acomodar os circuitos desenvolvidos, permitindo compactar a dimensão dos circuitos. Teve-se o cuidado de implementar um *shield* de modo que o circuito assentasse diretamente sobre o microcontrolador. Implementou-se também o servomotor responsável pela abertura da borboleta que controla o fluxo de ar para o motor de combustão interna.

Desenvolveu-se o *software* implementado sobre dois microcontroladores. No primeiro microcontrolador desenvolveu-se o código referente à leitura dos sensores Hall e MAP. Foi desenvolvido um mapa para o combustível, mapeado em função da rotação e do valor de vácuo. Com base nas leituras dos sensores, e através de uma função percorria o mapa efetuando cálculos estimando o valor a atuar no injetor. Através de uma outra função estimava-se o valor do avanço e a partir daí calculava-se o instante no qual deveria ocorrer a faísca. Projetou-se os compensadores PI e PID, apresentando os vários passos. Estimaram-se os valores dos vários componentes do compensador para regular a rotação, sendo posteriormente implementados sobre o segundo microcontrolador, que controlava a abertura da borboleta em função da rotação.

Implementaram-se os compensadores projetados no software Matlab Simulink, observando que o compensador PI apresentava sobrelevação da resposta do compensador quando comparado com o compensador PID. Por sua vez o compensador PID apresentava uma resposta suave até atingir o valor de referência. De seguida introduziu-se uma perturbação no sistema, avaliando a resposta dos compensadores PI e PID à introdução da perturbação. Retirou-se que ambos os compensadores conseguiram compensar a perturbação.

Apresentaram-se os passos efetuados ao longo do desenvolvimento prático do trabalho. Foram elucidados os principais aspetos sobre os quais foi efetuada a construção de um coletor de admissão para suportar o injetor, sensor MAP e borboleta. Explicou-se a maneira como foram feitas as ligações da bobine e injetor à Centralina. Expôs-se ainda os resultados dos impulsos da faísca e injeção em função do sensor de Hall.

Realizaram-se testes com o sistema desenvolvido. Os testes consistiram na aplicação e remoção de carga e observou-se a resposta do sistema para diferentes cargas: nomeadamente a resistiva, capacitiva e indutiva. Constatou-se que a introdução de uma componente capacitiva, como carga, introduz um desfasamento entre a corrente e a tensão, resultando num avanço da corrente em função da tensão. Quanto à introdução de uma componente indutiva, ela provoca um atraso da corrente em função da tensão. Replicaram-se os testes para o sistema sem controlo eletrónico e compararam-se os sistemas. Ao nível da potência gerada, o sistema com controlo eletrónico permitiu atingir uma potência mais elevada, aproximando-se do valor pedido pela carga, enquanto o sistema original ficava em alguns testes abaixo do valor nominal da potência de carga. Relativamente à frequência verificou-se, com sucesso, a capacidade do sistema com controlo em regular a frequência em torno dos 50 Hz,

apresentando em média uma variação máxima de 2,493% em relação aos 50 Hz. Por outro lado, o sistema original não conseguia atingir os 50 Hz, quer se encontrasse com ou sem carga, apresentando em média um erro relativo de 4,387%. Além disto a tensão à saída do sistema também era inferior em 9% (20 V). O sistema com controlo consegue atingir a tensão de 220 V enquanto o original ficava pelos 200 V, numa situação sem carga. No que diz respeito ao binário o sistema desenvolvido permitiu um aumento em média de 0,42 Nm. O último aspeto prende-se com a eficiência ao nível do consumo, o qual foi possível melhorar em aproximadamente 13%. Esta melhoria traduziu-se num consumo de 1,302 L/h, valor bastante satisfatório para um motor compacto.

Em suma, o trabalho foi bem-sucedido uma vez que foi possível desenvolver um sistema para efetuar o controlo de um motor de combustão interna, sistema esse que provou ser capaz de controlar o motor. O sistema em si é de baixo custo, aproximadamente 40-50€ no que diz respeito aos microcontroladores e restantes componentes, baseando-se em dois microcontroladores Arduíno e um circuito de condicionamento e acionamento simples. Foi possível melhorar os parâmetros da frequência de trabalho, tensão e torque. Foi ainda possível melhorar o consumo de combustível.

## 5.2 Perspetivas de trabalhos futuros

Durante a realização do trabalho foram surgindo sugestões para futuros que se apresentam nesta secção.

Tentar replicar o sistema num carro com motor, por exemplo um KART, avaliando a resposta do sistema numa situação de andamento e comprovar se os resultados obtidos em laboratório para um situação fixa são válidos para um sistema móvel. Projetar o software para diminuir o número de microcontroladores utilizados, recorrendo a um microcontrolador com maior capacidade de processamento se necessário. Melhorar o tempo de resposta do servo. Melhorar os modelos que caracterizam o motor e com esses dados melhorar o projeto dos compensadores. Os restantes aspetos referem-se mais a aspetos de compactação de componentes e organização. No trabalho tanto a bomba de combustível como a bobine tiveram origem automóvel, no entanto as suas dimensões tornavam-nas pouco práticas para que fosse possível instala-las num sistema como o do trabalho em questão. Seria necessário algum cuidado para escolher componentes que fossem capazes de realizar o mesmo trabalho mas que apresentassem uma dimensão mais pequena. Para o trabalho em questão uma bobine com um só ramo seria suficiente, visto que o motor apenas tem um cilindro.

## 6 BIBLIOGRAFIA

### Livros:

- [1]. Moran, Michael J., and Howard N. Shapiro. Fundamentals of Engineering Thermodynamics. 5th ed. Hoboken, N.J. Chichester; John Wiley & Sons, 2006.
- [2]. [http://www.escolaelectra.com.br/alumni/biblioteca/Apostila\\_motores\\_de\\_combustao\\_interna.pdf](http://www.escolaelectra.com.br/alumni/biblioteca/Apostila_motores_de_combustao_interna.pdf)
- [3]. Ricardo Barbosa Rodrigues Protásio, “Implementação de um Sistema de Injeção e Ignição Eletronicamente Controlados num motor de combustão interna,”, Ph.D. dissertação, Engenharia Aeronáutica, Universidade da Beira Interior, 2012.
- [4]. <http://www.mytrainingbc.ca/skills-exploration/activity/automotive/pdf/10.Basics4StrokeEngines.pdf>, consultado em 2 de Setembro de 2016;
- [5]. <http://abibliadocarro.blogspot.pt/2009/12/carter.html>, consultado em 2 de Setembro de 2016;
- [6]. <https://www.quora.com/What-is-a-flywheel-in-a-car-engine-and-what-does-it-do>, consultado em 2 de Setembro de 2016;
- [7]. Armando José Cardoso Alves, “Gestão de motores de combustão interna,”, Ph.D. dissertação, Engenharia Mecatrónica, Universidade do Minho, 2013;
- [8]. Heywood, John B., Internal Combustion Engine Fundamentals, McGraw-Hill, Inc.
- [9]. William B. Ribbens, Ph.D., Understanding Automotive Electronics. 5<sup>th</sup> ed. Butterworth–Heinemann, 1998
- [10]. [http://dellorto.it/wp-content/uploads/2015/10/dellorto\\_manual.pdf](http://dellorto.it/wp-content/uploads/2015/10/dellorto_manual.pdf), consultado em 31 de Agosto de 2016;
- [11]. [http://www.aa1car.com/library/fuel\\_injection\\_basics.htm](http://www.aa1car.com/library/fuel_injection_basics.htm), consultado em 2 de Setembro de 2016;
- [12]. <https://www.intechopen.com/books/advances-in-internal-combustion-engines-and-fuel-technologies/combustion-process-in-the-spark-ignition-engine-with-dual-injection-system>, consultado em 2 de Setembro de 2016;

- [13]. <http://www.sensorsmag.com/components/magnetic-sensors-and-timing-applications>, consultada em 30 de Março de 2017;
- [14]. <http://sistemasautomotivos.blogspot.pt/2009/01/velas.html>, consultado em 17 de Abril de 2017;
- [15]. <http://www.ngksparkplugs.co.za/technical/technical-spark-plugs>, consultado em 17 de Abril de 2017;
- [16]. <http://www.ngksparkplugs.co.za/products/ngk-spark-plugs/>, consultado em 17 de Abril de 2017;
- [17]. Nuno Filipe da S. Petronilho, “Projeto de um sistema de Gestão Eletrónica para um motor de ciclo de 4 tempos de ignição por faísca de um veículo automóvel utilitário,”, Ph.D. dissertação, Departamento de Engenharia Mecânica, Faculdade de Ciências e Tecnologia Universidade de Coimbra, 2011;
- [18]. <http://cdn.powerequipment.honda.com/engines/pdf/manuals/00X31Z8A0230.pdf>, página 10, consultado em 17 de Abril de 2017;
- [19]. <http://www.renaultclube.com/tudo-sobre-velas-de-ignicao/>, consultado em 17 de Abril de 2017;
- [20]. Fernando de Almeida e Costa, “Desenvolvimento de Centralina Automóvel com Arquitetura Distribuída,”, Ph.D. dissertação, Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática, Universidade de Aveiro 2009;
- [21]. <https://www.diyautotune.com/shop/megasquirt-assembled/megasquirt-2-megasquirt-assembled/>, consultado em 7 de Setembro de 2017;
- [22]. <http://engines.honda.com/models/model-detail/gc160>, consultado em 18 de Abril de 2017;
- [23]. [http://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/hall\\_effect\\_sensors/littelfuse\\_hall\\_effect\\_sensors\\_55505\\_datasheet.pdf.pdf](http://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/hall_effect_sensors/littelfuse_hall_effect_sensors_55505_datasheet.pdf.pdf), consultado em 22 de Junho de 2017;
- [24]. <http://www.arduinoos.com/2013/08/engine-rpm-part-1/>, consultado em 22 de Junho de 2017;
- [25]. [http://pdf.icpdf.com/PdfOld/icpdf\\_datasheet\\_2/02730\\_datasheet\\_27460/450499/02730\\_datasheet.pdf](http://pdf.icpdf.com/PdfOld/icpdf_datasheet_2/02730_datasheet_27460/450499/02730_datasheet.pdf), consultado em 22 de Junho de 2017;
- [26]. [http://www.ixysic.com/home/pdfs.nsf/www/IXD\\_604.pdf/\\$file/IXD\\_604.pdf](http://www.ixysic.com/home/pdfs.nsf/www/IXD_604.pdf/$file/IXD_604.pdf), consultado em 3 de Julho de 2017;
- [27]. <http://www.silvinopresa.com/how-to/python/control-a-servo-with-arduino-and-python-vpython/>

- [28]. <http://akizukidenshi.com/download/ds/towerpro/SG90.pdf>, consultado em 3 de Julho;
- [29]. <http://www.siemensdekafuelinjectors.com/60-lb-hr-siemens-deka-fuel-injectors-high-impedance-short-style/>, consultado em 3 de Julho;
- [30]. <http://www.chauvin-arnoux.com/en/produit/CA8332B>, consultado em 3 de Julho de 2017;

## Anexos

### A – Código atribuído ao processador Arduino

#### ATMEGA2560

```
//Atribuição das portas

int spark = 7;

int fuel = 8;

//Atribuição de constantes

int i=0;

int j=0;

int l=0;

int x1=0;

int x2=0;

int y1=0;

int y2=0;

int phase = 0;

float f3=0;

float tps=0.0;

long rotTime=0;

volatile int go = 0;

volatile int rpm=0;

volatile int state = LOW;

unsigned long toothTime = 0;

unsigned long degreeTime = 0;

volatile unsigned long oldTo = 0;

volatile unsigned long oldTime = 0;

volatile unsigned long actualTime = 0;

volatile unsigned long toothTimeRef = 0;

volatile unsigned long toothOldTime = 0;
```

```
volatile unsigned long toothActualTime = 0;

volatile unsigned long toothTimeDebounce = 0;
```

```
//Mapa Avanço da Faisca
```

```
const int mapSensor[] = {200, 800, 1000, 2000, 3000, 4000, 5000,6000,7000,10000}; // RPM
```

```
const int diffPSensor[] = {18, 18, 19 , 20, 21 , 20 , 20, 20,20,20}; // Avanço
```

```
//Mapa Combustível
```

```
const int mapa[16][18] = {{0, 100, 500, 750, 1000, 1250, 1500, 1750, 2000, 2250, 2500, 2750, 3000, 3250, 3500, 3750, 4000, 4500},
```

```
                {25, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 46, 46, 46, 46, 46, 46, 46, 46},
```

```
                {30, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 46, 46, 46, 46, 46, 46, 46, 46},
```

```
                {40, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 46, 55, 56, 56, 55, 55, 55, 55},
```

```
                {50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 46, 55, 56, 56, 55, 55, 55, 55},
```

```
                {55, 102, 84, 76, 66, 56, 50, 50, 50, 47, 55, 56, 56, 55, 55, 55, 55},
```

```
                {60, 103, 85, 77, 67, 57, 50, 50, 50, 48, 56, 57, 57, 56, 55, 55, 55},
```

```
                {65, 105, 87, 79, 69, 59, 52, 50, 52, 50, 56, 57, 58, 57, 56, 55, 55},
```

```
                {70, 110, 89, 81, 71, 61, 54, 51, 54, 52, 57, 58, 59, 58, 56, 55, 55},
```

```
                {75, 115, 91, 83, 73, 63, 56, 53, 56, 54, 58, 59, 60, 59, 57, 55, 55},
```

```
                {80, 120, 95, 85, 75, 65, 58, 55, 58, 56, 59, 60, 61, 60, 58, 56, 56},
```

```

    {84, 125, 102, 88, 78, 66, 59, 56, 59, 56, 60, 61, 62, 61, 59, 56,
47, 46},
    {88, 130, 110, 92, 80, 67, 60, 57, 60, 57, 61, 62, 63, 62, 60, 57,
48, 46},
    {92, 135, 120, 97, 82, 68, 61, 58, 61, 58, 62, 63, 64, 63, 61, 58,
49, 46},
    {95, 140, 125, 105, 83, 69, 62, 59, 62, 59, 63, 64, 65, 64, 62, 59,
50, 46},
    {100, 145, 130, 115, 85, 70, 63, 60, 63, 60, 64, 65, 66, 65, 63, 60,
51, 46}};

```

```

int z=0;

int u=0;

int b=0;

int n=0;

int pos = 0;

int Length = 18;

int fuelTime = 0;

int verticalLength = 16;

float m=0;

const int tableLength = 10;

int MSmin, MSmax, DPSmin, DPSmax;

```

```

void setup()
{
    Serial.begin(115200);

```

```

pinMode(11, OUTPUT);

pinMode(spark, OUTPUT);

digitalWrite(spark, HIGH);

pinMode(fuel, OUTPUT);

pinMode(12, OUTPUT);

digitalWrite(fuel, HIGH);

digitalWrite(12, HIGH);

digitalWrite(11, HIGH);

attachInterrupt(0, toothCount, FALLING);
}

```

```

void loop(){

```

```

  if(go){

```

```

    go=0;

```

```

    rotTime=actualTime-oldTime;

```

```

    oldTime = actualTime;

```

```

    degreeTime = rotTime/360;

```

```

    rpm = 60000000/rotTime;

```

```

    if (rpm > 3400){

```

```

      rpm = 3400;

```

```

    }

```

avanço

```

    phase = rpmToPhase(rpm); //Chama função para determinar a phase que corresponde ao

```

```

    rotTime = degreeTime*(59 - phase);

```

```

    while( rotTime > 0){

```

```

      delayMicroseconds(50);

```

```

    rotTime = rotTime-50;
}

digitalWrite(spark, LOW);
delayMicroseconds(1450); // dwell da ignition coil
digitalWrite(spark, HIGH);

toothOldTime = 0;

fuelTime = fuelCalc(); //Chama função para determinar a quantidade de combustível
digitalWrite(fuel, LOW);
delayMicroseconds(fuelTime*50 ); // dwell da ignition coil
digitalWrite(fuel, HIGH);

delayMicroseconds (3000);
digitalWrite(11, HIGH);
int sensorTP = analogRead(A8);
digitalWrite(11, LOW);

tps = (float)sensorTP*5/1023;

tps = ((tps+0.2)*50);
if (tps >100){
    tps = 100;
}
}
}

```

```

int fuelCalc(){

if(tps >= mapa[verticalLength-1][0]){

    y1 = verticalLength-2;

    y2 = verticalLength-1;

}else if(tps <= mapa[1][0]){

    y1 = 1;

    y2 = 2;

}else{

    for(z=1;z<verticalLength-1;z++){

        if(tps > mapa[z+1][0]){

            y1 = z+1;

            y2 = z+2;

        }

    }

}

if(rpm >= mapa[0][Length-1]){

    x1 = Length-2;

    x2 = Length-1;

}

else if(rpm <= mapa[0][1]){

    x1 = 1;

    x2 = 2;

}

else{

    for(u=1;u<Length-1;u++){

        if(rpm > mapa[0][u+1]){

```

```

    x1 = u+1;

    x2 = u+2;

}

}

}

// Efetua o cálculo para determinar o valor do combustível

float f1 = ((float)(mapa[0][x2]-rpm)/(float)(mapa[0][x2]-mapa[0][x1])) * mapa[y1][x1] + ((float)(rpm -
mapa[0][x1))/(float)(mapa[0][x2]-mapa[0][x1])) * mapa[y1][x2];

float f2 = ((float)(mapa[0][x2]-rpm)/(float)(mapa[0][x2]-mapa[0][x1])) * mapa[y2][x1] + ((float)(rpm -
mapa[0][x1))/(float)(mapa[0][x2]-mapa[0][x1])) * mapa[y2][x2];

float f3 = ((float)(mapa[y2][0]-tps)/(float)(mapa[y2][0]-mapa[y1][0])) * f1 + ((float)(tps-
mapa[y1][0))/(float)(mapa[y2][0]-mapa[y1][0])) * f2;

return (int) f3;

}

```

```

void toothCount()

{

toothActualTime = micros();

if(toothOldTime == 0){

toothOldTime = toothActualTime;

toothTimeDebounce = 1;

}

toothTime = toothActualTime-toothOldTime;

if(toothTime > toothTimeDebounce){

if (toothOldTime > 0){

if(toothTime > toothTimeRef){

actualTime = toothActualTime;

```

```

        go = 1;
    }

    toothTimeRef = 1.52*toothTime;

    toothTimeDebounce = 0.1*toothTime;
}

toothOldTime = toothActualTime;
}
}

int rpmToPhase(int value){
    int finalDPSvalue;

    if(value >= mapSensor[tableLength-1]){
        finalDPSvalue = diffPSensor[tableLength-1];
    }

    else if(value <= mapSensor[0]){
        finalDPSvalue = diffPSensor[0];
    }

    else{
        for(n=0;n<tableLength;n++){
            if(value > mapSensor[n]){
                MSmin = mapSensor[n];
                MSmax = mapSensor[n+1];
                pos = n;
            }
        }

        DPSmin = diffPSensor[pos];
        DPSmax = diffPSensor[pos+1];

        int et1 = DPSmax-DPSmin;

        int et2 = MSmax-MSmin;

        float m = (et1)/(et2);
    }
}

```

```

    b = DPSmin - m*MSmin;

    finalDPSvalue = m*value+b;

}

return finalDPSvalue;

}

```

## B – Código atribuído ao processador com compensador PID

```

#include <Servo.h>

Servo myservo;

float T = 0.2;

int e_frq = 0;

int frq_ref=50;

float e_frq_ant = 0.0;

float e_frq_ant2 = 0.0;

float v_servo = 0.0;

float v_servo_ant = 0.0;

float v_servo_ant2 = 0.0;

//Controlador

float a = 3.793; //a = 2.2/tra 580e-3; tra > tr

float wp = 3.667; //wp =2.2/tr 600e-3;

float b = 7.33; //b = 2.2/trb 300e-3; tempo respota do servo

float k = 1.0;

float kd = 0.0774; // wp/(a*b*k);

float kp = 1.49; //(a+b)*kd;

```

```

float ki = 3.857; // (a*b)*kd;

float ka = 0;

float kb = 0;

float kc = 0;

long rotTime=0;

volatile int rpm=0;

volatile int frq=0;

volatile int go = 0;

volatile int rpm_ant=0;

volatile int frq_ant=0;

volatile int state = LOW;

unsigned long toothTime = 0;

unsigned long degreeTime = 0;

volatile unsigned long oldTime = 0;

volatile unsigned long actualTime = 0;

volatile unsigned long toothOldTime = 0;

volatile unsigned long toothTimeRef = 0;

volatile unsigned long toothActualTime = 0;

float equacao = 0.0;

void setup() {

Serial.begin(115200);

attachInterrupt(0, toothCount, FALLING);

myservo.attach(9);

}

void loop() {

if(go){

go=0;

```

```

rotTime=actualTime-oldTime;

oldTime = actualTime;

degreeTime = rotTime/360;

rpm = 60000000/rotTime;

if (rpm >= 3400 || rpm < 0) {
    rpm = rpm_ant;
}

if (rpm > 3400){
    rpm = 3400;
}

frq = rpm/60;

e_frq = frq_ref - frq;

//Calcular

ka = kp + (T/2)*ki + (2/T)*kd;

kb = T*ki - (4/T)*kd;

kc = (T/2)*ki + (2/T)*kd - kp;

equacao = ka*e_frq + kb*e_frq_ant - kc*e_frq_ant2;

v_servo = v_servo_ant2 + equacao;

if (v_servo >45) {
    v_servo = 45;
}

if (v_servo < 31){
    v_servo = 31;
}

```

```

myservo.write(v_servo);
}

e_freq_ant2 = e_freq_ant;

rpm_ant = rpm;

e_freq_ant = e_freq;

v_servo_ant2 = v_servo_ant;

v_servo_ant = v_servo;
}

void toothCount() {
toothActualTime = micros();

toothTime = toothActualTime-toothOldTime;

if (toothOldTime > 0){
if(toothTime > toothTimeRef){
actualTime = toothActualTime;

go = 1;
}

toothTimeRef = 1.52*toothTime;
}

toothOldTime = toothActualTime;
}
}

```

## C – Código atribuído ao processador com o compensador PI

```

#include <Servo.h>

Servo myservo;

```

```
float T = 0.2;

float P = 0;

int e_frq = 0;

int frq_ref=50;

float e_frq_ant = 0.0;

float a = 3.793;

float wp = 3.667;

float k = 1;

float kp = 0.805;

float ki = 3.056;

float ka = 0;

float kb = 0;

float v_servo = 0.0;

float v_servo_ant = 0.0;

long rotTime=0;

volatile int rpm=0;

volatile int frq=0;

volatile int go = 0;

volatile int rpm_ant=0;

volatile int frq_ant=0;

volatile int state = LOW;

unsigned long toothTime = 0;

unsigned long degreeTime = 0;

volatile unsigned long oldTime = 0;

volatile unsigned long actualTime = 0;

volatile unsigned long toothOldTime = 0;

volatile unsigned long toothTimeRef = 0;

volatile unsigned long toothActualTime = 0;

void setup() {
```

```

Serial.begin(115200);

attachInterrupt(0, toothCount, FALLING);

myservo.attach(9);

}

```

```

void loop() {

if(go){

    go=0;

    rotTime=actualTime-oldTime;

    oldTime = actualTime;

    degreeTime = rotTime/360;

    rpm = 60000000/rotTime;

    if (rpm >= 3400 || rpm < 0) {

        rpm = rpm_ant;

    }

    if (rpm > 3400){

        rpm = 3400;

    }

    frq = rpm/60;

    e_frq = frq_ref - frq;

    ka = kp + (T/2) * ki;

    kb = (T/2) * ki - kp;

    P = (ka * e_frq) - (kb * e_frq_ant);

    v_servo = v_servo_ant + P;

    if (v_servo >45) {

        v_servo = 45;

    }

}

```

```

if (v_servo < 31){
    v_servo = 31 ;
}

myservo.write(v_servo);
}

rpm_ant = rpm;
e_freq_ant = e_freq;
v_servo_ant = v_servo;
}

void toothCount() {
    toothActualTime = micros();
    toothTime = toothActualTime-toothOldTime;
    if (toothOldTime > 0){
        if(toothTime > toothTimeRef){
            actualTime = toothActualTime;
            go = 1;
        }
        toothTimeRef = 1.52*toothTime;
    }
    toothOldTime = toothActualTime;
}

```