



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa

Sistema de Sensores para Carro de Competição Integrado na Fórmula Student

Pedro Filipe Alhais Lopes

Dissertação para obtenção do grau de
Mestre em **Engenharia Electrotécnica e de Computadores**

Júri

Presidente: Prof. José Gerald

Orientador: Prof. Francisco Alegria

Co-orientador: Prof. Moisés Piedade

Vogal: Prof. Leonel Sousa

Setembro 2008

Resumo

A presente tese procura desenvolver sensores e sistemas de aquisição, com vista à obtenção de parâmetros relevantes num carro de competição. O trabalho apresentado neste documento explora abordagens tomadas para o desenvolvimento de sensores, pretendendo-se obter parâmetros na área do chassis, tais como pressão e temperatura de pneus, deformação de estruturas e curso de suspensão.

São projectados e construídos os circuitos electrónicos necessários para a obtenção de um sistema de aquisição integrado, mostrando-se as considerações tidas no desenvolvimento do *software* usado nos microcontroladores de interface aos sensores. É efectuada a sincronização da aquisição de dados que permite a representação temporal de todos os parâmetros medidos.

No final da realização do trabalho é possível: obter quatro temperaturas dos pneus (com resoluções a nível de 0,01 °C); determinar o curso da suspensão com um limite máximo de 70 mm (com resoluções de 1 mm) e frequência de amostragem de 10 Hz; obter extensões de um material num intervalo de 1 μ Strain a 550 μ Strain a cada 100 ms; e obter o valor de pressão de um pneu a cada três segundos. Todos os dados estão acessíveis em tempo real num barramento CAN, com velocidade de transmissão de 1 Mbit/s.

Palavras-chave

Sensores, CAN bus, Aquisição de dados, Microcontrolador

Abstract

This thesis seeks to develop sensors and acquisition systems capable to obtain relevant racing car parameters. The work presented in this thesis explores several approaches taken for sensor development whose goal is to obtain parameters, such as tire pressure and temperature, structure deformation and suspension displacement.

Needed electronic circuitry are designed and built to deliver an integrated acquisition system, showing the considerations taken in the development of the software used in microcontrollers for the sensors interface. All data acquired is synchronized so that the representation in time of all measured parameters is allowed.

At the end of this thesis it is possible to: acquire temperatures of all four tires (with a resolution of 0,01 °C); find the suspension displacement with a maximum value of 70 mm (with a resolution of 1 mm and a sampling frequency of 10 Hz); obtain the deformation of the chassis in a range starting at 1 μ Strain up to 550 μ Strain every 100 ms; and find the pressure of a tire every three seconds. All data is accessible in real time on a CAN bus, with baud rate of 1Mbit/s.

Keywords

Sensors, CAN bus, Data Acquisition, Microcontroller

Índice

Resumo.....	iii
Abstract.....	iv
Índice..	v
Lista de Figuras.....	viii
Lista de Tabelas	x
Lista de Acrónimos.....	xi
1 Introdução	1
1.1 Panorâmica.....	2
1.2 Motivação	3
1.3 Estrutura do trabalho	3
2 Medição do curso de uma suspensão	5
2.1 Introdução.....	6
2.2 Sensor deslocamento	6
2.2.1 Requisitos do sistema.....	6
2.2.2 Teoria de funcionamento e constituição do LVDT.....	7
2.3 Excitação e condicionamento de sinal	9
2.3.1 Introdução	9
2.3.2 Circuito de excitação.....	9
2.3.3 Circuito de condicionamento.....	11
2.3.4 Característica saída-deslocamento	15
2.4 Estrutura e acoplamento à suspensão.....	18
3 Medição da pressão de ar num pneu	20

3.1	Introdução	21
3.2	Sensor medidor de pressão	21
3.2.1	Introdução	21
3.2.2	Sensor de pressão	21
3.2.3	Aquisição de pressão e temperatura	24
3.3	Microcontrolador e envio de informação para fora do pneu	27
3.3.1	Introdução	27
3.3.2	Composição do módulo	27
3.3.3	Protocolo de dados	30
3.4	Receptor de radiofrequência	33
4	Medição de temperatura da superfície do pneu	35
4.1	Introdução	36
4.2	Sensor de temperatura	36
4.3	Comunicação <i>SM bus</i>	37
4.3.1	Introdução	37
4.3.2	Temporização	38
4.3.3	Descrição detalhada da comunicação	39
4.4	Conclusão	44
5	Medição de deformações	45
5.1	Introdução	46
5.2	Sistema de medição	46
5.3	Conclusão	51
6	Módulo de processamento	52
6.1	Introdução	53
6.2	Módulo	53
6.3	Protocolo CAN	54
6.4	Aplicação em LabVIEW	56
7	Conclusões	60

Referências	63
Apêndice - Esquemas eléctricos e Placas de Circuito Impresso	65

Lista de Figuras

Figura 1.1– Esquema do sistema.	4
Figura 2.1– Relação da posição do núcleo e sinais de entrada e saída [4].	8
Figura 2.2– Figura representativa da estrutura do LVDT.	8
Figura 2.3– Esquema do circuito de excitação realizado [8].	11
Figura 2.4– Diagrama de blocos representativo do circuito de condicionamento.	12
Figura 2.5– Diagrama de blocos representativo do circuito de condicionamento.	13
Figura 2.6– Montagem genérica de um filtro Sallen-Key 2ª Ordem [11].	14
Figura 2.7– Gráfico formado pelos pontos retirados experimentalmente.	17
Figura 2.8– Interpolação 1ª metade e 2ª metade.	17
Figura 2.9– Gráfico representante da relação deslocamento e saída do LVDT.	18
Figura 2.10– Esquema 3D do acoplamento realizado, e medidas em (mm) da estrutura.	18
Figura 2.11– Placa PCB e LVDT realizados.	19
Figura 3.1– Diagrama de blocos do sensor [12].	22
Figura 3.2– Funcionamento temporal da comunicação serie.	23
Figura 3.3– Representação gráfica de (3.2) e dos pontos típicos da Tabela 3.2.	24
Figura 3.4– Diagrama de blocos da zona de comparação do sensor.	25
Figura 3.5– Fluxograma do algoritmo de aquisição de pressão.	26
Figura 3.6– Diagrama de blocos do módulo de envio.	27
Figura 3.7– Exemplo de modulação de uma Bit-Stream.	28
Figura 3.8– Esquema eléctrico do módulo de envio [16] [14].	29
Figura 3.9– Medidas da antena realizada em PCB.	30
Figura 3.10– Estrutura da Frame e da temporização adoptada para o envio de dados.	31
Figura 3.11– Fluxograma representativo da aquisição da mensagem.	32
Figura 3.12– Circuito receptor de RF realizado, para a frequência de recepção de 433,92 MHz [15].	33
Figura 4.1– Esquema de ligação ao barramento SM bus [21].	37
Figura 4.2– Temporizações específicas do MLX90614.	38
Figura 4.3 – Estrutura da frame para escrita na EEPROM.	40
Figura 4.4– Formato para leitura na RAM.	41
Figura 4.5– Fluxograma de escrita na EEPROM.	42
Figura 4.6– Fluxograma para leitura na RAM.	43
Figura 5.1– Extensómetro metálico [25].	46
Figura 5.2 – Ponte de Wheatstone.	48
Figura 5.3– Diagrama de blocos do sistema medidor de deformação.	48

Figura 5.4 – Valores de resistência para diferentes ganhos [27]	49
Figura 5.5– Fluxograma do cálculo de deformação	50
Figura 5.6– Esquema eléctrico do sistema medidor de deformação	51
Figura 6.1– Módulo de processamento	53
Figura 6.2– Esquema de ligações e recursos utilizados	54
Figura 6.3 – Organização dos dados na mensagem de CAN	55
Figura 6.4 – Temporização CAN [30]	56
Figura 6.5 – Aplicação em LABVIEW para monitorização dos dados	56
Figura 6.6 – Resultados experimentais	58
Figura A1.1 – Esquema eléctrico do circuito de excitação e condicionamento do LVDT.	66
Figura A1.2 – PCB Top e Down View 46×32 mm do circuito de excitação e condicionamento do LVDT.	67
Figura A1.3 – PCB Top e Down View 46×48 mm do circuito emissor RF.	68
Figura A1.4 –Esquema eléctrico do circuito receptor de RF.	69
Figura A1.5 – PCB Top e Down View 51×40 mm do circuito receptor RF.	70
Figura A1.6 –Esquema eléctrico do circuito de processamento.	71
Figura A1.7 – PCB Top e Down View 52×86 mm do circuito de processamento	72

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Exemplos de dispositivos existentes no mercado [1] [2] [3]	7
Tabela 2.2 – Pontos retirados experimentalmente através do LVDT.....	16
Tabela 3.1 – Modos de funcionamento	22
Tabela 3.2 – Característica do sensor de temperatura	23
Tabela 3.3 – Valores típicos de potência para vários valores de R8.	30
Tabela 4.1 – Localizações da RAM.	38
Tabela 4.2 – Localizações EEPROM.	38
Tabela 4.3 – Limites de temporização.....	39
Tabela 4.4 – Comandos do MLX90614.....	39

Lista de Acrónimos

ADC	Analog-to-Digital Converter
ASK	Amplitude-Shift Keying
AC	Alternating Current
CAD	Computer-Aided Design
CAN	Controller Area Network
CRC	Cyclic Redundancy Check
DC	Direct Current
ECU	Electronic Control Unit
EEPROM	Electrically Erasable memory
GND	Ground
LED	Light Emitter Diode
LVDT	Linear Variable Differential transformer
MD	Master Device
AMPOP	Amplificador Operacional
PTC	Positive Temperature Coefficient
PLL	Phase-Locked Loop
PEC	Packet Error Code
PCB	Printed Circuit Board
RAM	Random Access Memory
RC	Resistor-Capacitor
RF	Radio Frequency
RFPIC	Radio Frequency Programmable Integrate Circuit
SA	Slave Address
SD	Slave Device
SM	System Management
TPMS	Tire Pressure Monitoring System

Capítulo 1

Introdução

Este capítulo apresenta uma breve panorâmica do trabalho. Antes de estabelecer as metas a alcançar, serão mostradas as motivações que as definiram. No final do capítulo, é mostrada a estrutura do trabalho realizado.

1.1 Panorâmica

A aquisição de dados provenientes de vários sensores, tem vindo a revolucionar a habilidade para retirar informação objectiva de desempenho, de um carro de competição. Instrumentos convencionais estão geralmente restringidos em apresentar parâmetros relacionados com o motor. Para a medição de outros parâmetros é necessária a instalação de sensores específicos. Existem vários tipos de sensores de várias formas e tamanhos, mas qualquer que seja o tipo de sensor em questão, tem o propósito de fornecer um sinal eléctrico, que permita a medição de uma determinada grandeza física. Sensores específicos podem medir propriedades como temperatura, pressões, acelerações, deformações de materiais, e converter a medição em sinais eléctricos que podem ser enviadas para um sistema de aquisição.

Sistemas de aquisição de dados consistem em sensores, unidade de registo e processamento, e toda a cablagem e conexões necessárias para possibilitar a comunicação entre os sensores e a unidade de processamento, e posteriormente com um computador. A instalação de sistemas de aquisição necessariamente inclui a montagem dos sensores, conexões e cablagens que têm detalhes específicos, que variam de sistema para sistema, isto faz com que os fornecedores de qualquer produto não consigam fazer todos os dispositivos e acessórios para todas as aplicações, necessitando sempre de alterações à medida para a aplicação a que se destinam.

Os sensores precisam de estar onde a medida tem de ser efectuada. Apesar de alguns tipos de sensores não necessitarem estar em contacto com o objecto no qual será efectuada a medida, estes têm de se localizar nas proximidades do mesmo. Os sensores, em geral, são caros e frágeis, e devem ser especialmente tratados para que sejam duráveis e fiáveis. No caso de um carro de competição, o ambiente é hostil. Factores adversos incluem óleo, combustível, água, calor, interferências electromagnéticas e vibração. Os sensores a utilizar deverão ser os que melhor se adaptem aos elementos a medir atendendo os factores adversos, os ciclos de trabalho e quanto o parâmetro adquirido pelo sensor pode ser fiável. Por exemplo, no caso da escolha dum sensor óptico para medição de posição ou velocidade, era diminuída a fiabilidade dos resultados. Esta quebra de fiabilidade poderia ser causada caso o sensor se encontre num ambiente hostil, poluído por elementos como sujidades, que podem influenciar ou mesmo incapacitar o funcionamento do sensor. No caso de um sensor que seja adoptado e implementado, cujo destino seja a utilização por um tempo prolongado ou permanentemente, e se, devido à sua constituição, este apresente um número limitado de ciclos de trabalho, então, os parâmetros por este medidos tornam-se cada vez menos fiáveis com o passar do tempo. O calor é um factor que influencia muitos sensores, que adultera as leituras efectuadas por estes, devendo-se ter em conta onde estes se localizam e escolher aqueles que são compensados pelo factor temperatura.

1.2 Motivação

Muitos dos sistemas existentes para aquisição de vários parâmetros são caros, e não são facilmente adaptáveis ao local a que se destinam. Cada sensor tem a sua forma eléctrica de representar a grandeza que mede, e existe a necessidade da existência de algo que interprete os sinais e os interligue temporalmente.

A presente tese tem como motivação a concepção de um sistema que permite a interligação de sensores e a canalização da informação recolhida pelos mesmos para um único local, com acesso a qualquer dispositivo ou sistema, com um formato padrão. Permite também a aquisição dos parâmetros relativos à medida efectuada de qualquer sensor existente em tempo real. Os sensores e sistemas utilizados e construídos foram aqueles que melhor se adaptam à medição a que se destinam.

Toda a informação contida nos dados retirados vai ajudar a um melhor dimensionamento tanto estrutural como a nível de afinações dos elementos ajustáveis existentes no carro. São usados componentes que melhor se adaptam para as condições a que o carro está sujeito. Os parâmetros físicos relevantes retirados fazem com que se possa, em condições reais, testar e validar soluções mecânicas adoptadas na concepção do carro, e prever futuras alterações necessárias a efectuar. Isto pode levar a uma redução de peso e um melhor desempenho dinâmico do carro.

1.3 Estrutura do trabalho

A meta definida para o trabalho é o desenvolvimento de um sistema que permita a medição da temperatura e pressão dos pneus, do curso de suspensão e medição de deformação de estruturas. São mostradas as soluções para o desenvolvimento dos sensores e sistemas ao longo da presente tese. A Fig. 1.1 esquematiza os vários sistemas e interligações realizadas.

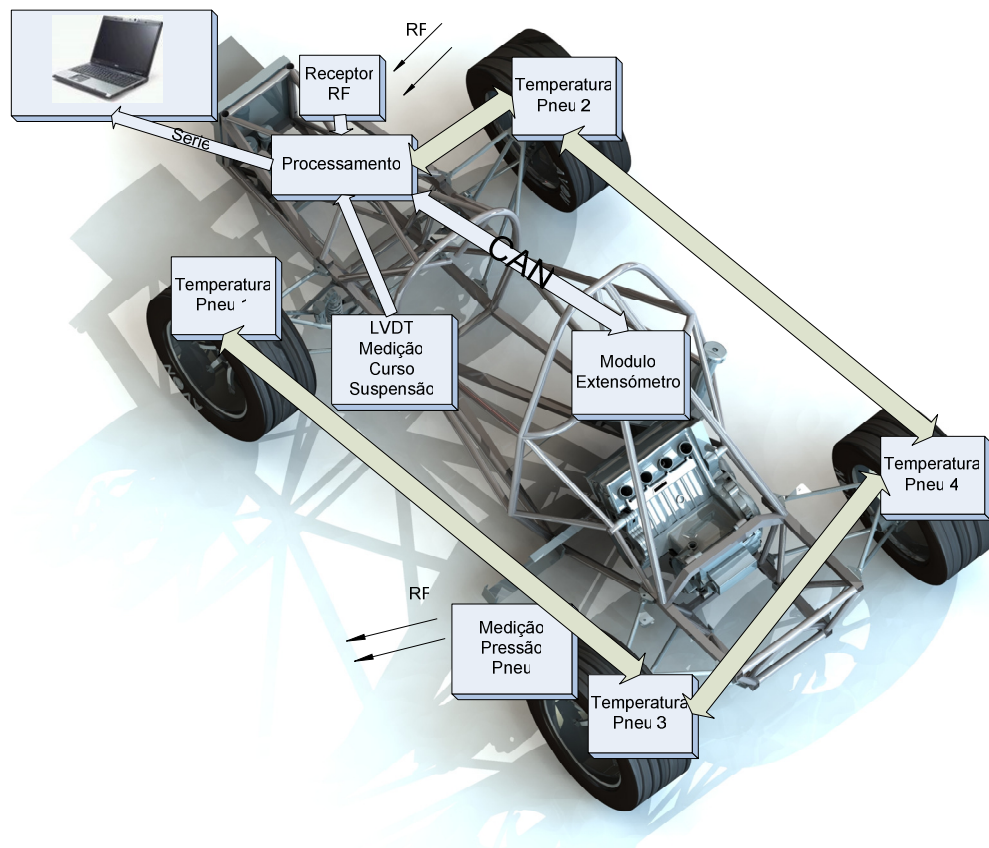


Figura 1.1– Esquema do sistema.

Capítulo 2

Medição do curso de uma suspensão

Este capítulo mostra como foi desenvolvido um dispositivo que se destina à medição do curso de suspensão.

2.1 Introdução

O estudo do funcionamento de uma suspensão em situação real, é um factor importante tanto para afinações como para escolha do tipo de amortecedor a utilizar, para que essa escolha seja bem fundamentada é necessário que o elemento sensor seja capaz de funcionar para as variadas situações a que o carro está sujeito, tendo em conta factores como durabilidade e fiabilidade.

Ao longo do capítulo é mostrada uma solução, para um dispositivo de medição de deslocamento linear, que foi projectado com destino à medição de um curso de suspensão.

2.2 Sensor deslocamento

2.2.1 Requisitos do sistema

O sensor a utilizar para realizar o estudo deverá ser um transdutor de deslocamento que tenha um elevado número de ciclos de trabalho, uma resolução de curso ao nível do milímetro, e que traduza um valor de curso absoluto e não relativo. A medição de um curso relativo significava que o sistema teria de partir de uma posição de repouso inicial e a partir daí incrementar ou decrementar o deslocamento realizado, para que se obtivesse um valor real de posição era necessário que a suspensão tivesse sempre o mesmo estado inicial, o que na verdade não acontece, bastaria uma mudança de peso no carro, antes da inicialização do sistema, para que não fosse possível identificar a verdadeira posição. Assim alguns tipos de sensores são postos de parte, tais como sensores ópticos cujo princípio de funcionamento consiste na contagem do numero de vezes que o receptor óptico é obstruído por uma régua que contém orifícios, a este tipo de sensor é dado o nome de codificador incremental que é utilizado usualmente para a medição de deslocamento linear em impressoras. Apenas os sensores que meçam a verdadeira posição são de interesse para o estudo, porque esse valor medido é importante, visto que, em conciliação com as características conhecidas do amortecedor, como é o caso da constantes de amortecimento, seja possível calcular as forças envolvidas.

Algumas das possíveis soluções que se enquadram nos requisitos encontram-se na Tabela 2.1, em que o LVDT por possuir melhores características técnicas que os restantes, foi escolhido para a aplicação.

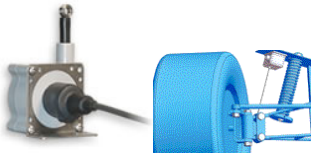
Dispositivo	Ciclos	Preço (€)	
String Pot	Finito	>100	
Linear Pot	Finito	>150	
LVDT	Infinito	>350	

Tabela 2.1 – Exemplos de dispositivos existentes no mercado [1] [2] [3].

O potenciómetro de deslocamento linear (*Linear Pot*) tem vantagens a nível de preço e de ter um condicionamento de sinal trivial, mas é limitado a nível de ciclos de trabalho porque possui um elemento de contacto que provoca desgaste, através do movimento realizado, tornando-o pouco fiável para um uso prolongado.

O sensor por fio (*String Pot*) tem o mesmo princípio de funcionamento que o potenciómetro linear, e tal como ele tem o ciclo de trabalho limitado, mas em contrapartida é compacto e o seu alinhamento na montagem de medição não é crítico. Não é fiável nos valores que mede devido ao facto do fio não ser um elemento rígido podendo não conseguir acompanhar os movimentos. A posição relativa do sensor ao ponto de ligação é um factor em ter em conta na medição realizada.

O LVDT (*linear variable differential transformer*) perde em comparação com os restantes no factor preço, e no condicionamento de sinal de maior complexidade, mas tem um ciclo de trabalho infinito devido ao seu funcionamento magnético, não necessitando de elementos de contacto, assim para reduzir os custos que é sempre um factor em ter em conta, é construído todo o sensor, desde estrutura até ao circuito de condicionamento, à medida para a aplicação.

2.2.2 Teoria de funcionamento e constituição do *LVDT*

O *LVDT* utiliza propriedades magnéticas como base de funcionamento, consiste em três

enrolamentos, um primário e dois secundários. No primário é aplicada uma tensão alternada sinusoidal, este é chamado o enrolamento central de excitação. A transferência de tensão entre o primário e os secundários é controlado pela posição do núcleo ferro-magnético, a Fig. 2.2 exemplifica o efeito da posição do núcleo com as tensões dos secundários. Como se verifica o enrolamento primário envolve na totalidade, em qualquer situação, o núcleo, e quanto maior for a porção do núcleo que os enrolamentos secundários envolvem, maior tensão será adquirida por estes. O funcionamento é idêntico ao de um transformador mas tem a particularidade de tirar partido da alteração da ligação magnética entre primário e secundário através da localização do núcleo.

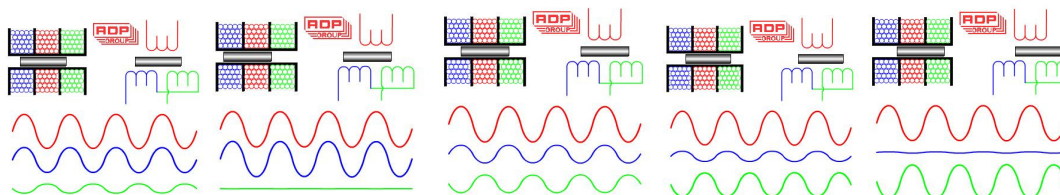


Figura 2.1– Relação da posição do núcleo e sinais de entrada e saída [4].

O comprimento do LVDT realizado, é feito em função do deslocamento a medir, é necessário a medição de um curso máximo de 70 mm por ser este o limite máximo do amortecedor utilizado no carro. A estrutura do LVDT deverá ser feita de forma que, o enrolamento primário envolva sempre o núcleo e também que, na situação do núcleo ao centro como mostra na Fig. 2.1, apenas metade de cada um dos enrolamentos secundários envolva o núcleo. No caso do núcleo se encontrar numa das extremidades, um dos secundários não deverá envolver nenhuma parte do núcleo e o outro secundário envolverá o núcleo na totalidade [5]. Daqui se depreende que o núcleo necessitará de 140 mm e que cada enrolamento terá 70 mm. A espessura foi estipulada numa primeira abordagem apenas em questão de peso e volume, visto o núcleo ser um elemento com um peso significativo para o tipo de veículo a que se destina, a Fig. 2.2 exemplifica a estrutura adoptada.

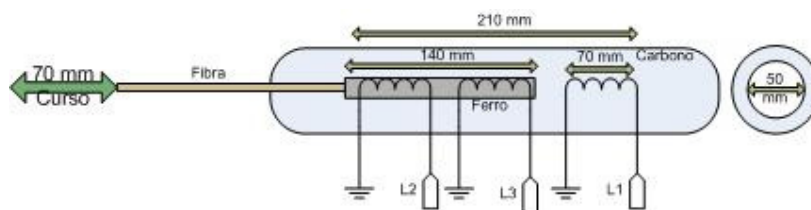


Figura 2.2– Figura representativa da estrutura do LVDT.

A escolha do número de espiras está relacionado com a espessura do fio e o comprimento do LVDT, foi tentado maximizar o número de espiras minimizando a secção do fio sem que esta seja muito reduzida, para não dificultar o enrolamento, processo esse que foi realizado manualmente. A maximização do número de espiras, no caso do primário aumenta a impedância vista pelo gerador de excitação, mas numa primeira abordagem e para simplificação, os três enrolamentos são constituídos por apenas uma camada de fio sobre a estrutura. Isto resulta numa resistência muito baixa em DC

dos enrolamentos. A impedância dos enrolamentos é dada por (2.1). Depreende-se que no caso do enrolamento primário, se se aumentar a frequência do sinal aplicado, com frequência angular dada por (2.3), é possível aumentar a impedância vista pelo gerador, diminuindo assim a potência necessária a fornecer. A potência admissível tem em conta a máxima corrente tolerável para a secção do fio, sendo este um factor importante para o dimensionamento do gerador de excitação.

$$Z_{\text{Enr}} = R_{\text{Fio}} + Z_L \quad (2.1)$$

$$Z_L = j \times \omega \times L \quad (2.2)$$

$$\omega = 2 \times \pi \times f \quad (2.3)$$

2.3 Excitação e condicionamento de sinal

2.3.1 Introdução

Para o funcionamento do LVDT é necessário um sinal alternado sinusoidal para excitação do enrolamento primário, e para que seja possível distinguir a posição do núcleo, com recurso a um microcontrolador, é necessário que as saídas do LVDT passem por um condicionamento de sinal.

O presente secção descreve a base teórica e prática desenvolvida para a formulação dos circuitos de excitação e de condicionamento, apresentando no final a relação entre deslocamento e a tensão de saída do circuito.

2.3.2 Circuito de excitação

O circuito de excitação consiste num oscilador sinusoidal RC em ponte de Wien usual, foi adoptado um amplificador de áudio como elemento de amplificação, visto este se destinar a fornecer sinais a cargas de baixa impedância e estar preparado para ter como alimentação apenas uma tensão positiva de 12 V. Este tipo de oscilador usa a ponte de Wien como malha de realimentação, dado que a realimentação positiva é aplicada na entrada não inversora. Sendo $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$ a frequência de oscilação é dada por (2.7), através da montagem da Fig. 2.3. Este circuito pode ser visto como um amplificador não inversor, que amplifica a tensão da entrada não inversora V_p , por um factor A em que a tensão de saída é V_o , relação dada por (2.4). Mas a entrada não-inversora, também, depende da saída, relação dada por (2.6) [6].

O factor de atenuação β é de 1/3, quando atingida a frequência de oscilação, como se deduz através de (2.6). Como $\beta \times A = 1$, é a condição de Barkhausen que é necessária para existir oscilação, então resulta que o ganho A deverá ser igual a três [7].

$$A = \frac{V_0}{V_p} = 1 + \frac{R_p}{R_3} \quad (2.4)$$

$$R_p = R_{pot} // R_4 \quad (2.5)$$

$$\beta = \frac{V_p}{V_0} = \frac{1}{3 + j \times \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \quad (2.6)$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C} \quad (2.7)$$

Como se pode verificar, este oscilador utiliza dois tipos de realimentação (positiva e negativa). Para que o oscilador arranque, será necessário que o ganho inicial seja maior do que três. Enquanto o circuito não oscilar, através do esquema da Fig. 2.3, os diodos D1 e D2 estão bloqueados. Com o início da oscilação D1 e D2 entram alternadamente em condução de acordo com a polaridade do sinal, forçando R_{Pot} a estar paralelo com R₄, fazendo com que o ganho do amplificador reduza para três. Pela equação (2.4), deduz-se que para que A seja igual a três, é necessário que o resultado do paralelo entre o valor regulado no potenciômetro, R_{pot}, e o valor de R₄, seja duas vezes maior que o valor de R₁. Como se pode verificar foram atribuídos os valores de R₃ e R₄, com os valores de 150 Ω e 600 Ω , respectivamente, assim sendo a regulação do potenciômetro terá de estar por volta de 600 Ω para que a condição de oscilação se verifique, adoptando-se assim um potenciômetro com valor máximo de 1k Ω .

O dimensionamento dos valores de C₁, C₂, R₁ e R₂ tem recurso a (2.7), adoptando os valores para $R_1 = R_2 = R = 10\text{k}\Omega$ e $C_1 = C_2 = C$ retira-se então o valor de $C = 1\text{ nF}$, para a frequência desejada $f_0 = 16\text{ kHz}$.

O ganho final é obtido pela regulação do potenciômetro, de modo a obter um sinal com amplitude máxima sem distorção. Depois dessa regulação esse potenciômetro não é mais ajustado, e sempre que o oscilador seja ligado a oscilação é iniciada e terá o valor de amplitude que teve aquando da regulação.

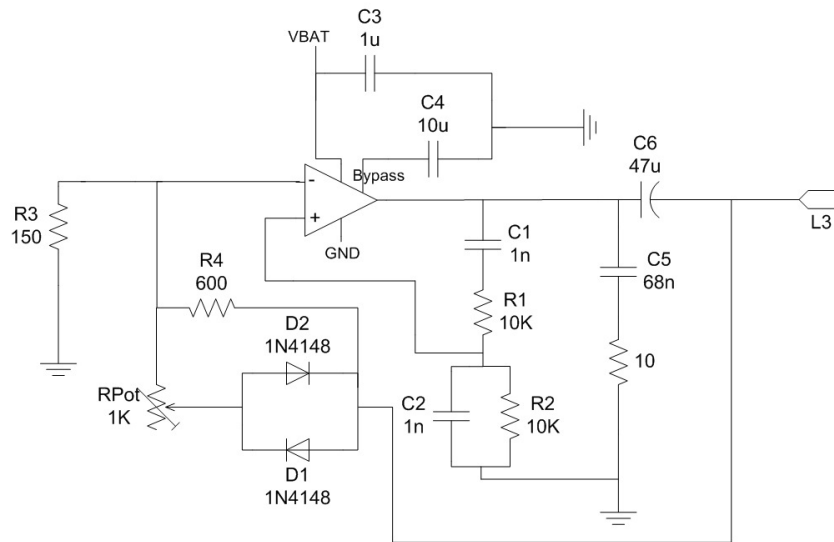


Figura 2.3– Esquema do circuito de excitação realizado [8].

2.3.3 Circuito de condicionamento

A saída do oscilador é aplicada ao enrolamento primário do LVDT, que por sua vez induz uma tensão nos enrolamentos secundários, sendo o grau de ligação magnética definida pela posição do núcleo. É necessário um condicionamento ao valor de tensão dos secundários, para que seja possível por meio de um conversor analógico digital de um microcontrolador, analisar esse valor representante do curso medido. O ADC (Analog to Digital Converter) do microcontrolador escolhido é limitado em alcance, entre 0 e 5V, em resolução, cerca de 4,8 mV e frequência de aquisição na ordem máxima de 100 amostras por segundo. Como o sinal de saída dos enrolamentos secundários tem a mesma frequência que o sinal de excitação, $f = 16 \text{ kHz}$, o ADC na sua capacidade máxima não consegue retirar um número de pontos suficiente para conseguir uma estimativa de amplitude fiável, sendo impossível realizar a tarefa de, digitalmente, sem qualquer tipo de condicionamento das saídas dos secundários, calcular a amplitude do sinal.

O circuito de condicionamento concebido consiste na subtração das amplitudes de saída dos dois enrolamentos secundários, isto é suficiente para distinguir a posição da parte móvel do LVDT. Como o resultado da subtração resulta num sinal negativo, para uma metade do deslocamento, e o microcontrolador não permite a leitura de sinais negativos de tensão, então é necessário realizar um *offset* ao valor de diferença. Como essa diferença de amplitude é muito pequena então terá de ser amplificada tanto para a possível leitura do ADC como para que se tenha uma maior gama de tensão em todo o curso. O condicionamento é feito de tal forma que as tensões entre 0 a 5V correspondem a cursos de 0 a 70 mm, respectivamente.

Através destes requisitos descritos chega-se à solução apresentada na Fig. 2.5, que corresponde a um circuito com vários estágios de processamento analógico de sinal, como representa no diagrama

de blocos da Fig. 2.4.

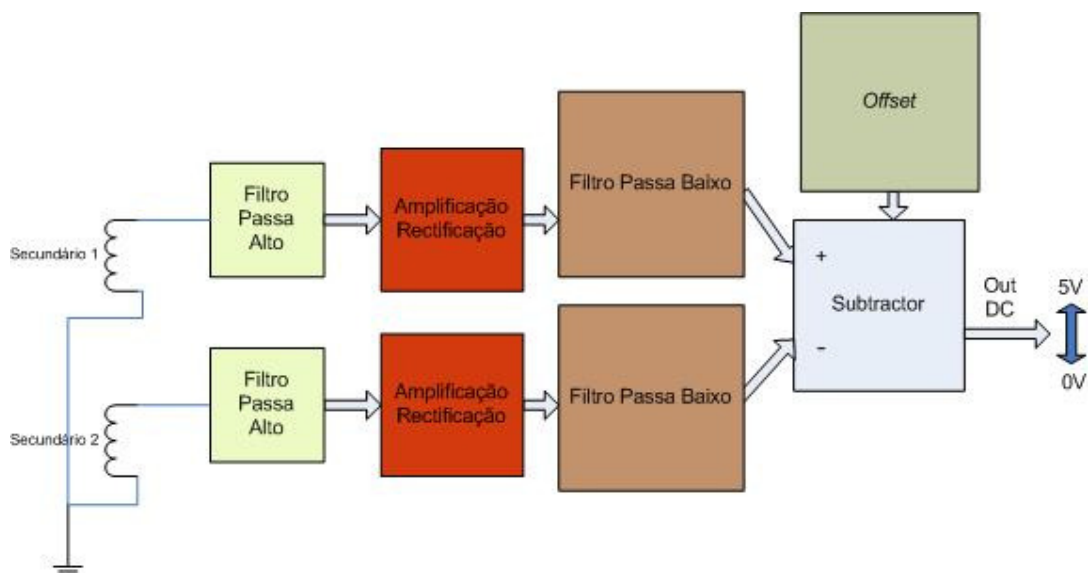


Figura 2.4– Diagrama de blocos representativo do circuito de condicionamento.

O objectivo é retirar o valor de amplitude do sinal alternado de cada enrolamento secundário para posteriormente ser subtraído. O sinal do enrolamento secundário, é filtrado primeiramente por um filtro passa-alto para que retire qualquer tipo de tensão contínua, isto é feito porque seguidamente o sinal é fortemente amplificado e se tivesse alguma componente continua era amplificada também, o que poderia levar à saturação da saída da montagem amplificadora. A frequência de corte é dada por (2.8), e estabelecendo $R = 1\text{k}\Omega$ e $f_c \approx 4\text{kHz}$, resulta em $C = 39\text{nF}$.

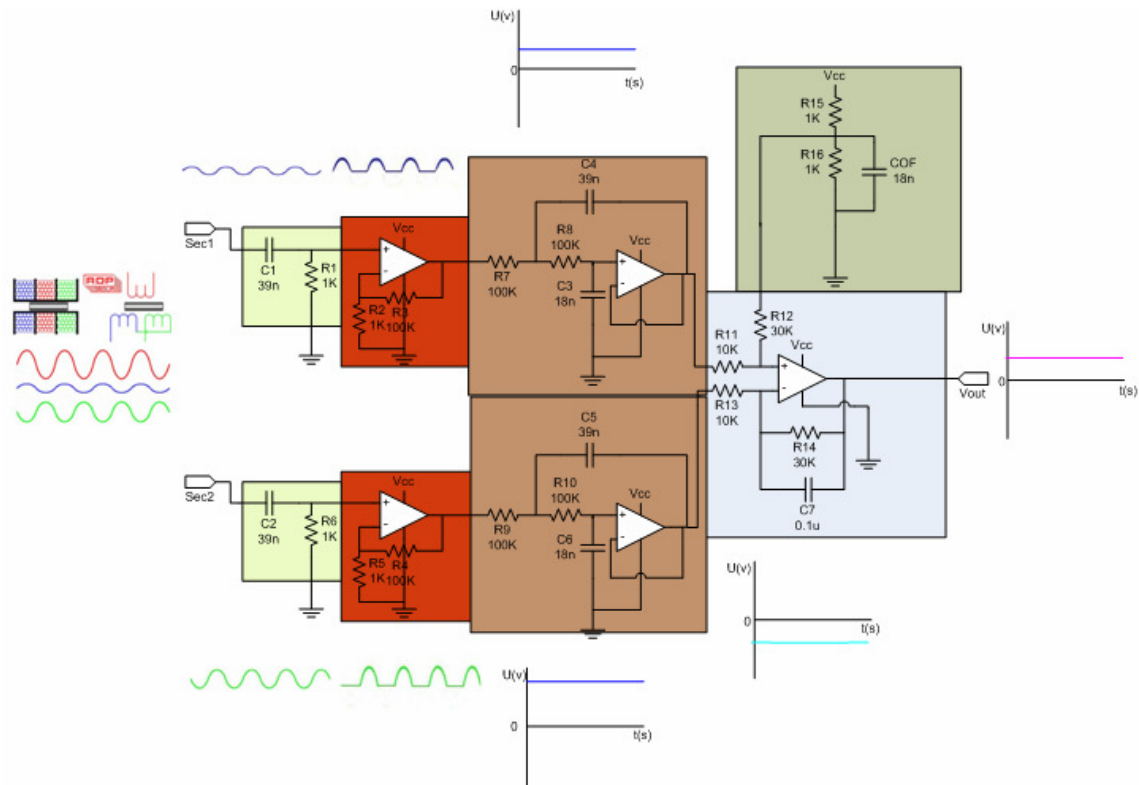


Figura 2.5– Diagrama de blocos representativo do circuito de condicionamento.

Seguidamente o sinal é amplificado com um ganho de 101, através de uma montagem não inversora, sendo (2.9) a relação entrada-saída. Definindo o valor $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$, resistência da entrada inversora, resulta por (2.9) a resistência de realimentação $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$, o ganho é dado tanto para que seja obtido um valor de saída, no circuito de condicionamento, na gama desejada, como também para efectuar uma pré-amplificação e rectificação de meia onda para a secção seguinte.

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C} \quad (2.8)$$

$$\text{Ganho} = \frac{V_0}{V_{in}} = 1 + \frac{R_4}{R_5} \quad (2.9)$$

O amplificador operacional usado na amplificação tem como alimentação de positiva e negativa, V_{cc} e GND , respectivamente, assim qualquer sinal a amplificar que seja negativo, faz com que a saída seja forçada a GND , que é a tensão de alimentação negativa. Uma das características do AMPOP (Amplificador Operacional) utilizado, é a de ter a capacidade, tanto que as suas saídas possam atingir

as tensões de alimentação [10], como também amplificar sinais de entrada próximas das tensões de alimentação, esta propriedade é chamada *rail-to-rail*, não existente em AMPOPs usuais. Sem esta propriedade não era possível efectuar a amplificação do sinal proveniente dos enrolamentos secundários, visto que essa tensão é muito próxima da tensão de alimentação negativa usada. Com as alimentações positiva e negativa do AMPOP a 5 V e GND, respectivamente, e através da propriedade *rail-to-rail* dos AMPOPs utilizados, é possível amplificar um sinal de tensão junto às tensões de alimentação e ao mesmo tempo também possível efectuar rectificação de meia onda ao sinal de entrada do amplificador. A rectificação de meia onda é necessária para que, no estágio seguinte de processamento, seja possível retirar o valor de amplitude, através de um filtro passa-baixo.

O estágio seguinte consiste num filtro passa baixo tipo *Sallen-Key* de 2ª Ordem Butterworth, com uma frequência de corte a 60Hz. A frequência escolhida está em conformidade com a dinâmica do sistema que se pretende medir. O objectivo é a medição do curso de suspensão com vista a estudar o seu comportamento em curva provocado pelas acelerações do veículo, ou seja, o conjunto sensor tem de ser rápido o suficiente para conseguir acompanhar as variações de curso esperadas. Mesmo que a suspensão sofra oscilações com frequência elevada, provocadas pelo piso principalmente, não é de especial interesse para estudo num carro deste tipo. O objectivo é verificar para diferentes situações de velocidade e de tipo de curva o quanto o carro adorna. A estrutura do LVDT ficará fixa ao amortecedor acompanhando qualquer movimento deste, pela sua construção e o seu funcionamento magnético é possível acompanhar qualquer tipo de velocidade de variação, o que faz com que o circuito de condicionamento seja o único elemento limitador desta capacidade, e a localização da frequência de corte do filtro passa-baixo o factor a ter em conta.

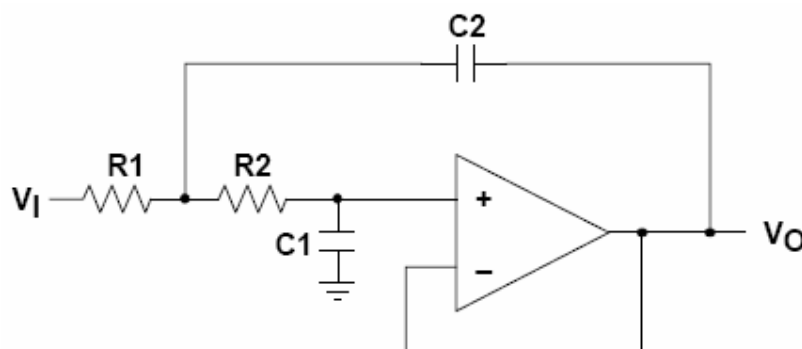


Figura 2.6– Montagem genérica de um filtro *Sallen-Key* 2ª Ordem [11].

Foi estipulada uma frequência de corte que deixasse passar apenas um valor DC mas que ao mesmo tempo não afectasse a dinâmica do sistema, sendo possível detectar variações rápidas do curso de suspensão, foi assim definida a $f_c = 60 \text{ Hz}$ que para a dinâmica em questão, é mais que suficiente.

As equações (2.10) e (2.11) são resultado da análise do circuito da Fig. 2.6, que são usadas para

dimensionamento do filtro passa-baixo. Fixando o valor de $R_1 = 100\text{k}\Omega$, $R_2 = 100\text{k}\Omega$ do filtro da Fig. 2.6, faz com que não resultem valores de capacidade muito elevados de C_1 e C_2 , e definido o factor de qualidade $Q = 0,7$, para que não haja ganho na zona próxima da frequência de corte, se obtêm os valores de C_1 e C_2 , através de (2.10). Esses valores foram aproximados para valores de condensadores existentes, resultando assim $C_1 = 39\text{nF}$ $C_2 = 18\text{nF}$, estes valores são usados em ambas secções de filtragens representadas na Fig 2.4.

$$f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}} \quad (2.10)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 \times R_2 \times C_1 \times C_2}}{R_1 \times C_1 + R_2 \times C_1 + R_1 \times C_2 (1 - K)} \quad (2.11)$$

Depois de passado para DC, será necessário o circuito de subtracção entre ambos os secundários. Esse circuito consiste numa montagem típica de um subtractor não inversor, apenas terá a particularidade além de efectuar a subtracção, também faz amplificação, filtragem e *offset* do sinal, para que este fique na gama correcta. É dado um ganho de 3 obtendo-se o valor $30\text{k}\Omega$, fixado o valor de $R = 10\text{k}\Omega$, e filtrado para frequência de corte 60Hz , por (2.8), em que R e C corresponde à resistência e condensador de realimentação do subtractor, resultando $C \approx 0,1\text{ }\mu\text{F}$. O *offset* do sinal será dado pelo divisor de tensão formado pelas resistências R_{15} e R_{16} , como ambas são iguais e $V_{CC} = 5\text{V}$, resulta num *offset* de $2,5\text{V}$ ao sinal de saída.

2.3.4 Característica saída-deslocamento

Após a realização do conjunto, oscilador e condicionamento, em placa de circuito impresso, procede-se à caracterização do sensor ligado ao circuito final. A caracterização é só feita nesta altura para que qualquer efeito devido à afinação do ganho do oscilador, seja contemplado. É retirada então a relação deslocamento e tensão de saída através da medição de pontos. Essa caracterização é feita com recurso a uma régua graduada, em que se percorre de 5mm em 5mm todo o deslocamento, registando os valores de tensão de saída para cada um deles.

No caso particular foi de imediato retirado o valor de tensão representada no resultado da conversão do ADC, do microcontrolador usado, isto foi feito tanto para não efectuar conversões entre unidades após a sua leitura, e também para ter em linha de conta qualquer erro permanente proveniente deste, tais como desvios de leitura em relação ao valor real de tensão. Como o ADC é de 12 bits e a tensão

de referência são 5V e GND, isto faz com que a resolução seja de 1,2 mV.

Deslocamento (mm)	Palavra digital na saída do ADC
0	0
5	889
10	1487
15	1865
20	2100
25	2282
30	2450
35	2595
40	2710
45	2808
50	2900
55	3020
60	3192
65	3480
70	3863

Tabela 2.2 – Pontos retirados experimentalmente através do LVDT.

Os pontos retirados encontram-se na Tabela 2.2, e o gráfico representativo da relação na Fig. 2.7. Visto que pela análise dos pontos e gráfico se concluir que a relação não é linear, então é necessário obter um polinómio de ordem superior a um, que represente a resposta. Como é complicado um só polinómio representar toda a resposta do LVDT, o que é feito é a caracterização através de duas equações, que definem duas metades da resposta. Com recurso a interpolação, para a primeira metade dos pontos se chega a (2.13), e para a segunda metade resulta (2.14), o limiar de decisão foi atribuído o valor de ADC igual a 2630, por ser o ponto de inflexão da resposta. O gráfico da Fig. 2.10, mostra a resposta total para as equações resultantes, e a Fig. 2.8 a interpolação realizada para cada parte.

$$Y_1 = 2,7988 \times 10^{-9} X^3 - 5,1622 \times 10^{-6} X^2 + 0,00800711X - 0,0051368 \quad (2.13)$$

$$Y_2 = 7,8457 \times 10^{-9} X^3 - 9,7026 \times 10^{-5} X^2 + 0,4061X - 503,26 \quad (2.14)$$

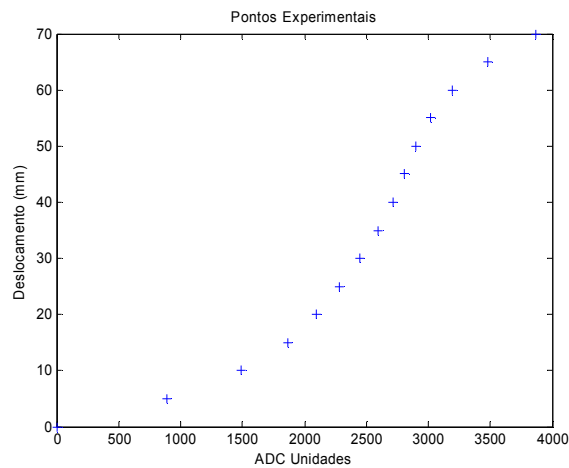


Figura 2.7– Gráfico formado pelos pontos retirados experimentalmente.

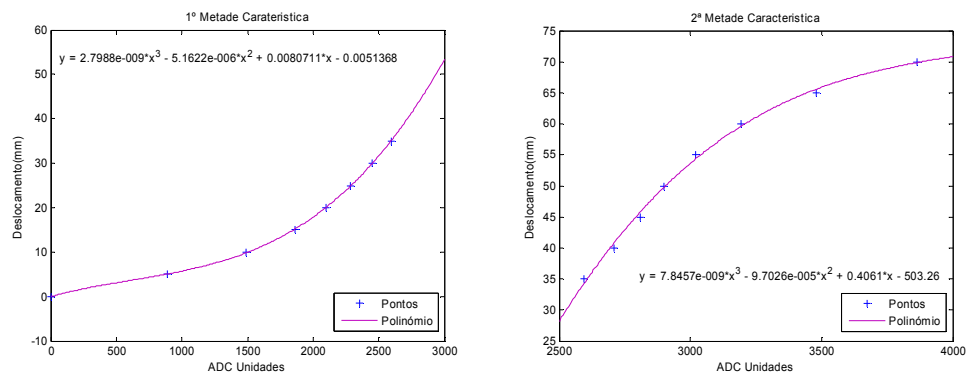


Figura 2.8– Interpolação 1ª metade e 2ª metade

A característica final representada na Fig. 2.9, é um resultado aproximado aos pontos retirados, visto que a norma dos resíduos é de cerca de 2 mm. Através deste processo é possível, apesar das não-linearidades, obter um valor de deslocamento com elevada exactidão em qualquer zona do LVDT, e faz com que este meça em milímetros, em que local, na realidade, o seu núcleo se encontra.

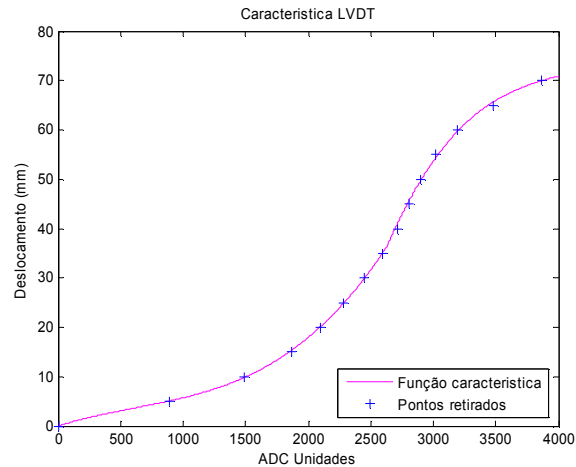


Figura 2.9– Gráfico representante da relação deslocamento e saída do LVDT.

2.4 Estrutura e acoplamento à suspensão

Como o objectivo é medir o verdadeiro curso da suspensão, o LVDT é acoplado aos apoios do amortecedor, assim sendo não é necessário nenhum tipo de transformação ao valor medido visto que este corresponde à posição efectiva a que o amortecedor se encontra. Como se verifica no esquema da Fig. 2.10, o amortecedor encontra-se na posição de máxima compressão, assim é de notar que a posição do núcleo de ferro se encontra numa extremidade, correspondente à medida máxima. O apoio inferior está fixo à estrutura do LVDT, a que contém os enrolamentos, o apoio superior está colocado numa extremidade do varão de fibra de vidro, que por sua vez está fixo ao núcleo de ferro.

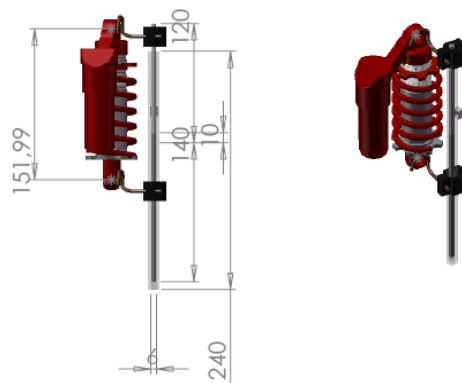


Figura 2.10– Esquema 3D do acoplamento realizado, e medidas em (mm) da estrutura

O circuito final de excitação e condicionamento foi realizado em PCB (Printed Circuit Board), usando componentes em SMD (Surface Mount Device), o esquema e desenho PCB encontra-se no anexo 1, e o conjunto final LVDT+Excitação+Condicionamento realizado encontra-se na Fig. 2.11. Este circuito tem como alimentação a tensão 12V da bateria, e como saída um valor DC de 0 a 5V correspondente ao curso.

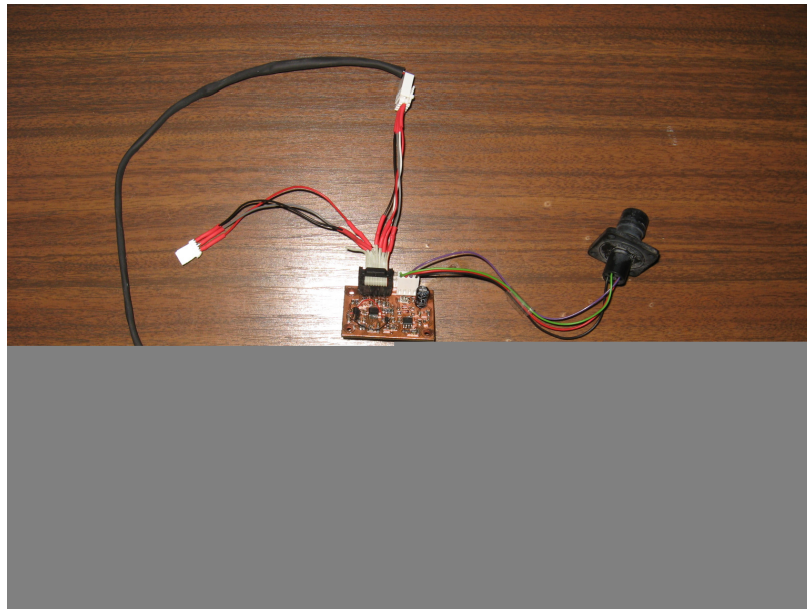


Figura 2.11– Placa PCB e LVDT realizados

O sinal de saída é adquirido pelo ADC de um microcontrolador, com uma frequência de amostragem de 10 Hz, usando as expressões (2.13) e (2.14) é calculado o valor de curso correspondente.

Capítulo 3

Medição da pressão de ar num pneu

Este capítulo mostra como foi desenvolvido um dispositivo que se destina à medição do valor de pressão do ar num pneu, sendo possível a medição desta, tanto com a roda parada como em movimento.

3.1 Introdução

Pretende-se desenvolver um sistema capaz de medir a pressão de um pneu, estando este parado ou em movimento. O elemento sensor tem de se localizar dentro do pneu, ou então fora deste, através de uma ligação ao pipo de enchimento do pneu. Em qualquer uma das situações o sensor de pressão estará acoplado à roda e estará em movimento juntamente com ela, isto traz-nos o problema da alimentação e do envio da informação, que não poderá ser feita através de cabos.

Ao longo deste capítulo mostrar-se uma solução, de concepção de um sistema que possibilita a motorização em tempo real da pressão de um pneu. A informação relativa à pressão será enviada utilizando um sistema de comunicação sem fios, e a alimentação será feita através de uma pilha.

3.2 Sensor medidor de pressão

3.2.1 Introdução

No mercado existem soluções completas de medição de pressão de pneus e envio de dados, os chamados TPMS (*Tire Pressure Monitoring Systems*), que sobretudo se destinam a veículos de produção. Estes sistemas na sua generalidade não seguem um padrão técnico; cada fabricante usa o seu método concepção. Isto torna difícil a integração desses sistemas com outros. Muitos dos TPMS, têm soluções integradas que incluem *displays* com a informação para os condutores, e outros até estão directamente interligados com a unidade de controlo do motor do veículo.

Nenhuma das soluções completas para aquisição de pressão de ar de pneus, existentes no mercado, foi adoptada. Devido à existência no mercado de um conjunto de dispositivos de baixo custo, que possibilitam de uma forma pouco complexa, solucionar o sistema pretendido. A presente secção descreve o sensor de pressão adoptado para o sistema de aquisição realizado.

3.2.2 Sensor de pressão

A escolha do sensor de pressão a utilizar foi feita com base nos valores esperados de pressão a medir e também no factor de consumo de energia. Existe variados sensores no mercado para o range de pressão pretendido, mas foi escolhido o sensor MPXY4020A da Motorola, por ser desenvolvido especificamente para a medição de pressão de pneus, e este modelo em particular, optimizado para

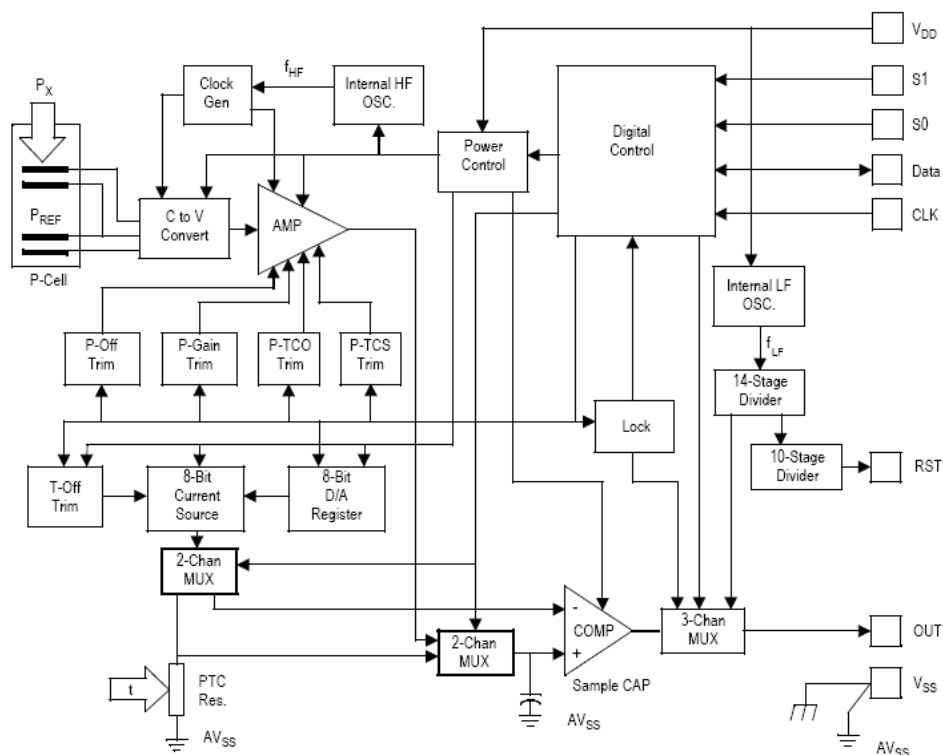


Figura 3.1– Diagrama de blocos do sensor [12].

O sensor de pressão é um transdutor capacitivo, assim como se verifica na Fig. 3.1, existe um bloco conversor de capacidade para tensão, da célula capacitiva de pressão. Este dispositivo tem também a possibilidade de medição de temperatura através de uma PTC (Positive Temperature Coefficient). São fornecidos pulsos periódicos no pino OUT, através de um oscilador interno, dando assim a possibilidade de fazer wake up ou reset a qualquer dispositivo externo, esta funcionalidade tem o objectivo de reduzir consumos e evitar bloqueios do dispositivo de interface ao sensor.

O sensor pode estar em quatro modos de operação, descritos na Tabela 3.1, dependendo da tensão nos pinos S1 e S0. Com estes modos é possível apenas através de uma saída digital, `OUT`, efectuar medidas tanto de temperatura como de pressão. Estes modos permitem que apenas os módulos internos necessários sejam ligados, fazendo com que o consumo seja reduzido ao máximo.

S1	S0	Operating Mode	Circuitry Powered				Serial Data Counter
			Pressure Measure System	Temp Measure System	A/D Output Comp.	LFO Oscill.	
0	0	Standby/Reset	OFF	OFF	OFF	ON	ACTIVE
0	1	Measure Pressure	ON	OFF	OFF	ON	RESET
1	0	Measure Temperature	OFF	ON	OFF	ON	RESET
1	1	Output Read	OFF	OFF	ON	ON	ACTIVE

Tabela 3.1 – Modos de funcionamento

A leitura da medição de temperatura ou pressão é feita através do pino OUT. Este pino terá o nível lógico **low** se o valor convertido de pressão ou temperatura, dependendo do modo de operação, for inferior a um registo de **threshold** existente no interior do dispositivo. O registo de **threshold** pode ser modificado por um dispositivo externo, com o intuito de definir o limiar para o qual pino OUT varia de estado. Isto funciona como um sistema de alarme que activa uma saída sempre que se passar um determinado valor de temperatura ou pressão. O registo interno de **threshold** é apenas acessível para escrita através do pino **DATA**. O pino **DATA** é uma entrada serie que é sincronizada através de um sinal aplicado no pino **CLK**. A Fig. 3.2 exemplifica uma transferência, para o registo de **threshold** de 8 bits.

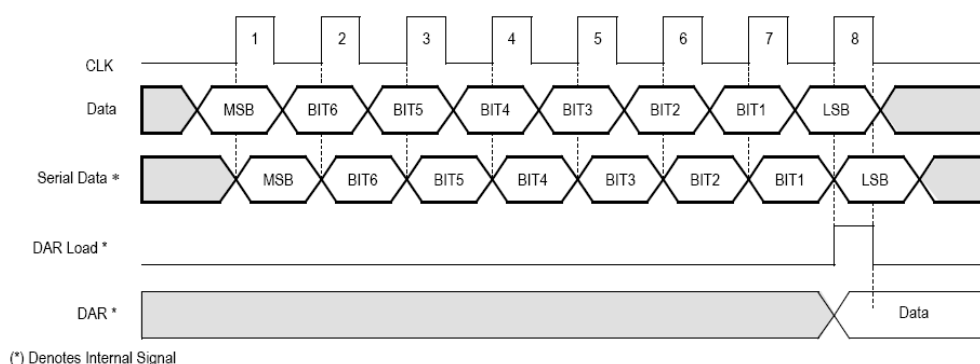


Figura 3.2– Funcionamento temporal da comunicação serie.

A determinação da pressão é dada por (3.1) em que **Output** é um valor de 0 a 255, resultado da análise do pino **OUT** por um algoritmo de aquisição, explicado na secção seguinte. A temperatura é dada pela Tabela 3.2, fornecida pelo fabricante, onde é utilizado um algoritmo idêntico ao usado na aquisição de pressão.

$$\text{Pressão (kPa)} = 2,5 \times \text{Output} \pm (\text{Erro Pressão}) \quad (3.1)$$

Output = Medida de pressão 8-bits (0 - 255)

Temperatura Medida (+2.5 <Vdd <3.0 V)	Mínima	Típica	Máxima
Código D/A a -40°C	36	42	47
Código D/A a -20°C	52	57	62
Código D/A a 25°C	97	102	107
Código D/A a 70°C	155	163	171
Código D/A a 100°C	204	214	224
Código D/A a 120°C	241	252	255
Código D/A a 125°C	249	255	255

Tabela 3.2 – Característica do sensor de temperatura

Através dos valores típicos da Tabela 3.2, obtém-se por interpolação o polinómio (3.2), que transforma o valor representativo de temperatura adquirido em graus centígrados. A Fig. 3.3 representa (3.2), sendo que a norma dos resíduos é cerca de 5,8 em relação aos pontos dados pelo fabricante, fazendo deste polinómio uma boa aproximação.

$$Y = -0,001596X^2 + 1.224X - 86,08 \quad (3.2)$$

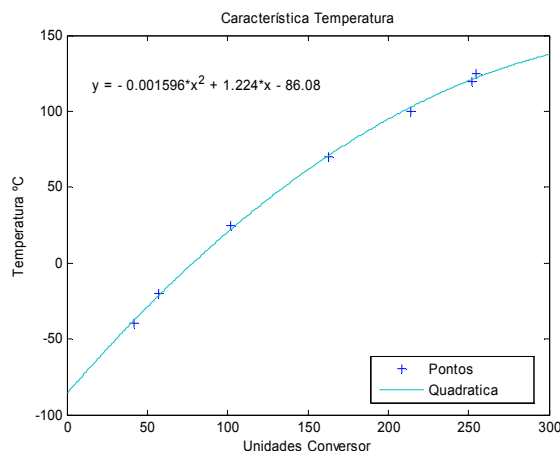


Figura 3.3– Representação gráfica de (3.2) e dos pontos típicos da Tabela 3.2.

3.2.3 Aquisição de pressão e temperatura

Visto que o dispositivo só nos informa se o valor de temperatura ou pressão passa um determinado nível, estabelecido no registo de `threshold`, é necessária a utilização de um algoritmo se se pretender a identificação do valor de pressão ou temperatura em qualquer instante. Aquando a compra do dispositivo sensor de pressão utilizado, pela especificação deste, foi depreendido erradamente que era possível através do pino de dados série, aceder directamente ao resultado da conversão de temperatura ou pressão. Isso não é na realidade possível, então foi necessária a realização do algoritmo de forma a determinar o resultado da conversão de temperatura e pressão. Esse algoritmo é implementado no microcontrolador de interface ao sensor, que posteriormente efectua o envio `wireless` dos dados. A sequência de operações implementada em linguagem de programação C está descrita pelo fluxograma da Fig. 3.5, para a medição de pressão. Este algoritmo consiste, de uma forma geral, em introduzir sequencialmente vários valores, por ordem crescente ou decrescente, no registo de `threshold`, até que a saída `OUT` mude de estado. Nessa altura o ultimo valor de `threshold` introduzido, é aquele que está no limiar de decisão do comparador interno, sendo que igualará o valor convertido de temperatura ou pressão. A zona de comparação encontra-se esquematizada na Fig. 3.4, pelo funcionamento do comparador se verifica que tanto para a aquisição de temperatura como de pressão se utiliza o mesmo processo, apenas altera o modo de operação utilizado.

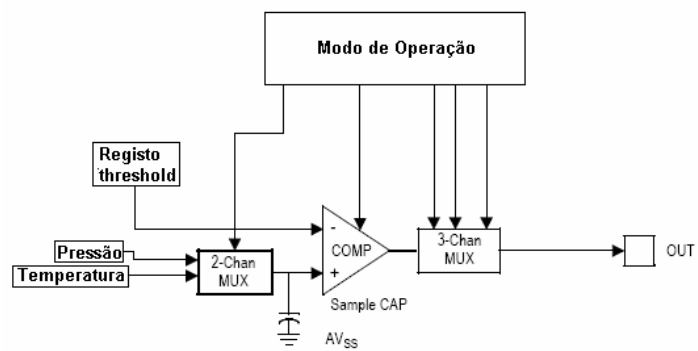


Figura 3.4– Diagrama de blocos da zona de comparação do sensor

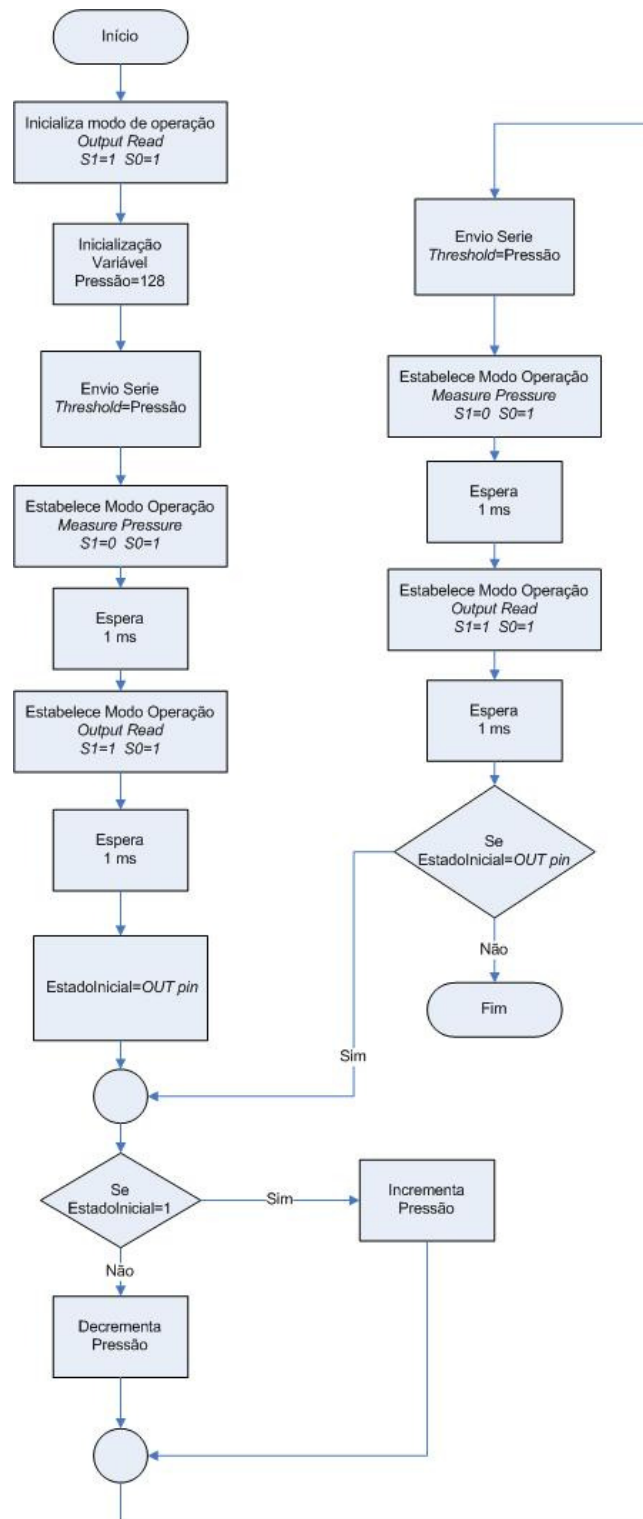


Figura 3.5– Fluxograma do algoritmo de aquisição de pressão

3.3 Microcontrolador e envio de informação para fora do pneu

3.3.1 Introdução

É necessário o uso de um microcontrolador que faça a aquisição e processamento dos valores do sensor de pressão e que por sua vez efectue o envio *wireless* dos dados. É necessário estabelecer um protocolo de envio da mensagem contendo os dados, de forma a possibilitar a interpretação da mensagem por parte do receptor.

A presente secção mostra a solução que resulta num dispositivo que poderá ser introduzido no interior de uma roda, de forma a adquirir os valores de temperatura e pressão, permitindo o envio dos dados por rádio frequência.

3.3.2 Composição do módulo

O módulo destina-se a estar no interior do pneu, como não é possível a alimentação do módulo por meio de fios, é necessário que este tenha fonte própria, sendo assim usada uma pilha de 3V. Devido à localização de difícil acesso é necessário que se minimize o consumo ao máximo do módulo, para que este esteja o maior tempo possível em funcionamento até à substituição da pilha.

A solução encontrada foi o uso de um microcontrolador com um modulo de RF (Radio Frequency) incorporado, fazendo com que sejam minimizados os componentes externos a ser utilizados [18]. O microcontrolador escolhido é designado por *RFPIC*, cujo fabricante é a *Microchip*. Foi adoptado o *RFPIC* por possuir portas suficientes para a interligação dos dispositivos, por possuir o módulo RF que permite o envio *ASK* (*Amplitude-shift Keying*), e também pelas ferramentas de desenvolvimento que se utilizam para a programação. A Fig. 3.6 esquematiza a constituição do módulo realizado.

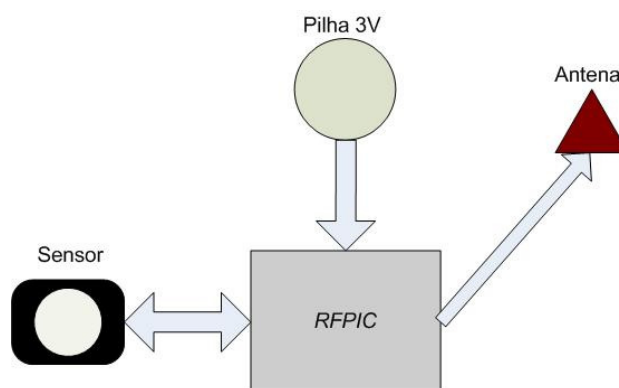


Figura 3.6– Diagrama de blocos do módulo de envio

Tanto o sensor como o *RFPIC*, podem ser alimentados a 3V, o que faz com que não seja necessária transformação de tensão. O fabricante do *RFPIC* [13] disponibiliza tanto o esquema do circuito

externo [14] necessário como também o desenho da antena, impressa em PCB, que melhor se adapta à frequência de envio [17]. A frequência de emissão para o modelo RFPIC12F675F, pode ser entre 380 e 450 MHz, adoptando-se a frequência de 433.92 MHz devido ao facto de existir maior informação no que toca ao dimensionamento dos componentes externos utilizados no circuito.

A modulação efectuada foi a ASK, que representa um sinal digital, como variações de amplitude do sinal da portadora [19]. A amplitude do sinal analógico da portadora varia em concordância com a Bit-Stream, mantendo a frequência e a fase constantes. O nível de amplitude é usado para representar os níveis lógicos 0s e 1s. Neste caso se o sinal modulado representar o nível lógico 0, quer dizer que não existe sinal de portadora, é por essa razão que é chamada a esta comunicação de ON/OFF Keying. A Fig. 3.7 mostra como é feita a modulação de uma Bit-Stream, em ASK, sendo esta a forma efectuada pelo dispositivo adoptado.

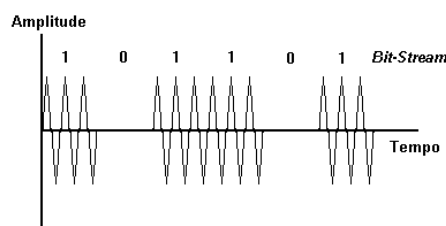


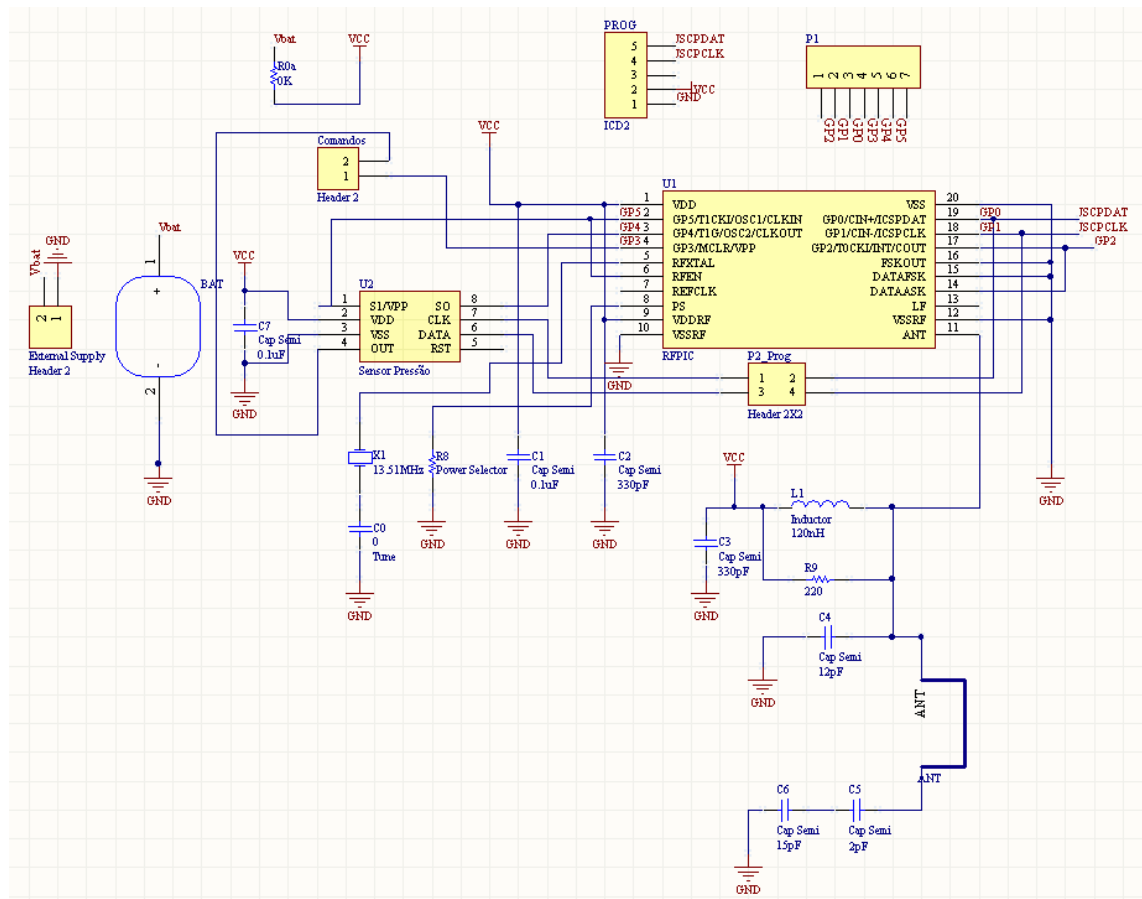
Figura 3.7– Exemplo de modulação de uma Bit-Stream.

A frequência de envio RF é definida pelo cristal externo que fornece a frequência de referência ao PLL (Phase-Locked Loop) interno do RFPIC. É independente do oscilador do microcontrolador. A frequência de transmissão é fixa e determinada pela frequência do cristal, através de (3.3).

$$f_{\text{Transmissão}} = f_{\text{RFXAL}} \times 32 \quad (3.3)$$

O microcontrolador e o módulo RF apesar de se encontrarem no mesmo encapsulamento (RFPIC), não têm ligação interna, sendo necessária uma ligação ao pino de activação do módulo RF (RFEN) e ao pino de dados ASK (DATAASK). No intervalo de tempo em que não se está a enviar os dados, é possível desligar o módulo RF, reduzindo assim o consumo.

Foi usado o oscilador interno de 4MHz do microcontrolador, como fonte do ciclo de relógio, não necessitando o uso de cristal externo. O circuito realizado está representado no esquema eléctrico da Fig. 3.8, como esta foi uma versão protótipo, foram colocados vários barramentos de acesso a sinais, para efeitos de debug, que numa versão final não seriam necessários.



A resistência R8, do circuito da Fig. 3.8, foi estipulada com base na Tabela 3.3, com o objectivo de obter primeiramente a potência máxima do emissor. A resistência então foi substituída por um circuito aberto. Esta forma de selecção de potência é importante para que se possa encontrar a potência mínima necessária ao envio de dados do interior do pneu ao receptor, tentando assim minimizar o consumo.

A antena foi projectada pelo fabricante, para a frequência de emissão usada no dispositivo realizado, assim como, o dimensionamento dos componentes para a adaptação de impedância. A antena foi realizada em PCB com as dimensões representadas na Fig 3.9 [17]. As equações utilizadas para o dimensionamento da antena não levam em conta factores como a existência de pistas no interior ou nas proximidades da antena. Esses factores foram tidos em conta no desenho da PCB realizada, onde se pode constatar na Fig. A1.3 do anexo 1.

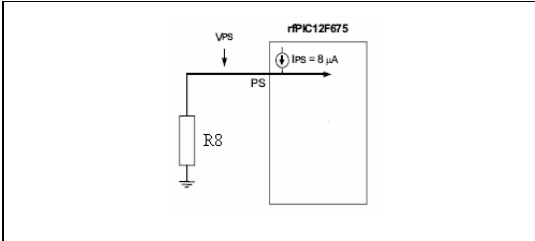
			
Potência (dBm)	Tensão PS (Volts)	Resistência R8 (Ω)	Corrente do Emissor RF (mA)
9	1,6	Circuito Aberto	10,7
2	0,8	100K	6,5
-4	0,4	47K	4,7
-12	0,2	22K	3,5
-70	0,1	Curto-Circuito	2,7

Tabela 3.3 – Valores típicos de potência para vários valores de R8.

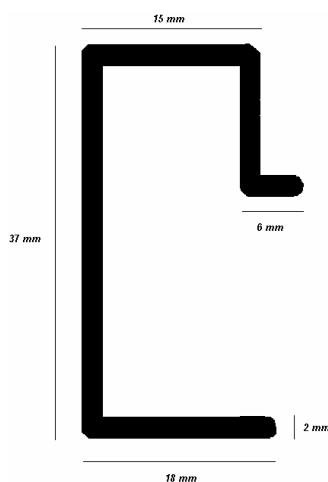


Figura 3.9– Medidas da antena realizada em PCB.

3.3.3 Protocolo de dados

Após a posse dos dados adquiridos, de temperatura e pressão do sensor, é necessário que estes dados sejam enviados, com uma estrutura definida. Conhecida a estrutura por parte do receptor, possibilita a este retirar a informação contida. Como o dispositivo de envio não contém qualquer hardware que implemente um protocolo, este foi desenvolvido em software, dedicado para a aplicação.

O receptor necessita de identificar algo recebido como uma mensagem válida, precisa de se sincronizar com o emissor, de conhecer o tempo de cada bit e de saber a localização dos dados na

Frame. Atendendo as necessidades do receptor, foi assim estabelecido o protocolo, incluindo também o CRC (Cyclic Redundancy Check) para melhorar a fiabilidade dos dados recebidos.

A Frame contém, uma parte inicial que é responsável pela sincronização, chamada de *preamble*, que também tem a função de identificação de mensagem válida, distinguindo esta de qualquer outra interferência recebida [18]. Seguidamente é enviado um *byte*, que corresponde à identificação da proveniência da mensagem, ou seja, no caso de se estar a medir a pressão de várias rodas, cada uma com o seu dispositivo de envio, é possível através deste campo da Frame, saber de que roda é a informação contida na mensagem. De seguida são enviados dois *bytes*, pressão e temperatura, por esta ordem, cujos valores são do mesmo formato, que os dados retirados do sensor. No final da Frame é enviado o *byte* de CRC. A Fig. 3.10, mostra o conteúdo da Frame enviada, identificando também a temporização adoptada.

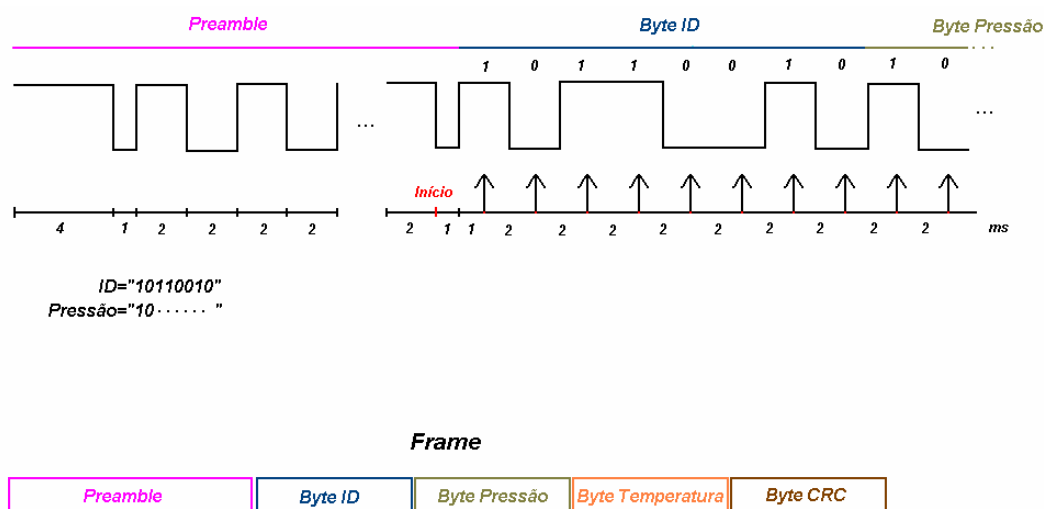


Figura 3.10– Estrutura da Frame e da temporização adoptada para o envio de dados.

O algoritmo do lado do receptor, que processa este tipo de estrutura, é representado pelo fluxograma da Fig. 3.11. A sequência de operações consiste inicialmente em detectar o *preamble*, após terminado este com sucesso, verifica sincronizadamente o valor lógico recebido de 2 em 2ms, construindo o valor dos dados bit a bit.

A verificação do *preamble* consiste em: o receptor estar sempre a verificar o tempo decorrido entre duas variações consecutivas do nível lógico do sinal recebido; contabilizar o número de vezes seguidas em que ocorrem essas variações com um tempo próximo de 2ms; verificar se a contabilização atinge o valor que é suposto receber.

Após a detecção do *preamble* e do registo do intervalo deste, é iniciada a verificação do valor lógico do sinal recebido com o ritmo do intervalo registado, até se retirar bit a bit os quatro bytes de informação. É importante retirar o valor do intervalo de tempo que foi efectivamente recebido,

aquando a recepção do *preamble*, para que na aquisição dos bits se tenha a mesma base de tempo do emissor. Se esse tempo tiver um erro este é acumulado a cada bit que retira, como tem de retirar 4 *bytes* que correspondem a 32 bits, o erro é multiplicado por esse valor, e se este for muito grande começa a dessincronizar-se cada vez mais, em relação ao tempo de ocorrência do bit.

Como se pode observar pela Fig. 3.10, os primeiros 5 ms do *preamble* geram condições que levam o Contador a ser reiniciado, Contador representado no fluxograma da Fig. 3.11, o *preamble* é definido com esse formato com o intuito de apagar qualquer contagem feita, anteriormente ao início do envio. Poderia acontecer imediatamente antes de se iniciar o *preamble*, a detecção de um tempo que levasse à incrementação do Contador, destruindo com isso o sincronismo para a detecção dos *bits*. A marcação “Início” a vermelho na Fig 3.10, significa que a partir desse ponto, começa a aquisição dos bits, num intervalo T igual ao do *preamble*, que é cerca de 2 ms.

Foi definido que o tamanho do *preamble* seria a alternância do nível lógico noventa e oito vezes, com um tempo de nível lógico de 2 ms. O tamanho foi atribuído para que a probabilidade de detecção de algo que não seja mensagem fosse reduzida.

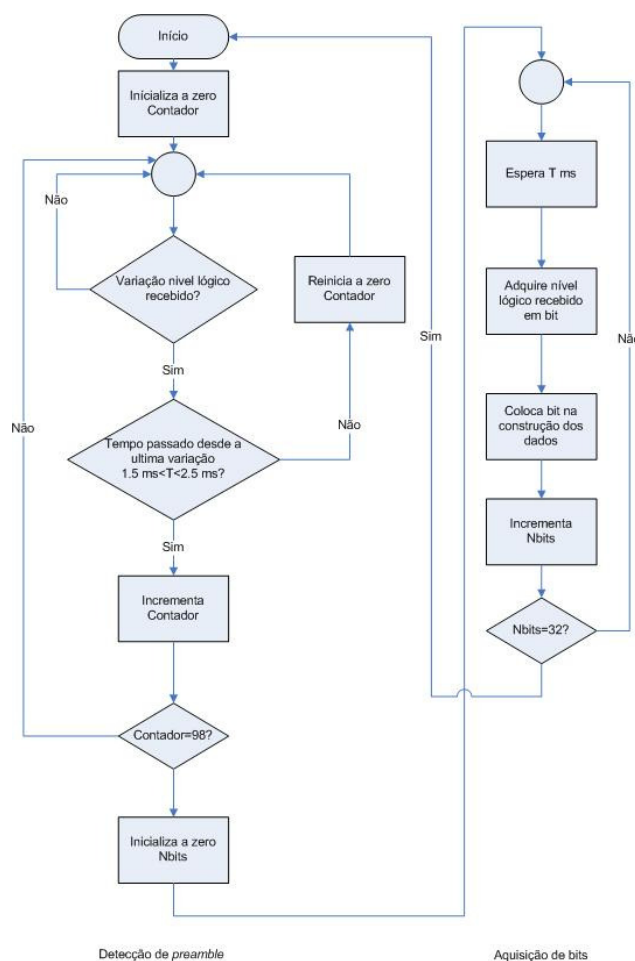


Figura 3.11– Fluxograma representativo da aquisição da mensagem.

3.4 Receptor de radiofrequência

Foi usado o dispositivo $\mu\text{RXD0420}$ para a recepção RF, porque é do mesmo fabricante do emissor sendo compatível com este e também pela existência de informação relativa ao circuito [15], facilitando a parte de dimensionamento, reduzindo assim o tempo de projecto. Este integrado é de baixo custo, compacto, e necessita de um reduzido número de componentes externos, para um completo sistema de recepção. O $\mu\text{RXD0420}$ cobre frequências de 300 a 400 MHz e pode ser configurado para modulações ASK.

Com este dispositivo configurado para a frequência de recepção de 433.92MHz, é assim possível obter à saída, o sinal digital que corresponde ao sinal que é enviado pelo sistema emissor. A saída é ligada directamente num porto digital do microcontrolador de processamento. A Fig. 3.12 mostra o esquema do circuito realizado, cujos componentes relativos à frequência de recepção adoptada, foram definidos segundo as tabelas adjacentes à figura. Os esquemas do circuito final e PCB encontram-se no anexo 1, onde se inclui alguns barramentos de acesso, para efectuar as ligações.

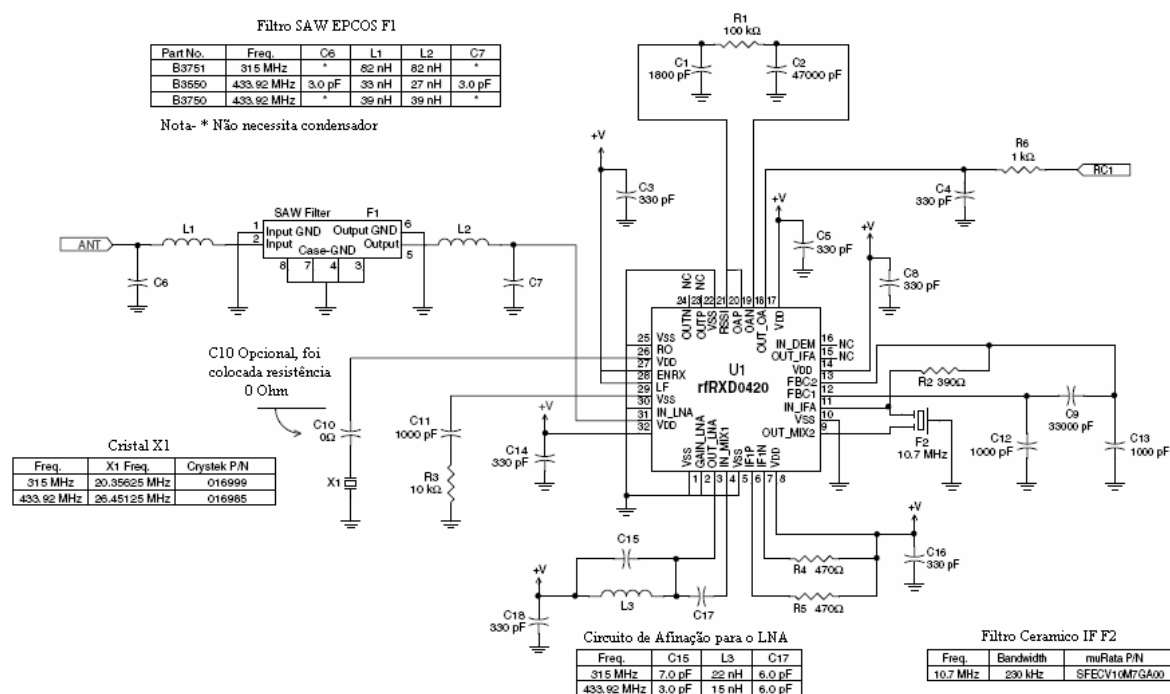


Figura 3.12– Circuito receptor de RF realizado, para a frequência de recepção de 433,92 MHz [15].

A saída do receptor que está definida como RC1, na Fig 3.12, é ligada a um porto digital do microcontrolador que irá fazer a descodificação da mensagem como foi explicado na secção 3.3.3. A antena é apenas um simples fio, cujo tamanho é um quarto do comprimento de onda (λ) da frequência de recepção, com o comprimento de onda dado por (3.4), resulta num comprimento de fio de 17,3 cm.

$$\lambda = \frac{c}{f_{rf}} \quad (3.4)$$

onde:

- c : Constante 3×10^8 m/s
- f_{rf} : Frequência de recepção (Hz)
- λ : Comprimento de onda (m)

Capítulo 4

Medição de temperatura da superfície do pneu

Este capítulo mostra como é possível usar um dispositivo para a medição de temperatura de um pneu, estando este parado ou em movimento.

4.1 Introdução

O presente capítulo mostra as opções tomadas para a concepção de um método de medição que permite adquirir a temperatura da superfície de um ou vários pneus, mesmo com o carro em movimento. Os sensores de temperatura por contacto não podem ser utilizados, porque a zona de medição está em constante contacto com o solo. Assim foi adoptada a solução de usar um sensor de temperatura sem contacto, medindo através de radiação infravermelha.

4.2 Sensor de temperatura

Os termómetros de infravermelhos medem a temperatura usando a radiação do corpo negro emitida pelos objectos. A radiação infravermelha faz parte do espectro electromagnético, onde apenas a radiação com o comprimento de onda entre 0,7 a 1000 μm é utilizada para a medição de temperatura. Sabendo a quantidade de energia infravermelha emitida por um objecto e a sua emissividade, a temperatura pode ser determinada. A intensidade da energia emitida pelo objecto aumenta ou diminui proporcionalmente à sua temperatura. A emissividade é termo usado para quantificar a característica energia-emissão, dos diferentes materiais e superfícies [23] [24].

Existe uma vasta variedade de sensores de infravermelhos, incluindo soluções que se destinam a um uso portátil com sistema de visualização integrado, como soluções para montagem num local fixo com propósito dedicado. Foi escolhido o sensor modelo `MLX90614ESF-AAA`, do fabricante *Melexis*, visto ser uma solução completa que inclui processamento interno de cálculo da temperatura. É possível a aquisição de um valor digital, representativo da temperatura, na saída `SM bus` do dispositivo [20]. Fica facilitada a integração dos dados provenientes do `MLX90614` com os relativos a outros sensores. Este modelo em particular tem como alimentação 5V e um encapsulamento que facilita a montagem junto ao pneu. Este sensor tem a particularidade de se poder alterar o valor de emissividade, entre 0,1 e 1, valor este que é utilizado internamente para o cálculo da temperatura. É possível determinar valores de temperatura com resoluções de 0,01°C com rápidas actualizações.

A energia emitida que provém de um objecto alcança o sensor através do sistema óptico, que foca a energia no detector fotossensível. O detector converte a energia infravermelha num sinal eléctrico que por sua vez é convertido em um valor de temperatura, baseado na equação de calibração do sensor e na emissividade do objecto alvo, compensado pela temperatura ambiente. O valor de temperatura está disponível em formato digital, que será acedido através do barramento `SM bus`. É possível a ligação de um máximo de 127 dispositivos no barramento, mas apenas foram conectados quatro destinados a medir a temperatura dos quatro pneus. A Fig. 4.1 esquematiza a ligação de dois sensores deste tipo, no barramento `SM bus`.

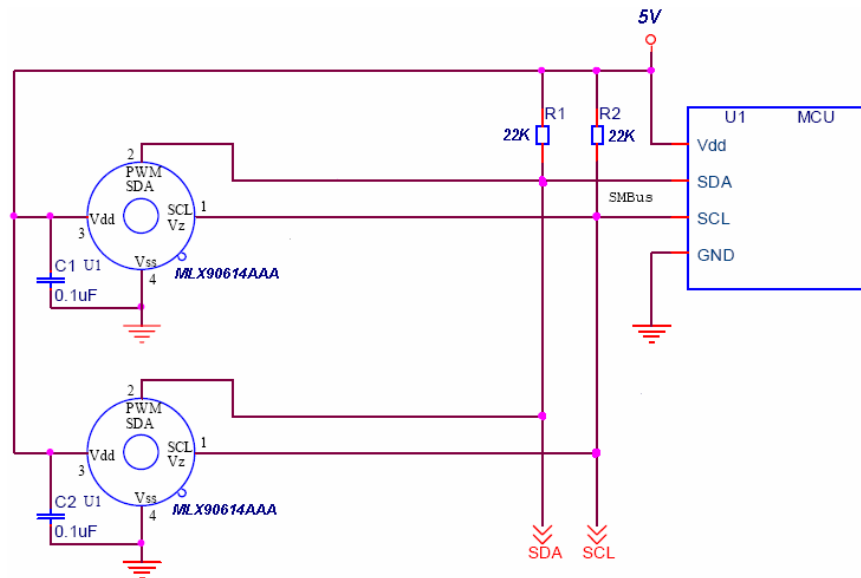


Figura 4.1– Esquema de ligação ao barramento SM bus [21].

4.3 Comunicação SM bus

4.3.1 Introdução

O MLX90614 só pode ser usado como dispositivo *slave*. O microcontrolador, *master*, inicia a transferência de dados seleccionando o dispositivo *slave* alvo, através do SA (Slave Address). O MLX90614 contém uma RAM de 32×17 em que apenas o próprio dispositivo sensor tem acesso a escrita, em que apenas um número limitado de registos é que são de maior interesse para o utilizador, os quais estão representados na Tabela 4.1. Existe uma EEPROM para manter dados de calibração, configurações e a identificação do dispositivo, a Tabela 4.2 mostra os endereços mais usados. Algumas localizações da EEPROM podem ser escritas. A localização do SA, que corresponde ao endereço SM bus desse dispositivo, pode ser modificada e terá de ser diferente para cada dispositivo que esteja ligado ao mesmo barramento. O MLX90614 cumpre todas as características eléctricas definidas para o protocolo SM bus, sendo que estas não serão aqui, apenas serão descritas características de comunicação específicas para o dispositivo utilizado.

RAM (32 × 17)	
Nome	Endereço (Hexadecimal)
Temperatura Ambiente Linearizada	0x06
Temperatura do Objecto Linearizada	0x07

Tabela 4.1 – Localizações da RAM.

EEPROM (32 × 16)	
Nome	Endereço (Hexadecimal)
Factor Emissividade	0x04
Endereço <i>SMBus</i>	0x0E

Tabela 4.2 – Localizações EEPROM.

4.3.2 Temporização

Algumas das temporizações específicas do MLX90614, são o $T_{suac}(SD)$ que corresponde ao tempo passado depois da oitava descensão do SCL, que o MLX90614 força SDA ao nível low para efectuar o acknowledge do ultimo byte recebido. $T_{hdac}(SD)$ é o tempo depois do nona descensão do SCL, que o MLX90614 liberta o SDA para que o MD possa continuar com a comunicação. $T_{suac}(MD)$ é o tempo passado depois do oitavo descensão do SCL que o MLX90614 liberta o SDA para que o MD possa fazer o acknowledge do ultimo byte recebido. $T_{hdac}(MD)$ é o tempo depois do nona descensão do SCL, que o MLX90614 toma o controlo sobre o SDA para que possa continuar com a transmissão do seguinte byte. A Tabela 4.3 mostra os limites, para este conjunto de tempos. A Fig. 4.2 representa a localização dos tempos que deverão estar dentro dos limites estabelecidos, para que a comunicação tenha sucesso. O índice MD significa que o dispositivo mestre está a fazer o acknowledge e o índice SD significa que é o slave que está a efectuar acknowledge.

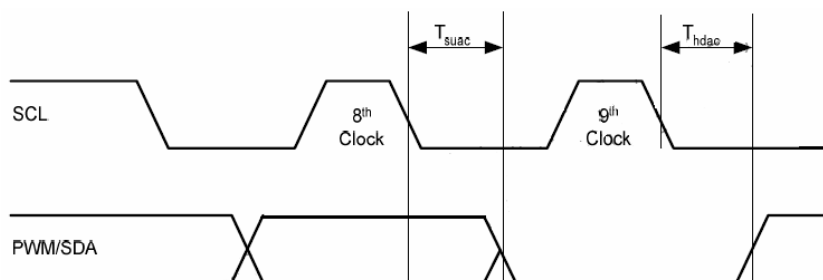


Figura 4.2– Temporizações específicas do MLX90614.

Símbolo	Mínimo	Máximo	Unidades
$T_{suac}(MD)$	0,5	1	μs
$T_{suac}(SD)$	1,5	2	μs
$T_{hdac}(MD)$	1,5	2	μs
$T_{hdac}(SD)$	0,5	1	μs

Tabela 4.3 – Limites de temporização

O fabricante disponibiliza um código em linguagem C que efectua a comunicação base, para um microcontrolador específico [22] sendo efectuadas as alterações necessárias para o uso no microcontrolador adoptado, obtendo-se assim o protocolo SM bus implementado em software.

4.3.3 Descrição detalhada da comunicação

Existe um conjunto de comandos possíveis para este dispositivo que estão descritos na Tabela 4.4, nos quais apenas foram usados os comandos de acesso à RAM e à EEPROM [20].

Comando	Descrição
000X XXXX*	Acesso à RAM
001X XXXX*	Acesso à EEPROM
1111 0000	Leitura de <i>Flags</i>
1111 1111	Entrar em modo <i>Sleep</i>

Tabela 4.4 – Comandos do MLX90614

Nota *: O número XXXX representa o endereço da localização na memória, do campo que se pretende aceder.

Todos os dispositivos respondem ao endereço de *slave* 0x00, e por defeito vêm todos com o mesmo SA, então é necessário efectuar a alteração deste campo da EEPROM em todos os MLX90614 existentes no barramento SM bus, para que todos tenham um endereço distinto. A forma da *frame* está representada na Fig. 4.3. É necessário enviar um PEC (*Packet Error Code*), para que o dispositivo alvo possa fazer a verificação dos dados por ele recebido. Assim o dispositivo *master* terá de efectuar um algoritmo que possa calcular um PEC da mesma forma que, o MLX90614 faz internamente dos dados que envia [21]. Este algoritmo também é fornecido pelo fabricante, cuja função é de fazer a verificação dos dados que foram recebidos.

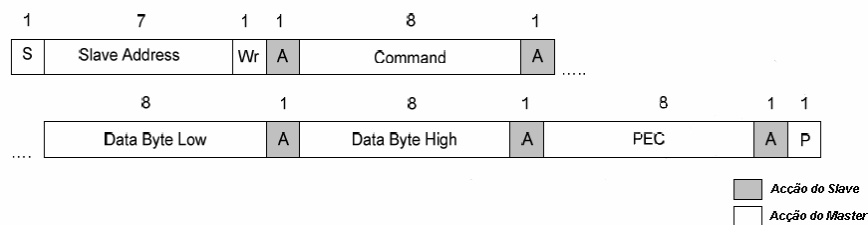


Figura 4.3 – Estrutura da frame para escrita na EEPROM.

Para a alteração do SA é necessária a alteração de uma posição de memória da EEPROM, sendo que essa posição deverá ser apagada anteriormente. O procedimento para apagar é o mesmo que para escrever apenas são escritos zeros na posição a alterar. No caso de se pretender alterar o SA que se encontra no endereço 0x0E da EEPROM, de um MLX90614 que responde ao endereço SM bus 0x00 e se se pretender que este agora passe a ter como SA o valor 0x5A, são necessários os seguintes passos:

Apagar o campo da EEPROM com o endereço **0x0E=0b0000_1110**

1. Envio Start Bit
2. Envio do Slave Address **0x00**
3. Envio do comando (Comando+Endereço→0b001X_XXXX+0b0000_1110→**0b0010_1110**) *
4. Envio do Data Byte Low **0x00**
5. Envio do Data Byte High **0x00**
6. Envio do PEC **0x6F**
7. Envio do Stop Bit
8. Espera 5 ms (Tempo necessário para que a célula seja apagada)

Nota *: Com recurso à Tabela 4.2 e 4.4

Escrever o valor **0x5A** no endereço da EEPROM **0x0E**

1. Envio Start Bit
2. Envio do Slave Address **0x00**
3. Envio do comando (Comando+Endereço→0b001X_XXXX+0b0000_1110→**0b0010_1110**)
4. Envio do Data Byte Low **0x5A**

5. Envio do Data Byte High **0x00**
6. Envio do PEC **0xE1**
7. Envio do Stop Bit
8. Espera 5 ms (Tempo necessário para que a célula seja escrita)
9. Necessário um `reset` para que o dispositivo responda ao novo endereço

Como são usados quatro `MLX90614`, foram estipulados e atribuídos os valores de SA de 0x01, 0x02, 0x03 e 0x04. Assim todos eles têm endereços distintos e podem ser ligados em simultâneo ao mesmo barramento.

O fluxograma que representa o processo de escrita na EEPROM encontra-se na Fig 4.5, que também é usado para apagar células da EEPROM. É através deste mesmo processo que é alterado o factor de emissividade dos dispositivos, para o valor correspondente ao do material do pneu. Esse valor é cerca de 0,95, que na forma que é registada na EEPROM corresponde ao valor hexadecimal da emissividade multiplicada por 65535.

Para a aquisição do valor de temperatura do objecto, neste caso o pneu, é necessário aceder à memória `RAM` no endereço 0x07. O formato da comunicação está representado na Fig. 4.4, e o fluxograma representativo da leitura da `RAM`, está representado na Fig. 4.6. Após obtido o dado da `RAM` que representa o valor de temperatura, é necessário que este seja convertido para o valor em unidades grau centigrado, o dado de 16 bits adquirido é convertido para graus por (3.5).

$$T_{O[^\circ\text{C}]} = T_{\text{Oreg}} \times 0.02 \quad (3.5)$$

onde:

- T_O : temperatura do objecto
- T_{Oreg} : temperatura do objecto registada na `RAM`

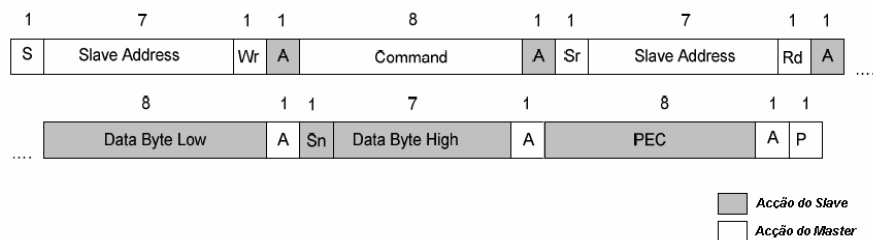


Figura 4.4– Formato para leitura na `RAM`.

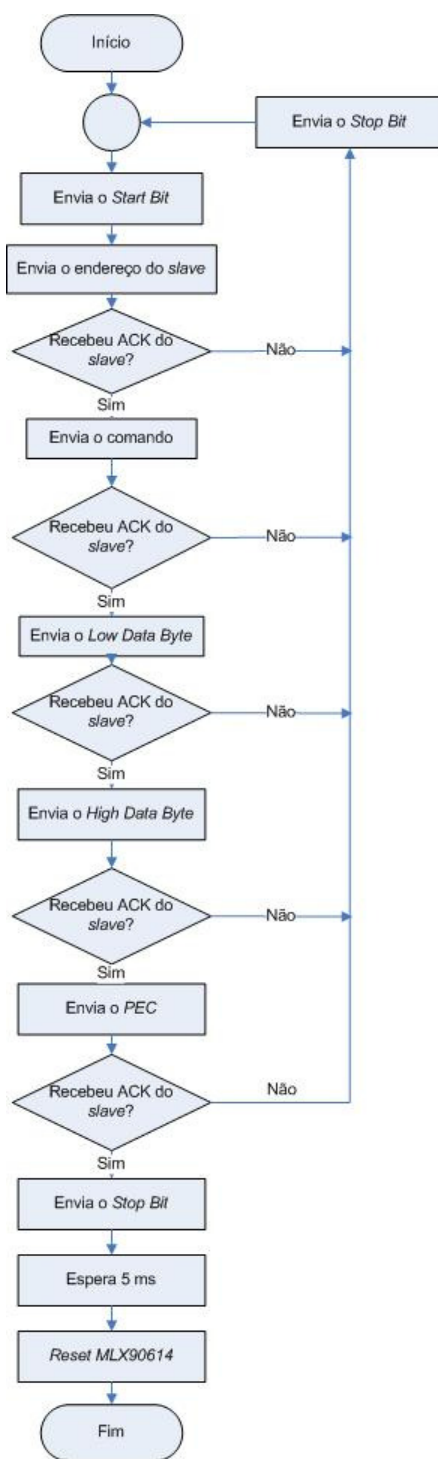


Figura 4.5– Fluxograma de escrita na EEPROM.

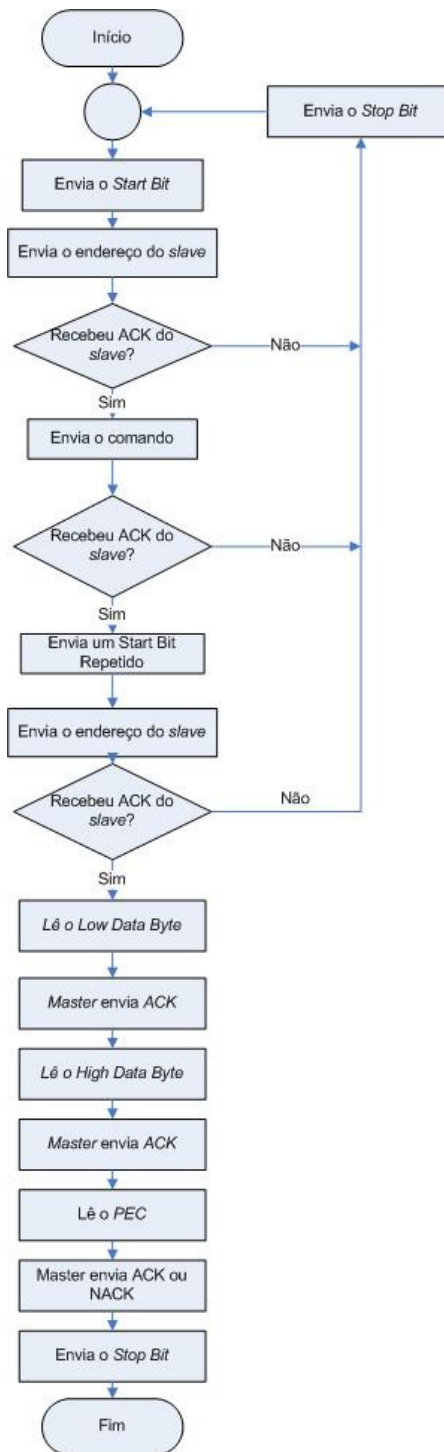


Figura 4.6– Fluxograma para leitura na RAM.

4.4 Conclusão

Através do MLX90614, é assim possível obter a temperatura de um pneu com resoluções de 0,01°C. É possível também modificar o factor de emissividade entre 0,1 e 1, tornando o dispositivo flexível para medição de diferentes materiais. Através da sua saída digital que usa protocolo *SM bus*, fica facilitada a introdução de mais MLX90614, com pouca alteração no software e sem ocupar mais portos do microcontrolador. O intervalo de aquisição de dados estipulado foi de 500 ms, através desta rápida actualização é possível analisar outro tipo de comportamentos térmicos do pneu ao longo de uma prova. Outra possibilidade além da leitura da temperatura dos quatro pneus seria a colocação de vários MLX90614 ao longo da superfície de um pneu, adquirindo-se a temperatura em várias zonas permitindo a identificação dos locais de maior fricção, visto que a zona do pneu que está sujeita a mais fricção adquire mais temperatura que as restantes. Isto vai possibilitar uma análise de afinações no sistema de suspensão que optimizam o uso da maior superfície possível de contacto ao solo do pneu.

Capítulo 5

Medição de deformações

Este capítulo mostra a concepção de um sistema que possibilita a medição de deformações de materiais.

5.1 Introdução

Um material sujeito a uma força sofre uma deformação, assistindo a alterações nas suas dimensões. Se o material não for suficientemente resistente para se opor à acção dessa força, a deformação aumenta até à ruptura ou destruição deste. Torna-se assim de primordial importância o desenvolvimento de métodos de quantificação de deformações em situações de carga ou esforço, de forma a prevenir essas quebras. Para que seja possível analisar as forças envolvidas em diferentes zonas do veículo, em diversas situações de funcionamento, é necessário medir a magnitude da deformação dos materiais envolvidos. Através do conhecimento das propriedades do material deformado, é possível a determinação da força responsável pela deformação. Se forem adquiridas várias deformações em simultâneo é possível saber como se transferem as forças ao longo de uma estrutura. Para efectuar a medição de deformações é desenvolvido um sistema, que tem por base extensómetros metálicos.

5.2 Sistema de medição

É usado o extensómetro metálico para a medição da deformação. Este será colado ao material a medir, acompanhando as deformações deste. Quando o material é deformado a sua resistência eléctrica é alterada, a fracção de mudança na resistência é proporcional à fracção de mudança no comprimento do material. A Fig. 5.1 representa a estrutura física do extensómetro metálico.

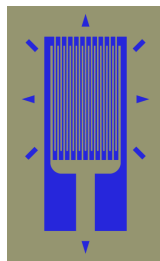


Figura 5.1– Extensómetro metálico [25].

Quando um objecto é esticado através de uma força e o comprimento do objecto aumenta de L para $L + \Delta L$, a razão $\frac{\Delta L}{L}$ é chamada de deformação (*strain*) dada por (5.1).

$$\varepsilon = \frac{\Delta L_{[m]}}{L_{[m]}} \quad (5.1)$$

onde:

- ε : deformação (*strain*)
- L : comprimento do material
- ΔL : variação de comprimento

Como a razão de deformação é normalmente muito pequena, é tipicamente representada em unidades de 10^{-6} .

A relação entre a deformação e a variação de resistência eléctrica é dada por (5.2), que é constante e representa a sensibilidade de um dado extensómetro metálico [26].

$$G_F = \frac{\Delta R_{[\Omega]} \setminus R_{G[\Omega]}}{\varepsilon} \quad (5.2)$$

onde:

- G_F : Sensibilidade de um extensómetro
- ΔR : variação relativa de resistência
- R_G : resistência do extensómetro, sem deformação

A variação de resistência do extensómetro, relacionada com a sua deformação, pode ser quantificada através de uma ponte de *Wheatstone*, representada na Fig. 5.2. Sendo que a tensão de saída, V_0 , é dada por (5.3).

$$V_0 = V_{Exc} \times \left[\frac{\Delta R}{4 \times R + 2 \times \Delta R} \right] \quad (5.3)$$

onde:

- V_0 : tensão de saída da ponte
- V_{Exc} : tensão de excitação da ponte

Relacionando (5.2) com (5.3), e considerando $4 \times R \gg 2 \times \Delta R$, chega-se à equação (5.4), que relaciona tensão de saída com a deformação (*strain*).

$$V_0 = V_{Exc} \times \left[\frac{\varepsilon \times G_F}{4} \right] \quad (5.4)$$

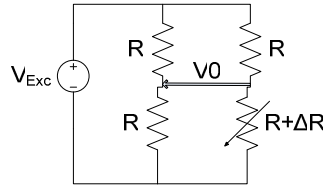


Figura 5.2 – Ponte de Wheatstone.

Como o valor resultante da tensão V_0 é sempre muito pequeno devido à baixa variação de resistência do extensómetro, V_0 terá de ser fortemente amplificada tanto para que seja possível por parte de um microcontrolador adquiri-la como para que se consiga detectar pequenas extensões. A excitação da ponte é feita através de uma fonte AC sinusoidal com amplitude de 900 mV e com uma frequência de 100 Hz. A excitação é efectuada em AC para que seja possível através de um filtro passa-alto, eliminar qualquer offset provocado pelo amplificador e também para que qualquer tensão de contacto fosse amplificada. É eliminado qualquer factor DC ficando só o valor provocado pelo desequilíbrio da ponte. O circuito realizado está representado pelo diagrama de blocos da Fig. 5.3.

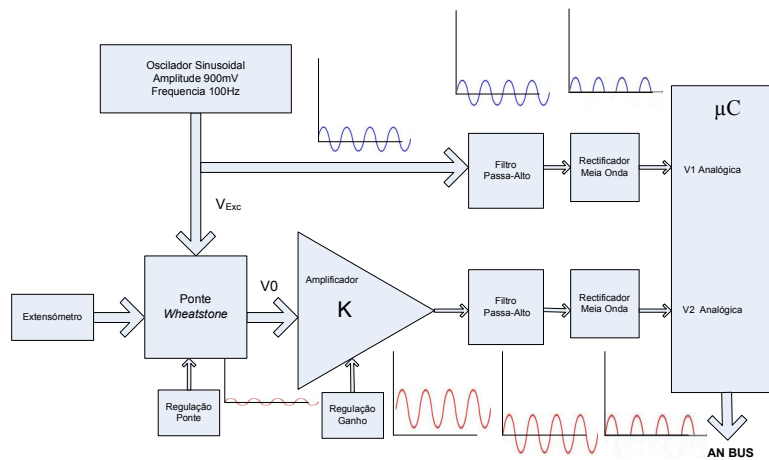


Figura 5.3– Diagrama de blocos do sistema medidor de deformação.

Com a inclusão do ganho K ao sinal V_0 , e considerando uma variação de tensão em V_2 da Fig. 5.3, o *strain* é dado por (5.5) recorrendo a (5.4).

$$\varepsilon = \frac{4 \times \Delta V_2}{K \times V_1 \times G_F} \quad (5.5)$$

sendo:

- ΔV_2 : variação de tensão, em relação ao repouso
- V_1 : valor de amplitude do sinal de excitação

Através de (5.5) é possível directamente, sabendo o valor do ganho do amplificador e da sensibilidade do extensómetro, obter o valor da deformação. É necessário que na inicialização do sistema, na situação de repouso em que o material não sofre deformação, se retire o valor da amplitude V_2 e a registe para que seja possível o posterior calculo de ΔV_2 . Devido a desequilíbrios da ponte de Wheatstone causados pela não igualdade das resistências R ou pela deformação do extensómetro no repouso, a tensão de repouso V_2 não é zero. É incluído um potenciómetro em serie com o extensómetro para que seja possível, inicialmente, a regulação da tensão de repouso V_2 para que tenha o valor de amplitude de 2,5 V. Isto faz com que uma deformação num sentido ou em outro, cresça ou decresça o valor de V_2 no maior dos ranges possíveis.

É utilizado o amplificador de instrumentação INA126P, que possibilita a alteração do ganho com a substituição de apenas uma resistência, a Fig. 5.4 mostra para os vários valores de resistência o correspondente ganho que efectua.

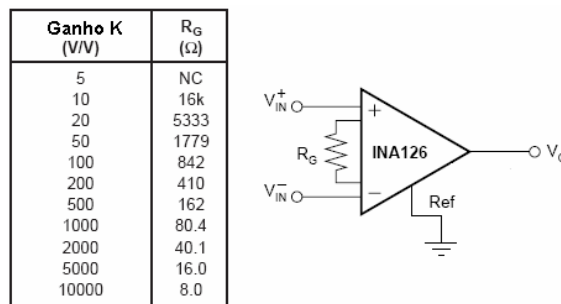


Figura 5.4 – Valores de resistência para diferentes ganhos [27].

O circuito realizado foi projectado para obter um ganho K de 10000 V/V. O extensómetro metálico tem uma sensibilidade G_F de duas unidades e uma resistência R_G de 120 Ω . Através destes valores, obtendo o valor de amplitude V_1 e V_2 com um microcontrolador, é calculado o valor de deformação com o algoritmo representado no fluxograma da Fig. 5.5.

O circuito realizado está representado na Fig. 5.6. O projecto do gerador sinusoidal seguiu o mesmo dimensionamento que o usado na secção 2.3.2, apenas difere no dimensionamento necessário dos componentes R_1, R_2, C_1 e C_2 do esquema da Fig. 2.3 devido ao facto de se pretender uma frequência próxima de 100 Hz. Considerando $R_1 = R_2 = R$ e $C_1 = C_2 = C$ e atribuindo $R = 10$ k Ω através de (2.7), resulta em $C = 150$ nF. Para o dimensionamento do filtro passa-alto foi usado (2.8),

definindo a frequência de corte $f_c \approx 16 \text{ Hz}$ e $CF = 1 \text{ uF}$, resulta em $RF = 10 \text{ k}\Omega$. O rectificador de meia onda consiste numa montagem em modo seguidor de tensão, utilizando **AMP OPs MCP6004 rail-to-rail**. Foram incluídos uns **LEDs** para que fosse possível visualizar a amplitude de V_2 aquando a regulação do valor desta em repouso. Apenas um **LED** estará aceso, cada um com peso de 833 mV , ou seja, os **LEDs** são alinhados para que fiquem por ordem, correspondente ao valor em patamares do valor de amplitude V_2 , entre 0 e 5 V. O microcontrolador usado é um PIC18F4585, foi adoptado este devido ao facto de conter hardware específico que possibilita o envio de dados por **CAN bus**.

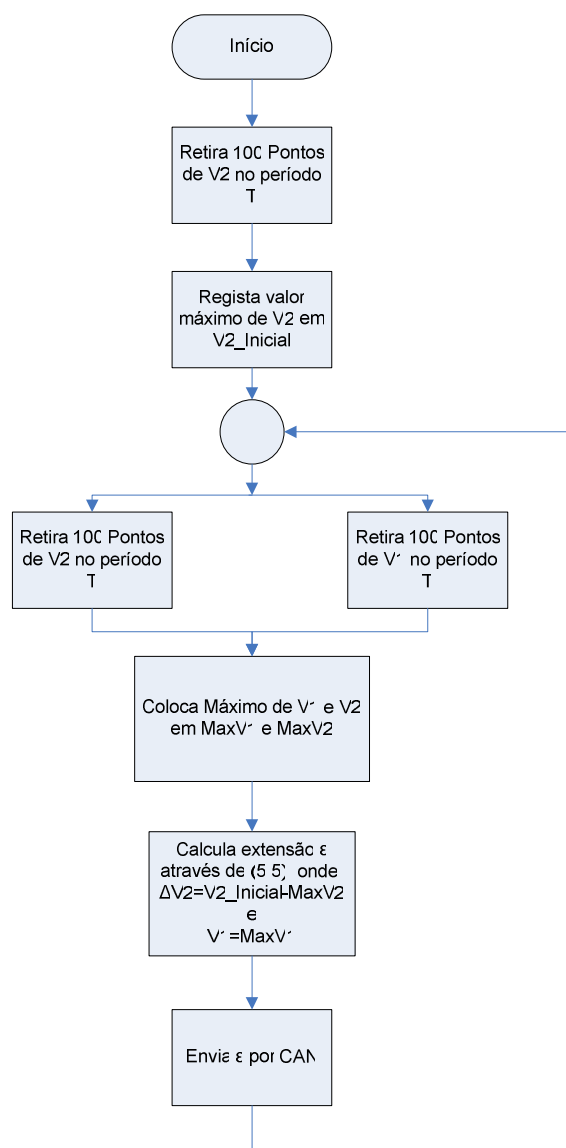


Figura 5.5– Fluxograma do cálculo de deformação.

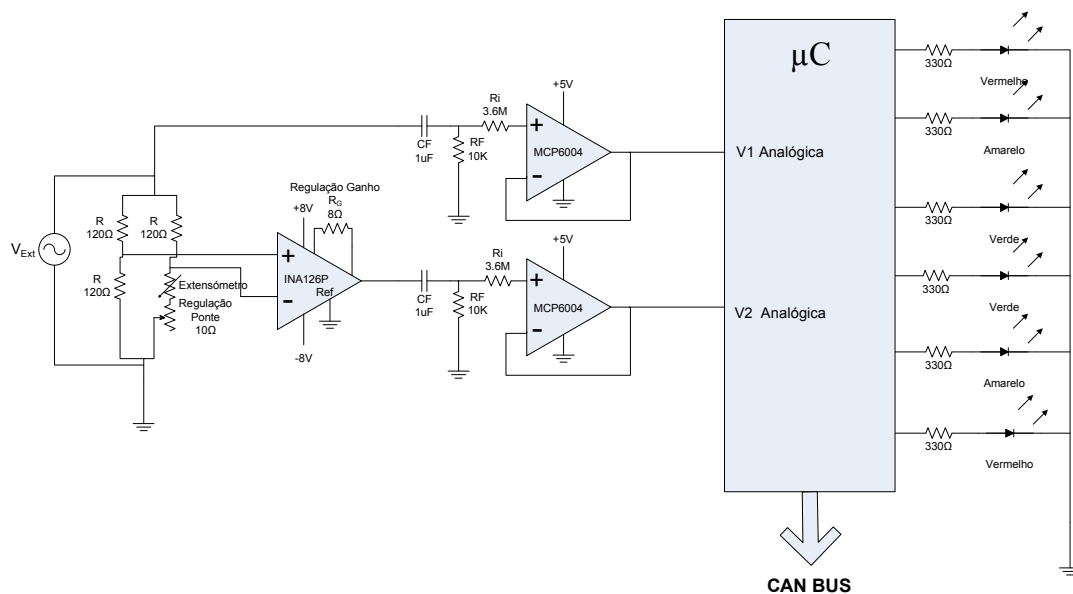


Figura 5.6– Esquema eléctrico do sistema medidor de deformação.

Para a determinação do valor de amplitude é feita a aquisição de 100 pontos do sinal, durante um período T que corresponde ao período do sinal de excitação. Visto a frequência do sinal ser 100 Hz, corresponde a um período $T=10$ ms. O valor máximo desses 100 pontos retirados corresponde à amplitude do sinal analisado. A deformação é calculada e enviada por CAN bus a cada 100 ms.

5.3 Conclusão

O funcionamento do circuito em AC faz com que este seja imune a efeitos tais como offset do amplificador de instrumentação como tensões de contacto, mas em contrapartida, é necessário retirar o valor de amplitude dos sinais, envolvendo para isso um maior processamento. Com o uso do INA126P, ficou minimizado o número de componentes a utilizar para efectuar um ganho elevado e também torna simples a modificação do ganho do amplificador. O valor de deformação calculado é enviado por CAN bus facilitando a interligação deste sistema com outros. É possível a replicação deste sistema, sem ser necessário efectuar alterações, para a medida de mais deformações e interliga-los por CAN bus. Com a configuração utilizada é possível identificar extensões máximas de cerca de 550μ Strain, e devido ao facto de o microcontrolador utilizado possuir um ADC de 10 bits convertendo valores de tensão entre 0 e 5V, é possível medir extensões ao nível de 1μ Strain de resolução.

Capítulo 6

Módulo de processamento

Este capítulo mostra o módulo que faz a aquisição e processamento dos dados provenientes dos vários sensores, efectuando posteriormente o envio destes usando o protocolo `CAN bus`.

6.1 Introdução

Para a aquisição dos valores provenientes dos diferentes sensores, descritos na presente tese, é necessário um dispositivo que seja capaz de lidar com os vários tipos de sinais envolvidos. Para isso é necessário, um conjunto de periféricos tais como ADCs, timers e módulos de captura. Os dados serão processados de forma a se obter a unidade correspondente ao parâmetro medido, que posteriormente será enviado via CAN bus e porta RS-232. Os parâmetros recolhidos via porta série serão visualizados através de uma aplicação em LabView no PC.

6.2 Módulo

Foi utilizado um DSPIC30F6012 [28] [29], visto conter um grande número de funcionalidades, até mais que o necessário para o processamento dos sensores descritos na tese. Foi construído pensando na flexibilidade de poder ser utilizado com outras funcionalidades e para suportar evoluções de forma a usar um maior número de dispositivos externos. O módulo contém um regulador LM2673 que transforma os 12 V, provenientes da bateria do carro, em 5 V que serão usados para alimentar o DSPIC e os dispositivos externos que necessitem desse nível de tensão. É possível através desse regulador fornecer correntes até três ampere, prevendo assim futuros desenvolvimentos no sistema que necessitassem de mais potência. No anexo 1 encontra-se o esquema do circuito realizado e layout PCB e a Fig. 6.1 mostra o módulo finalizado.

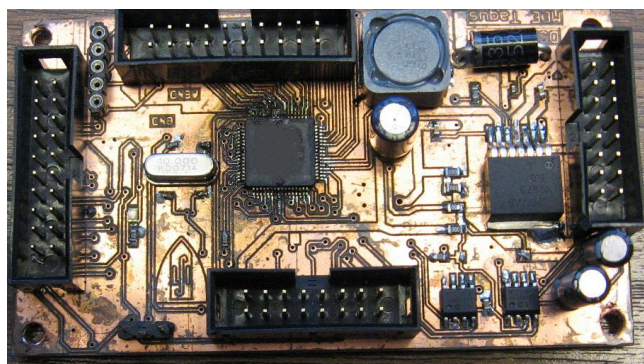


Figura 6.1– Módulo de processamento.

A Fig. 6.2 representa os diferentes sensores envolvidos e os recursos que o módulo utiliza para os processar.

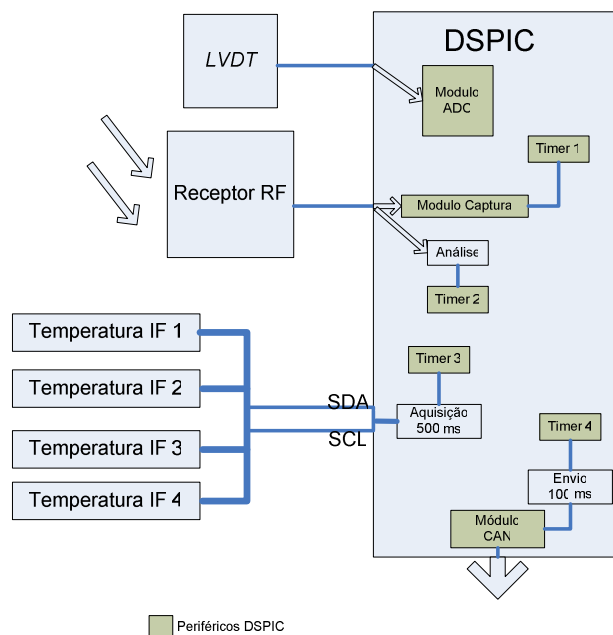


Figura 6.2– Esquema de ligações e recursos utilizados.

Através dos processamentos necessários descritos na secção correspondente a cada sensor, o programa é realizado em linguagem C e os parâmetros adquiridos são enviados via CAN bus, com temporizações bem definidas. O conjunto de valores é enviado através de mensagens CAN a cada 100 ms, cada mensagem contendo o número correspondente à amostra retirada. O número da amostra tem uma correspondência com o tempo de aquisição, que é específica para cada sensor. Como está esquematizado na Fig. 6.2 a aquisição do valor de temperatura de cada sensor de infravermelhos é feita num intervalo de 500 ms. O dado recebido pelo módulo receptor de RF, que corresponde à pressão do pneu, tem uma frequência de actualização definida pelo emissor RF que corresponde a um intervalo de cerca de três segundos. É associado ao valor RF recebido o seu tempo de ocorrência, que está relacionado com a inicialização do sistema de aquisição. A aquisição do sinal proveniente do LVDT é feita através do ADC a cada 100 ms.

6.3 Protocolo CAN

As principais características do protocolo CAN são, de uma forma geral, a possibilidade de estabelecer comunicação entre dispositivos apenas através de dois fios, com velocidades de transmissão até 1 Mbit/s, podendo enviar um máximo de 8 bytes de dados em cada mensagem. Permite a qualquer dos dispositivos, tomar controlo do barramento com prioridades definidas na mensagem que é enviada. Permite também que haja detecção de erros, dando a possibilidade do dispositivo causador dos erros se identificar, desligando-se, não interferindo mais no barramento.

Como electricamente o envio é feito através da diferença de potencial entre os fios de transmissão, isto faz com que a comunicação tenha uma elevada imunidade ao ruído.

Existem diferentes tipos de frames possíveis no CAN bus, onde se destaca a frame de dados que é aquela que transporta os dados do emissor para os receptores [30]. O DSPIC adoptado contém o hardware que implementa todas as especificações do protocolo sendo que fica facilitado todo o processo de transmissão de dados, apenas será necessária a configuração da temporização. Os campos de arbitragem, controlo e dados da frame serão aqueles que são configurados aquando o envio da mensagem. As estruturas das mensagens enviadas via CAN bus encontram-se na Fig. 6.3. Através da definição desta organização qualquer outro sistema que necessitar aceder aos dados, poderá entender o seu significado.

Identificador (Arbitragem) 11 bits	Numero de dados (Control) 4 bits	Palavra 1 16 bits	Palavra 2 16 bits	Palavra 3 16 bits	Palavra 4 16 bits
1024	8	ID Ref	Pressão (KPa)	Temperatura °C	Amostr 500ms unidade
1	8	Temperatura IF1 °C	Amostr 500ms unidade	0	0
2	8	Temperatura IF2 °C	Amostr 500ms unidade	0	0
3	8	Temperatura IF3 °C	Amostr 500ms unidade	0	0
4	8	Temperatura IF4 °C	Amostr 500ms unidade	0	0
7	8	Curso LVDT (mm)	Amostr 100ms unidade	0	0
10	8	Extensã (μ)	Amostr 10ms unidade	0	0

Figura 6.3 – Organização dos dados na mensagem de CAN.

No que toca à temporização foi configurado o hardware CAN para que se obtivesse um bit rate de 1 Mbit/s, que consiste no número de bits por segundo transmitidos. Para se obter esta velocidade é necessário configurar os campos do tempo nominal de bit (T_b), que pode ser visto como a divisão de separados segmentos de tempo sem sobreposição, a Fig. 6.4 mostra a sua constituição.

O tempo nominal de bit é o inverso do bit rate, e introduzindo o conceito T_Q (time quantum) que é uma unidade fixa de tempo derivada do período de oscilação, é definida a temporização para as diferentes secções do bit rate, como mostra a Fig. 6.4. Definindo $T_Q = 0,1 \mu s$ e $T_b = 10 \times T_Q$ faz com que se tenha um bit rate de 1Mbit/s.

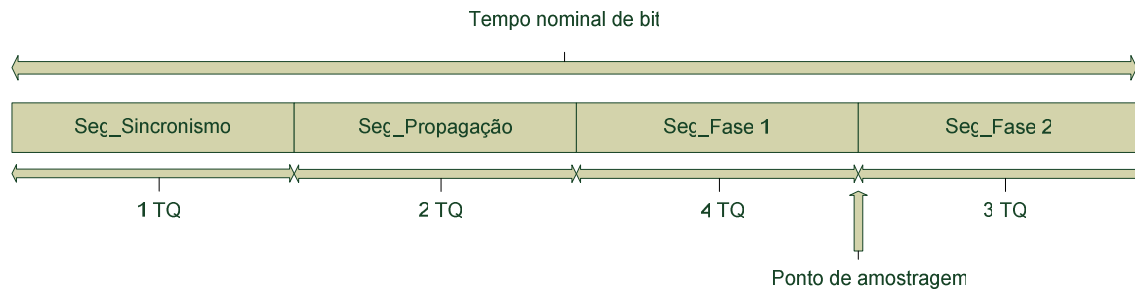


Figura 6.4 – Temporização CAN [30].

6.4 Aplicação em LabVIEW

Os dados provenientes do CAN bus são enviados via porta série RS-232 para o computador, que corre uma aplicação em LabVIEW. Essa aplicação apenas efectua a leitura da porta série dos dados organizando-os para a posterior apresentação gráfica e registo em ficheiros. O uso deste software de desenvolvimento LabVIEW torna fácil a implementação gráfica, que possibilita de uma forma intuitiva a monitorização dos dados em tempo real. A Fig. 6.3 mostra a aplicação desenvolvida, onde se destaca o uso de diferentes tipos de mostradores dependendo da proveniência do dado.

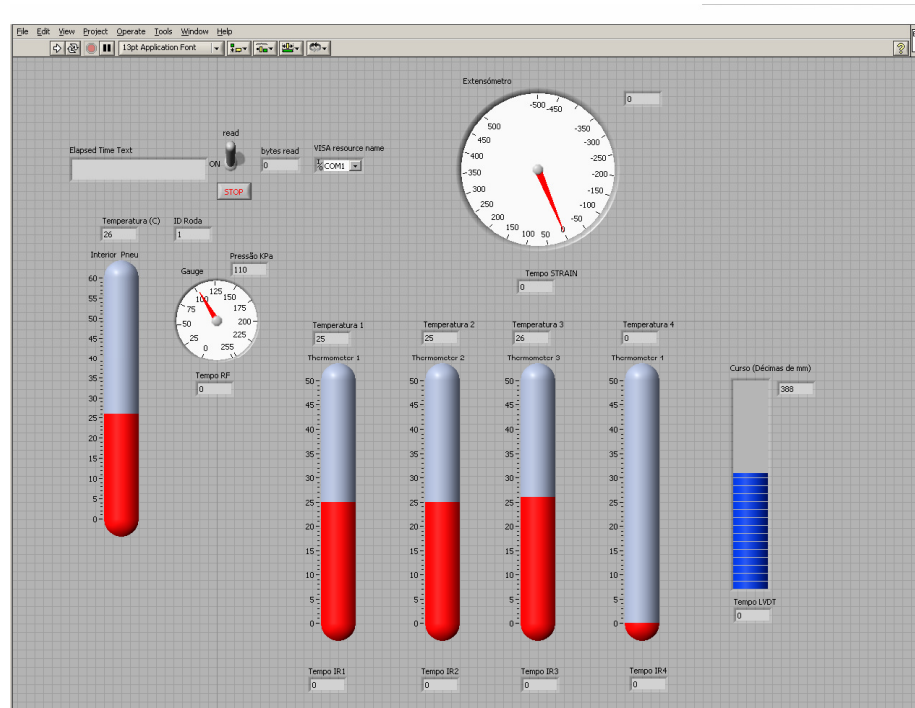


Figura 6.5 – Aplicação em LABVIEW para monitorização dos dados.

Os testes não foram efectuados no carro, devido ao facto de ser necessário mais tempo para realizar um conjunto de finalizações necessárias para o funcionamento do sistema num ambiente real, por exemplo a realização invólucros e apoios aos circuitos. Os testes foram realizados no laboratório e através da aplicação em LabView é possível verificar e registar cada parâmetro recebido e o tempo em que a amostra foi adquirida. A informação dos parâmetros adquiridos por cada sensor são gravados, em ficheiros de texto separados, com os tempos de cada amostra associado. Assim pela análise dos ficheiros de texto, após um período de tempo de aquisição, é possível detectar amostras perdidas, visto que, estas são enviadas com um intervalo de tempo bem definido. Os sensores são testados em simultâneo, no caso do LVDT, é utilizada uma régua graduada para a confirmação do valor de curso medido, no caso do sensor de pressão de ar do pneu apenas é possível a aquisição do valor de pressão atmosférica, visto não se encontra no interior do pneu para permitir a variação de pressão. A temperatura que seria a do interior do pneu também é adquirida e neste caso particular reflecte a temperatura ambiente. Com recurso a uma fonte de calor é testado o aumento progressivo do valor adquirido da temperatura, verificando assim o funcionamento do sistema a alterações de parâmetros físicos. O mesmo esquema de teste é realizado para os sensores de temperatura da superfície dos pneus, colocando objectos com várias temperaturas no seu ângulo de actuação, e verificando o valor de temperatura se está relativamente de acordo com as diferentes temperaturas. O caso da medição de deformação, foi utilizada uma barra flexível com um extensómetro metálico colado nesta, a barra permite uma elevada deformação por aplicação de uma baixa força, possibilitando a verificação da leitura feita pelo dispositivo para diferentes estados de deformação. Não foram testadas deformações particulares, apenas foram feitos testes em termos de magnitude dos valores medidos, futuramente será necessária uma melhor calibração do dispositivo, para obtenção de resultados com maior fiabilidade. A Fig. 6.6 mostra os resultados de um período de tempo de aquisição onde se forçou a alteração dos parâmetros. A experiência teve a seguinte sequência de operações: O LVDT foi sendo movido aleatoriamente durante praticamente todo o tempo de aquisição; É forçada uma deformação na barra de teste no início da aquisição, a partir daí não é mais mexida; Um objecto é aquecido inicialmente até uma determinada temperatura, e seguidamente é passado pelos três sensores de infravermelhos sequencialmente, na primeira passagem o objecto permanece algum tempo em cada um dos sensores, na segunda passagem fica menos tempo em cada um deles, isto é feito para verificar a velocidade de resposta na determinação do valor de temperatura; O sensor de pressão é aquecido em determinada altura, e quando atingida uma temperatura de cerca de 40 °C, é desligada a fonte de calor, isto é feito para verificar o evoluir da temperatura no sensor e verificar também se a leitura de pressão é afectada por esta;

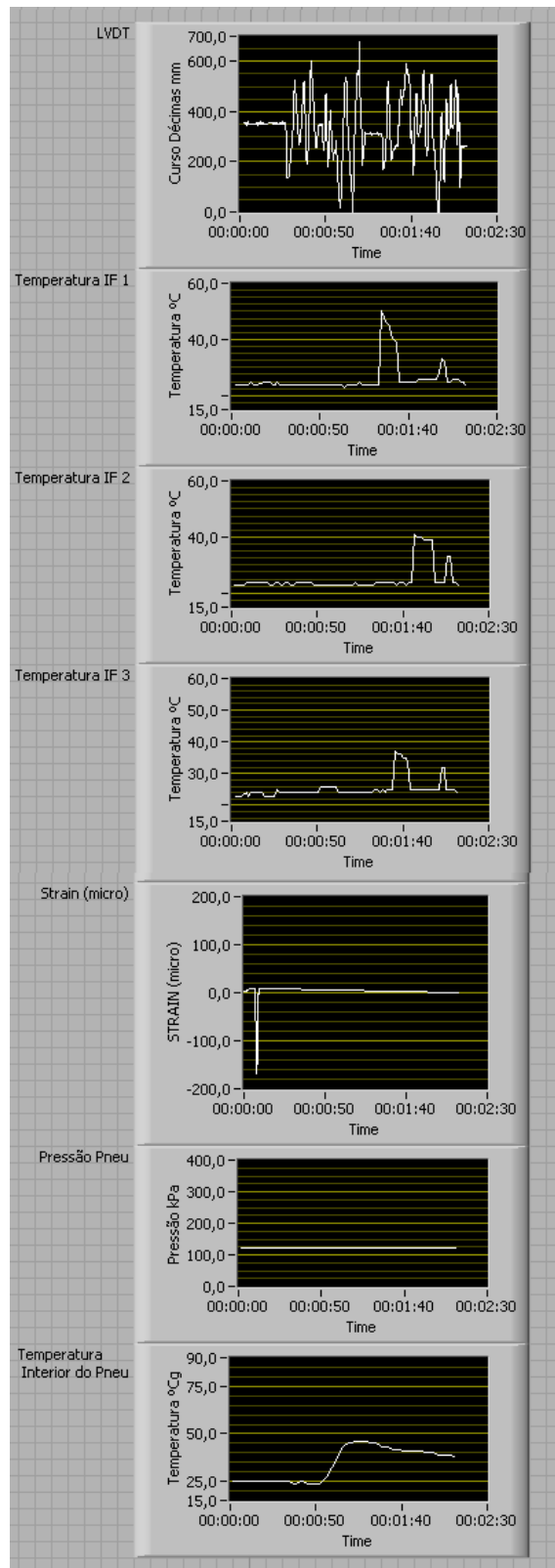


Figura 6.6 – Resultados experimentais.

Perante os resultados obtidos, como mostra na Fig. 6.6, se podem tirar algumas conclusões atendendo a experiencia efectuada. O valor de deformação provocado consegue atingir cerca de 150 μ Strain, no gráfico correspondente apenas se vê um pequeno pico visto que a sua duração comparativamente ao tempo de aquisição é muito pequeno. É de notar que este valor de deformação é negativo, visto que, a barra foi deformada no sentido negativo à posição de origem. Através da leitura dos gráficos da temperatura provenientes dos sensores de infravermelhos, é fácil notar o tempo em que o objecto ficou na sua frente, em cada um dos gráficos se vê a primeira vez que o objecto permanece é maior que na segunda vez, e se verifica a velocidade que o sensor deste tipo consegue detectar a temperatura. Por ser detenção por infravermelhos o elemento sensor não necessita de adquirir a temperatura do objecto que está a medir. Já o sensor de pressão evidencia, pelo seu gráfico, o processo mais lento na aquisição e dissipação da temperatura, pela resposta do gráfico se nota que a fonte de calor é desligada ao tempo 1:00, seguidamente a este tempo o sensor até ao final da aquisição, não consegue atingir a temperatura ambiente a que está exposto. Analisando o gráfico da pressão medida se conclui que a temperatura do elemento sensor não afecta a medida de pressão, demonstrando a robustez do sensor a diferentes temperaturas de funcionamento. O valor de pressão medido será o valor da pressão atmosférica que é cerca de 100 kPa, o valor efectivamente lido pelo sensor é cerca de 120 kPa, o valor de erro associado é elevado mas é previsto pelo fabricante, visto que o sensor não está optimizado para estes valores de pressão mas sim para os valores de pressão de ar normais de um pneu, em que terá um erro máximo de cerca de 10 kPa.

Este método de registo de dados foi realizado apenas para efectuar testes no sistema de aquisição desenvolvido, esta forma de registar não é a melhor opção, visto que, é necessária a utilização de um computador que teria de ser colocado no carro. A presente tese está ligada ao projecto universitário *Formula Student*, e tem como objectivo a interligação com trabalhos de outros colegas do projecto. Um sistema de aquisição, que tem como fonte de dados o sistema realizado na presente tese, está a ser desenvolvido por outro colega, que não só regista assim como tem a possibilidade de efectuar telemetria, com visualização em tempo real através do envio sem fios dos dados com a posterior apresentação gráfica. Os parâmetros adquiridos pelo sistema total que se pretende realizar, no carro construído pelo projecto, serão utilizados por outros membros da área de engenharia mecânica, de forma a poderem conceber soluções mecânicas, que melhorem o desempenho do carro em pista.

Capítulo 7

Conclusões

Este capítulo mostra os principais resultados do trabalho realizado e as possíveis direcções para um futuro desenvolvimento.

A presente tese tem como motivação a concepção de um sistema que permite a interligação de sensores e a canalização da informação recolhida pelos mesmos para um único local, com acesso a qualquer dispositivo ou sistema, com um formato padrão. Permite também a aquisição dos parâmetros relativos à medida efectuada de qualquer sensor existente em tempo real. Os sensores e sistemas utilizados e construídos foram aqueles que melhor se adaptam à medição a que se destinam.

Os parâmetros retirados são provenientes de um carro com destino à competição, e consistem na temperatura e pressão dos pneus, deformação de constituintes do chassis e o curso efectuado pela suspensão. Todos estes parâmetros são possíveis de monitorizar mesmo com o carro em prova, podendo assim se analisar comportamentos nas condições a que o carro se destina.

Foi usado um LVDT, para a medição do curso de suspensão devido ao facto da sua fiabilidade e durabilidade. O sensor foi construído na sua totalidade, desde a estrutura até aos circuitos de condicionamento e excitação, para que fossem reduzidos custos e para que se obtivesse um sensor à medida para a função. É possível assim obter um sinal de tensão DC, proporcional à posição absoluta do eixo móvel do LVDT. O sinal de tensão está entre 0 e 5 V, correspondente a um deslocamento de 0 a 70 mm. É possível através deste detectar movimentos com frequências até 60 Hz, com resoluções teoricamente infinitas.

Foi implementado um sistema que permite a medição de pressão de um pneu, que é optimizado nas pressões entre 250 kPa e 450 kPa, tendo resoluções de 2,5 kPa. O valor de pressão é enviado via RF ao receptor, a cada 3 segundos. Através do envio wireless é possível a aquisição de pressão do pneu, com o carro em movimento.

Através da utilização de sensores de temperatura por infravermelhos é possível a medição da temperatura da superfície dos 4 pneus com estes em movimento, visto de não necessitar de elementos de contacto. Consegue-se uma resolução de 0,01 °C sendo possível modificar o factor de emissividade, entre 0,1 e 1, que o dispositivo usa para o cálculo da temperatura, tornando-o flexível para medição de outro tipo de materiais.

Para a medição da deformação de estruturas de chassis, é usado um sistema baseado em extensómetros metálicos, com funcionamento em AC que o torna mais fiável e imune a factores como tensões de contacto e ao offset não nulo do amplificador. Com o conjunto final do sistema de medição, é possível medir extensões de 1μ Strain a 550μ Strain, e enviar o valor actualizado de deformação por CAN bus a cada 100 ms.

O módulo de processamento realizado, que tem como base um DSPIC, lida com as comunicações necessárias para obter os dados dos sensores, efectua as conversões para as unidades

fundamentais dos dados obtidos, e envia-os por CAN bus e via porta serie RS232. É possível assim a qualquer outro futuro sistema que necessite dos parâmetros adquiridos, de os retirar via CAN bus, visto que todos eles se lá encontram em tempo real. Com recurso a uma aplicação efectuada em LabView é possível a monitorização dos dados com uma forte componente gráfica, facilitando a leitura dos parâmetros adquiridos.

Os futuros desenvolvimentos seriam a inclusão de mais sensores, replicar o sistema de medição desenvolvido para aquisição de deformações, para não só obter mais parâmetros mas também para os poder obter em simultâneo. Seria importante a obtenção de valores de aceleração longitudinal e transversal, visto representarem as forças envolvidas, que serão uma mais-valia para o dimensionamento do chassis e componentes utilizados no carro. A velocidade de cada roda individualmente poderia ser um recurso de um sistema de controlo de tracção que se poderia acoplar a este para a obtenção de dados.

Referências

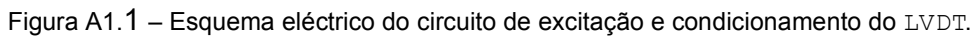
- [1] <http://www.unimeasure.com/applicat.htm>, Jan. 2008.
- [2] <http://www.rdpelectrosense.com/displacement/lvdt/general/dcth-configuration.htm>, Mar. 2008.
- [3] <http://www.celesco.com/linearpot/>, Agost. 2008.
- [4] <http://www.rdpe.com/us/hiw-lvdt.htm>, Setem. 2008.
- [5] <http://www.mikesflightdeck.com/lvdt.htm>, Jan. 2008.
- [6] Circuitos Osciladores, Laboratórios integrados II, Departamento de Electrónica Industrial, Universidade do Minho, Portugal, 2008 (<http://li2.dei.uminho.pt/guias/TP1.pdf>).
- [7] A. Pinto, J. Caldeira, Práticas Oficiais e Laboratoriais, Portugal, 1999.
- [8] LM386, Low Power Amplifier, DS006976, National Semiconductor, Agost. 2000.
- [10] 1 MHz Bandwidth Low Power OP Amp, DS21733, Microchip, 2003.
- [11] http://en.wikipedia.org/wiki/Sallen_Key_filter, Jan. 2008.
- [12] Tyre Pressure Monitoring Sensor, Technical Data, Freescale Semiconductor MPXY8000, Fev. 2006.
- [13] RFPIC12F675K, Data Sheet, DS70091A, Microchip, 2003.
- [14] Steven Bible, RFPIC12F675 Transmitter Module, TB069 , Microchip, 2003.
- [15] Steven Bible, rRXD0420 Receiver Module, TB070 , Microchip, 2003.
- [16] rPIC Development Kit 1 User's Guide, DS70093A, Microchip, 2003.
- [17] Matching Small Loop Antennas to rPIC Devices, DS00831BA, Microchip, 2002.
- [18] Tire Pressure Monitoring (TPM) System, DS00238B, Microchip, 2004.
- [19] http://en.wikipedia.org/wiki/Amplitude-shift_keying, Abril, 2008.

- [20] MLX90614 family Single and Dual Zone Infra Red Thermometer in TO-39, Melexis, Out., 2007.
- [21] Application Note SMBus Communication with MLX90614, Melexis, Jan., 2008.
- [22] http://www.melexis.com/Assets/MLX90614_SMBus_implementation_in_PIC_MCU_5229, Abril, 2008.
- [23] <http://www.sensorland.com/HowPage022.html>, Abril, 2008.
- [24] http://en.wikipedia.org/wiki/Infrared_thermometer, Maio, 2008.
- [25] http://pt.wikipedia.org/wiki/Imagem:Strain_gauge.svg, Março, 2008.
- [26] <http://www.emant.com/325007.page>, Fev. 2008.
- [27] INA126 microPower Instrumentation Amplifier, Burr-Brown, USA, Set., 1997.
- [28] dsPIC30F Family Reference Manual, DS70046E, Microchip, 2006.
- [29] dsPIC30F6011A/6013A/6014A Data Sheet, DS70143C, Microchip, 2006.
- [30] Robert Bosch GmbH, CAN Specification (version 2.0), 1991.

Anexo 1

Apêndice - Esquemas eléctricos e Placas de Circuito Impresso

O anexo contém os esquemas eléctricos e os desenhos PCB dos circuitos realizados.



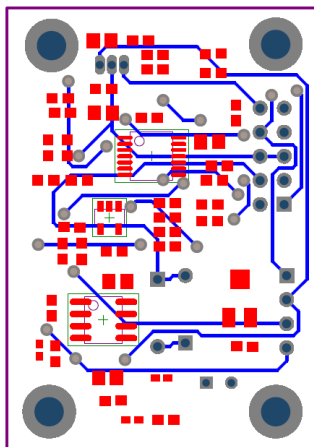
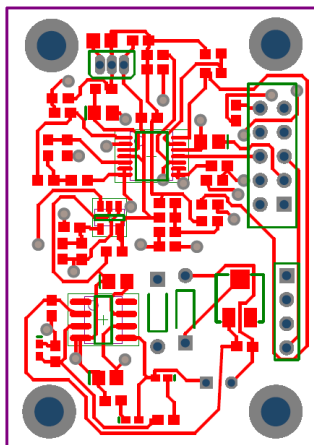


Figura A1.2 – PCB Top e Down View 46×32 mm do circuito de excitação e condicionamento do LVDT.

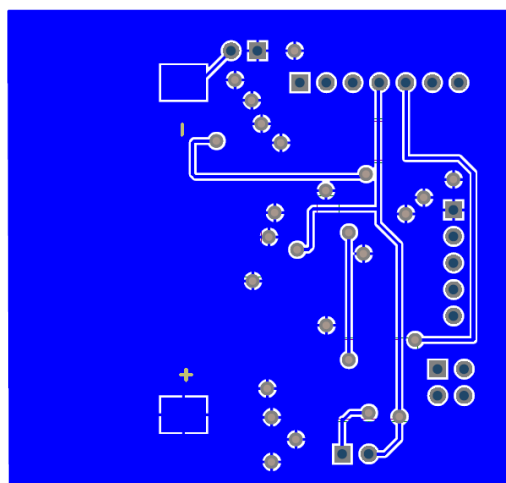
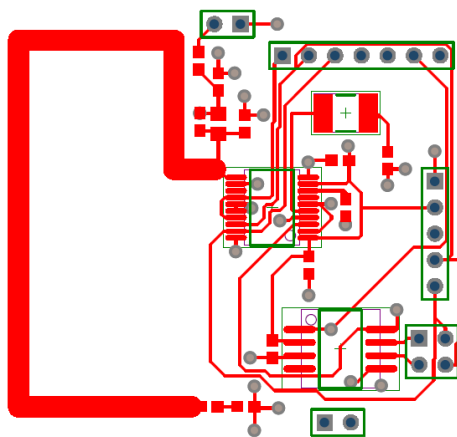


Figura A1.3 – PCB Top e Down View 46×48 mm do circuito emissor RF.

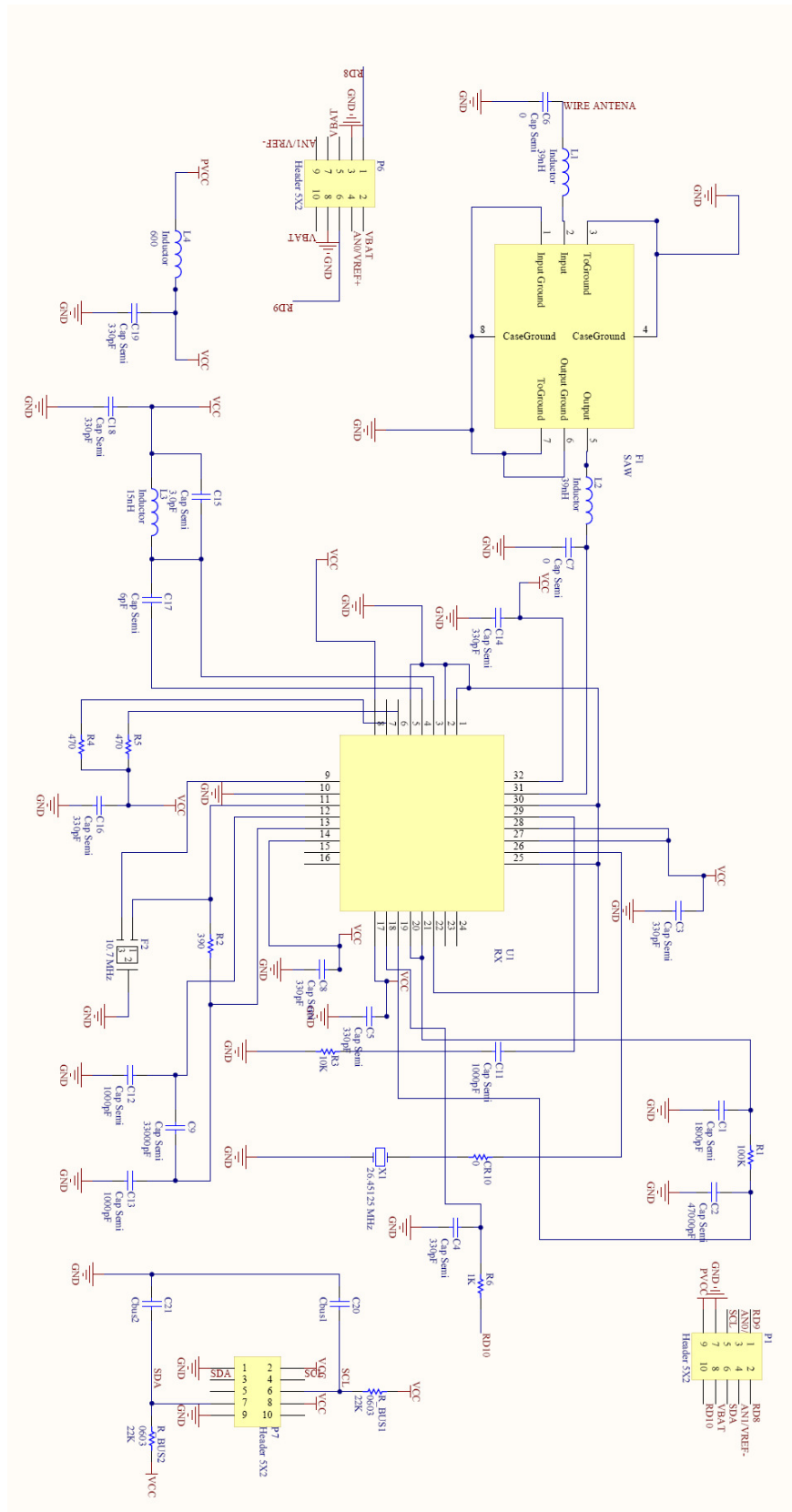


Figura A1.4 –Esquema eléctrico do circuito receptor de RF.

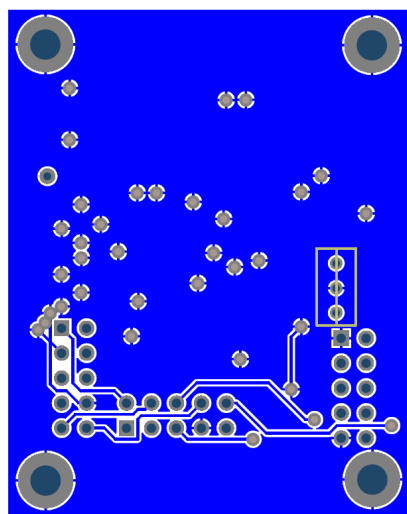
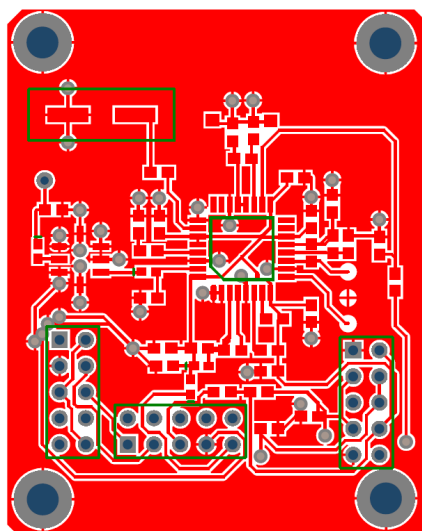


Figura A1.5 – PCB Top e Down View 51×40 mm do circuito receptor RF.

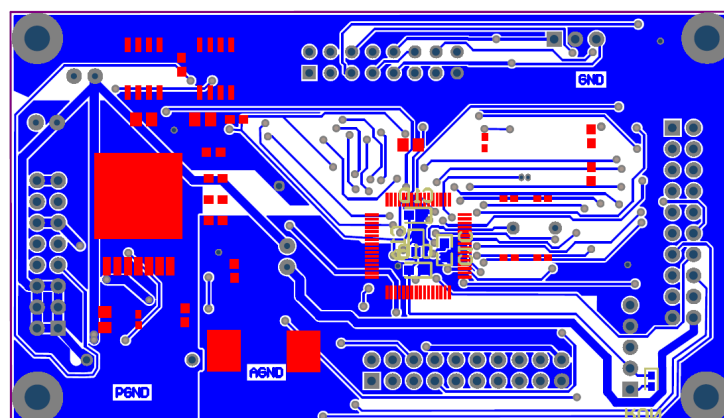
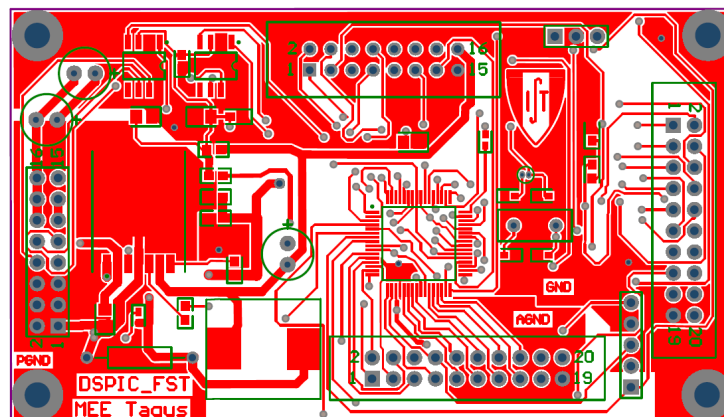


Figura A1.7 – PCB Top e Down View 52×86 mm do circuito de processamento