



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa

Aquisição de Dados em Tempo Real para Veículo de Competição FST (Formula Student)

João Carlos Fernandes Mendes

Dissertação para obtenção de Grau de Mestre em
Engenharia Electrónica

Júri

Presidente:	Prof. Doutor João José Lopes da Costa Freire
Orientador:	Prof. Doutor Francisco André Corrêa Alegria
Co-orientador:	Prof. Doutor Moisés Simões Piedade
Vogal:	Prof. Doutor António Joaquim Romão Serralheiro

Outubro 2010

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço aos meus pais que me proporcionaram a oportunidade de frequentar o ensino superior e que me apoiaram durante todos estes anos na realização de um curso numa área que sempre me cativou desde criança.

À minha namorada por toda a ajuda, paciência, coragem e apoio que me deu nos últimos anos deste curso, principalmente nos momentos mais difíceis e em que tive menos disponibilidade para lhe dar a atenção que tanto merecia.

Ao professor Moisés Piedade agradeço com grande respeito a oportunidade de realização desta dissertação e toda a disponibilidade, sugestões, conselhos e ajuda prestada, assim como os conhecimentos que me transmitiu ao longo da realização da mesma, que me motivaram a expandir cada vez mais os meus conhecimentos em diversas áreas da electrónica.

Ao professor Francisco Alegria pela oportunidade de realização de uma dissertação que me motivou bastante e que me proporcionou pesquisa e desenvolvimento numa área vasta e diversificada, assim como por toda a pronta ajuda e disponibilidade a todos os meus pedidos.

A todos os colegas que me acompanharam ao longo de todos estes anos, agradeço o apoio, ajuda e companheirismo, assim como as amizades que se estabeleceram.

Ao Sr. João Manuel Pina dos Santos por toda a sua disponibilidade, amabilidade, simpatia, ajuda e “muita” paciência para atender não só aos meus pedidos como aos dos meus colegas.

Agradeço ainda a todos os meus amigos alheios à universidade que de forma directa ou indirecta apoiaram todo este meu percurso académico.

A todos um MUITO OBRIGADO.

João Carlos Fernandes Mendes

Resumo

O presente documento tem como objectivo descrever o trabalho realizado durante a dissertação de mestrado em Engenharia Electrónica. Este baseou-se no estudo e desenvolvimento de sistemas de aquisição de dados em tempo real a implementar num veículo de competição Formula Student (FST). Os parâmetros obtidos por estes sistemas permitem caracterizar o comportamento do monolugar em diversas situações, possibilitando à equipa do Instituto Superior Técnico validar ou prever soluções mecânicas que aumentem o desempenho global do mesmo na procura de bons resultados nas competições da Formula Student. A realização destes sistemas teve como principal objectivo a evolução dos já existentes tendo em atenção factores importantes como fiabilidade, durabilidade, custo, peso e dimensões. Os sistemas realizados foram um sistema de monitorização da pressão e temperatura dos pneus e um sistema de monitorização do curso da suspensão.

Foi também realizado um estudo de um sistema de carregamento por indução a utilizar com o sistema de monitorização dos pneus, permitindo assim, carregar a bateria utilizada nos módulos colocados no interior do pneu, evitando os inconvenientes da substituição de uma pilha convencional.

Palavras chave:

Formula Student, Aquisição de dados, Pressão e temperatura dos pneus, Monitorização do curso da suspensão, Linear Variable Differential Transformer, CAN-bus, Rádio Frequência, Carregamento por indução.

Abstract

The purpose of the current document is to describe the work carried out during the master's dissertation in Engenharia Electrónica. This was based on the study and development of real time data acquisition systems to implement on a Formula Student (FST) racing car. The parameters obtained by these systems can characterize the behavior of the single seater in various situations, enabling the Instituto Superior Técnico team to validate or provide mechanical solutions that increase its overall performance with the purpose of obtaining good results in the Formula Student competition. The acquisition systems developed are improvements on the work already done by the Projecto FST electronic team, consisting in a tire pressure and temperature monitoring system and a suspension travel monitoring system. Improvements are sought in the areas of reliability, durability, cost, weight and size.

A study was also carried out regarding an charging system to use with the tire monitoring system, to charge the battery used in the modules placed inside the tires, avoiding the hassle of replacing a conventional battery.

Keywords

Formula Student, Data Acquisition, Tire Pressure Monitoring System, Suspension Monitoring System, Linear Variable Differential Transformer, CAN-bus, Radio Frequency , Inductive Charging.

Índice

Agradecimentos.....	ii
Resumo	iv
Abstract.....	v
Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	xi
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1 – Contexto	1
1.2 – Motivação	2
1.3 – Objectivos.....	2
Capítulo 2 – Estado da arte.....	5
2.1 – Sistema de monitorização da pressão dos pneus	5
2.2 – Sistema de carregamento de baterias por indução	9
2.3 – Monitorização do curso da suspensão.....	10
Capítulo 3 – Barramentos eléctricos e protocolos de rádio frequência	13
3.1 – Barramentos eléctricos.....	13
3.1.1 – Barramento de dados CAN	13
3.1.2 – Barramento de dados SPI	15
3.2 – Protocolo e tramas de dados da comunicação de RF	16
3.2.1 – Modulação FSK.....	16
3.2.2 – Código Manchester	17
3.2.3 – Estrutura da trama de dados de RF.....	18
3.2.3.1 – Trama de dados normal	18
3.2.3.2 – Trama de dados em regime de bateria fraca	19
Capítulo 4 – Sistema de monitorização da pressão e temperatura nos pneus	21
4.1 – Princípio de funcionamento.....	21
4.2 – Módulos emissores.....	22
4.2.1 – Hardware	22
4.2.2 – Software	26
4.3 – Módulo receptor.....	28
4.3.1 – Hardware	28

4.3.2 – Software	33
4.4 – Módulo de carregamento da bateria por indução	35
4.4.1 – Princípio de funcionamento.....	36
4.4.2 – Módulo de excitação.....	36
4.4.3 – Módulo recepção do campo induzido.....	38
Capítulo 5 – Sistema de monitorização do curso da suspensão	41
5.1 – Princípio de funcionamento.....	41
5.2 – Estrutura do sensor de deslocamento linear.....	42
5.3 – Circuito de condicionamento, processamento de sinal e envio de dados	45
5.3.1 – Hardware	45
5.3.2 – Software	46
5.4 – Sistema de calibração	53
5.4.1 – Funcionamento do paquímetro digital	53
5.4.2 – Hardware e software desenvolvido	54
Capítulo 6 – Resultados	57
6.1 - Sistema de monitorização da pressão e temperatura nos pneus.....	57
6.2 - Sistema de monitorização do curso da suspensão	59
6.3 - Implementação dos sistemas no monolugar	64
6.4 – Conclusões	65
6.5 – Trabalho Futuro	66
Referências	67
Anexos.....	69
Anexo 1 – Módulo Emissor TPMS	70
Anexo 2 – Módulo Receptor TPMS.....	71
Anexo 3 – Carregador por Indução	73
Anexo 4 – Circuito Processamento Sinal LVDT.....	74
Anexo 5 – Interface Paquímetro Digital.....	76

Lista de Figuras

Figura 1.1 - Protótipo FST-03 em demonstração no Kartódromo Internacional de Palmela [4].	1
Figura 2.1 - Métodos de fixação dos dispositivos actualmente existentes no mercado: Esquerda – fixação na válvula de pressão; Direita – fixação na jante [8].	6
Figura 2.2 - Módulo de medição directa de fixação na válvula de pressão em pormenor [8].	6
Figura 2.3 - Gráfico de consumo energético típico do dispositivo.	7
Figura 2.4 - Esquerda: Módulo emissor de TPMS ; Direita – Módulo Receptor [10].	8
Figura 2.5 - Princípio de funcionamento da transferência de energia por indução [11].	9
Figura 2.6 - Esquerda: Carregador comando Wiimote da Nintendo Wii; Centro: Escova de dentes eléctrica; Direita – Carregador iPhone. [13] [14][15].	10
Figura 2.7 - Esquerda: LVDT's Comerciais [18]; Direita – Sistema de monitorização do curso da suspensão num motociclo de alta competição.	11
Figura 2.8 - Esquerda – LVDT desenvolvido no primeiro trabalho realizado por Pedro Alhais [9]; Direita - LVDT desenvolvido no segundo trabalho realizado por Rui Andrade [10].	12
Figura 3.1 - Trama de dados normal (cima) e trama de dados estendida (baixo) do protocolo de CAN.	14
Figura 3.2 - Esquerda – Esquema ligação SPI utilizado pela <i>Microchip Technology</i> ; Direita - Esquema ligação SPI utilizado pela <i>Freescale Semiconductor</i>	16
Figura 3.3 - Modulação FSK.	17
Figura 3.4 - Codificação de dados Manchester.	17
Figura 3.5 - Estrutura das mensagens de RF enviadas pelos módulos emissores desenvolvidos.	18
Figura 3.6 - Tramas de dados alternativas enviadas aquando situação de bateria fraca.	19
Figura 4.1 - Esquerda: Esquema módulo emissor; Direita – Esquema módulo receptor.	22
Figura 4.2 - Constituição do módulo integrado MPXY8310A.	23
Figura 4.3 - Hardware do módulo emissor.	23
Figura 4.4 - Carta de Smith para a adaptação entre a antena desenvolvida e a saída de RF do integrado.	25
Figura 4.5 - Vermelho: Factor de reflexão da malha de adaptação; Azul: Factor de transmissão.	25
Figura 4.6 - Circuito resultante da Carta de Smith para a realização da malha de adaptação.	25
Figura 4.7 - Montagem utilizada para realizar a adaptação entre a antena e a saída do sinal de rádio frequência do integrado.	26
Figura 4.8 - Fluxograma do funcionamento o algoritmo do módulo emissor.	27
Figura 4.9 - Foto do módulo CAN_PIC_FST [28].	29
Figura 4.10 - Módulo receptor do sistema de monitorização da pressão e temperatura nos pneus. ...	29
Figura 4.11 - Esquerda: Ligações efectuadas através da comutação do multiplexador; Direita: Esquema de ligações no multiplexador.	30
Figura 4.12 - Circuito fornecido pelo fabricante para uma adaptação a uma antena de 50 Ω [30].	31

Figura 4.13 - Carta de Smith realizada para calcular a impedância do porto de entrada de RF do receptor.	31
Figura 4.14 - Carta de Smith para adaptação da antena ao receptor MC33696.	32
Figura 4.15 - Azul: Factor de reflexão da malha de adaptação; Vermelho: Factor de transmissão. ...	32
Figura 4.16 - Circuito resultante da Carta de Smith para a realização da malha de adaptação.	33
Figura 4.17 - Montagem realizada para adaptar a antena ao receptor.	33
Figura 4.18 - Algoritmo de funcionamento geral do módulo receptor.	34
Figura 4.19 - Fluxograma do processamento das mensagens recebidas.	34
Figura 4.20 - Circuito utilizando apenas um MOSFET de canal P.	36
Figura 4.21 - Circuito utilizando um MOSFET de canal P e outro de canal N.	37
Figura 4.22 - Esquema de funcionamento do circuito do carregador.	37
Figura 4.23 - Hardware desenvolvido para o carregador de indução.	38
Figura 4.24 - Esquema do circuito responsável pelo carregamento da bateria.	39
Figura 5.1 - Configuração estrutural do LVDT desenvolvido.	42
Figura 5.2 - Fitas de fixação dos fios dos enrolamentos, tubo de fibra de vidro ao redor do qual são realizados os enrolamentos, transdutor sem e com encapsulamento e núcleo ferromagnético com haste	43
Figura 5.3 - Máquina de bobinagem automática.	43
Figura 5.4 - Transdutor em processo de bobinagem.	44
Figura 5.5 - Esquerda: Sistema completo sem o encapsulamento; Direita: Retaguarda da placa de condicionamento e processamento de sinal.	44
Figura 5.7 - Funcionamento geral do <i>software</i> de processamento do LVDT.	47
Figura 5.8 - Fluxograma do algoritmo de calibração.	47
Figura 5.9 - Fluxograma do algoritmo de excitação do primário, aquisição, processo e envio de dados para o barramento de CAN.	48
Figura 5.10 - Resposta em frequência do filtro digital FIR de 6 coeficientes e frequência de corte de 300 Hz.	49
Figura 5.11 - Gráfico do sinal adquirido do enrolamento primário.	51
Figura 5.12 - Gráfico do sinal do enrolamento primário depois de subtraída a componente DC e realizada a filtragem digital.	51
Figura 5.13 - Gráfico do sinal do enrolamento primário rectificado.	52
Figura 5.14 - Paquímetro digital com compartimento dos contactos digitais visíveis [32].	53
Figura 5.15 - Imagem do relógio (sinal superior) e dos dados provenientes de um paquímetro digital [33].	54
Figura 5.16 - Montagem comparadora utilizada para a interface entre o paquímetro digital e o microprocessador.	55
Figura 5.17 - Placa de circuito impresso da interface desenvolvida.	55
Figura 5.18 - Interface desenvolvida conectada ao paquímetro e ao LVDT desenvolvido.	56
Figura 5.19 - Sistema de calibração automático desenvolvido.	56
Figura 6.1 - Resultados de medição experimental versus teórica.	60

Figura 6.2 - Gráfico correspondente aos valores obtidos pelo ADC do enrolamento primário em relação ao deslocamento.	61
Figura 6.3 - Gráfico correspondente aos valores obtidos pelos ADC dos dois secundários em relação ao deslocamento.	61
Figura 6.4 - Gráfico correspondente à diferença entre os dois secundários dos valores obtidos pelos ADC.	62
Figura 6.5 - Característica do LVDT determinada pelo cálculo da relação da equação 13.	62
Figura 6.6 - Ficha Mini-SureSeal 120-8552-102 utilizada para conectar o sistema [10].	64
Figura 6.7 - Ficha SureSeal 120-1806-000 presente no monolugar [10].	64
Anexo 1.1 - Esquema eléctrico do circuito do módulo emissor do sistema de monitorização dos pneus.	70
Anexo 1.2 - Placa de circuito impresso desenvolvida para o módulo emissor de monitorização dos pneus (43 x 30 mm).	70
Anexo 2.1 - Esquema eléctrico do circuito do receptor do sistema de monitorização da pressão dos pneus.	71
Anexo 2.2 - <i>Top layer</i> da placa de circuito impresso desenvolvida para o módulo receptor de TPMS (87 x 50 mm).	72
Anexo 2.3 - <i>Bottom layer</i> da placa de circuito impresso desenvolvida para o módulo receptor de TPMS (87 x 50mm).	72
Anexo 3.1 - Esquema eléctrico do módulo do carregador do sistema de carregamento por indução.	73
Anexo 3.2 - Placa de circuito impresso desenvolvida para o módulo do carregador por indução (35 x 45 mm).	73
Anexo 4.1 - Esquema eléctrico da placa de condicionamento e processamento de sinal do LVDT...	74
Anexo 4.2 - <i>Top layer</i> da placa de circuito impresso desenvolvida para o LVDT (26 x 42 mm).	75
Anexo 4.3 - <i>Bottom layer</i> da placa de circuito impresso desenvolvida para o LVDT (26 x 42 mm). ...	75
Anexo 4.4 - Contactos realizados em PCB flexível para fixação dos fios dos enrolamentos (6 unidades; unidade: 26 x 6 mm).	75
Anexo 5.1 - Esquema eléctrico da placa de interface do paquímetro digital.	76
Anexo 5.2 - Placa de circuito impresso desenvolvida para a interface do paquímetro digital (11,5 X 13, 5 mm).	76

Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Principais objectivos pretendidos para o sistema de monitorização dos pneus.	3
Tabela 1.2 - Principais objectivos pretendidos para o sistema de monitorização do curso da suspensão.	4
Tabela 6.1 - Comparação entre os objectivos e os resultados atingidos para o primeiro sistema desenvolvido.....	58
Tabela 6.2 - Principais diferenças entre o sistema desenvolvido e a sua geração anterior.	59
Tabela 6.3 - Comparação entre os objectivos e os resultados atingidos para o segundo sistema desenvolvido.....	63
Tabela 6.4 - Principais diferenças entre o sistema desenvolvido e a sua geração anterior.	63

Lista de Acrónimos

AC	Alternate Current
ABS	Anti-lock Braking System
ADC	Analog-to-Digital Converter
ASK	Amplitude Shift Keying
BDM	Background Debug Mode
BFSK	Binary Frequency Shift Keying
CAN	Controller Area Network
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DC	Direct Current
DSP	Digital Signal Processor
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory
ESP	Electronic Stability Programme
FIR	Finite Impulse Response
FSK	Frequency Shift Keying
FST	Formula Student
IIR	Infinite Impulse Response
IMechE	Institution of Mechanical Engineers
LF	Low Frequency
LPF	Low Pass Filter
LVDT	Linear Variable Differential Transformer
PCB	Printed Circuit Board
PCI	Placas de Circuito Impresso
PWM	Pulse-Width Modulation
RF	Radio Frequency
RFID	Radio-frequency identification
SAE	Society of Automotive Engineers
SPI	Serial Peripheral Interface
TPMS	Tire Pressure Monitoring System

Capítulo 1 – Introdução

Este capítulo tem como objectivo apresentar o trabalho desenvolvido no âmbito da dissertação de mestrado em Engenharia Electrónica.

1.1 – Contexto

A presente dissertação de mestrado baseia-se no estudo e desenvolvimento de sistemas de aquisição de dados em tempo real para implementação num veículo de competição Formula Student (FST). Os parâmetros obtidos por estes sistemas permitem caracterizar o comportamento do monolugar em diversas situações, possibilitando à equipa do Instituto Superior Técnico validar ou prever soluções mecânicas que aumentem o desempenho geral do mesmo na procura de bons resultados em competições da Formula Student.

A Formula Student teve início em 1998 quando quatro monolugares se juntaram para uma demonstração no Reino Unido, no âmbito de um programa denominado Formula SAE que havia sido criado em 1981 nos Estados Unidos. O sucesso da iniciativa, por proporcionar excelentes oportunidades de aprendizagem e habilidades práticas aos estudantes, fez com que o IMechE (*Institution of Mechanical Engineers*), em parceria com a SAE (*Society of Automotive Engineers*), criasse então a referida competição. Esta é realizada anualmente, sendo os protótipos submetidos, perante juízes de várias indústrias, a provas dinâmicas, tais como testes de desempenho (fiabilidade, aceleração, travagem e maneabilidade), provas estáticas de design (estética, conforto e uso de partes comuns/comercializadas de outros veículos) e avaliação de custos (processo de fabrico e de manutenção). Cada projecto é avaliado e comparado com outros modelos da concorrência, de modo a determinar qual o que apresenta as melhores propriedades em geral [1].

O Projecto FST foi criado em 2001 por um grupo de alunos do Instituto Superior Técnico com o intuito de projectar e construir um protótipo para participar nas competições da Formula Student, sendo que, até ao momento, já foram completamente desenvolvidos três protótipos, encontrando-se um quarto em desenvolvimento [2]. Na Figura 1.1 apresenta-se uma imagem do protótipo FST-03 numa demonstração no Kartódromo Internacional de Palmela (KIP) [3].



Figura 1.1 – Protótipo FST-03 em demonstração no Kartódromo Internacional de Palmela [4].

1.2 – Motivação

Actualmente, inúmeras aplicações recorrem à utilização de sensores que permitem monitorizar variações de algum parâmetro em específico. Estes são especialmente importantes por nos permitirem, quando expostos a um fenómeno físico, traduzirem-no num sinal de saída processável, que pode ser, por exemplo, eléctrico. Isto permite ao Homem construir máquinas cada vez mais complexas que o ajudem na realização das suas tarefas, sendo que muitas delas seriam impossíveis de realizar sem o recurso a estas tecnologias.

Os sistemas de aquisição de dados são, na sua essência, constituídos por sensores, condicionamentos de sinal, unidades de processamento, registo e/ou tratamento de dados e todos os meios de comunicação necessários para atingir os fins pretendidos. Sempre que se pretende desenvolver um novo sistema para uma dada aplicação, mesmo que existam no mercado sistemas semelhantes, muitas das vezes é necessário adaptá-los à aplicação em particular, o que proporciona um novo projecto do sistema. Os sistemas de monitorização constituem uma área de grande interesse e importância para sectores como, por exemplo, a indústria.

A aquisição de dados provenientes de vários sensores com a finalidade de monitorizar dados de um veículo de competição tem permitido melhorias significativas a nível de engenharia que, na prática, se traduzem em acentuadas melhorias de desempenho. O desenvolvimento de sistemas para este fim deve ter em especial atenção factores importantes, tais como a durabilidade, resistência e fiabilidade em condições de grande exigência como elevadas temperaturas, vibração, presença de líquidos, forças, desgaste e interferências electromagnéticas que podem afectar com relevância o funcionamento dos dispositivos.

1.3 – Objectivos

A realização desta dissertação tem como objectivo evoluir algum do trabalho já realizado anteriormente pela equipa de electrónica do Projecto FST nas redes de sensores e aquisição de dados necessários para monitorizar de forma dinâmica o veículo de competição, desenvolvendo-se, para isso, dois sistemas de aquisição de dados em tempo real, capazes de canalizar a informação adquirida na rede de barramento CAN existente no monolugar, sendo os dados depois processados por outros sistemas já existentes como, por exemplo, o de telemetria [5].

O primeiro sistema é responsável pela monitorização dos pneus possibilitando a aquisição em tempo real de dados relativos à pressão e temperatura do ar no interior de cada um deles. O sistema deve ser capaz de efectuar medições que podem variar entre a pressão atmosférica (101,325 kPa, por exemplo aquando da ocorrência do rebentamento de um pneu, em que este fica sem qualquer pressão no seu interior) e uma pressão superior a 250 kPa (2,5 bar), por ser aproximadamente esta a pressão utilizada nos pneus do veículo. Quanto à temperatura, e supondo que o veículo nunca enfrentará condições de temperaturas inferiores a 0°C, o sensor deverá poder efectuar medições de

temperaturas positivas até pelo menos 80 °C. Sendo um sistema que recorre a comunicações sem fios para transmitir os dados, esta comunicação deve ser capaz de resistir às interferências causadas pela proximidade das jantes e dos pneus do monolugar, devendo-se conseguir atingir uma distância de comunicação de pelo menos 4 metros (possibilitando assim colocar o receptor em qualquer zona do veículo).

Devido à aplicação a que se destina, é fundamental que o sistema se apresente resistente a fortes vibrações como as causadas por irregularidades do piso, a elevadas forças centrífugas associadas à rotação, à eventual presença de sujidade e/ou humidade e apresentar-se fiável na presença de interferências electromagnéticas causadas, por exemplo, pelo motor do veículo. Tendo em conta que serão aplicados módulos no interior dos pneus estes devem ser muito leves (preferencialmente abaixo das 20 gramas) evitando, assim, desequilíbrios acentuados na calibração das rodas, e dotados de um sistema de alimentação que permita o carregamento de baterias, evitando-se o uso de pilhas comuns dado os inconvenientes causados pela sua substituição. Uma preocupação a ter em conta é a duração da bateria utilizada, sendo que uma duração mínima de um ano se pode considerar aceitável para a aplicação a que se destina. Para além disso, deve ainda possuir uma correcta preparação para uma perfeita fixação às jantes de modo a evitar a sua libertação e, conseqüentemente, a sua provável destruição. O sistema deverá ser colocado e ensaiado no carro de competição a fim de validar a sua função.

Na Tabela 1 encontram-se resumidos os principais objectivos pretendidos para este sistema.

Tabela 1.1 - Principais objectivos pretendidos para o sistema de monitorização dos pneus.

Requisitos	Propriedades
Alcance temperatura] 0 °C ; 80 °C [
Alcance pressão	[100 kPa ; 250 kPa [
Transmissão de dados sem fios	Alcance > 4 metros
Peso	< 20 g
Método de fixação	Resistente e de fácil substituição
Alimentação do módulo emissor	Pilha ou bateria de iões de lítio
Duração da pilha/bateria	> 1 ano
Dados obtidos	Canalizados para CAN bus

O segundo sistema é responsável pela medição do curso da suspensão e tem como objectivo a substituição do já existente por um mais independente, evitando os inconvenientes de se recorrer a um módulo de processamento comum, minimizando assim as ligações necessárias. Para tal será utilizado em cada suspensão um transdutor inteligente com condicionamento de sinal incorporado, sendo a sua saída em formato digital especialmente preparada para conectar directamente ao barramento CAN existente. Serão considerados aspectos importantes tais como: o peso, que não deve exceder os 100 gramas por dispositivo; as dimensões, não devendo o transdutor ter um comprimento superior a 150 milímetros; apresentar uma boa resolução, podendo-se considerar como

tal um transdutor que apresente variações mínimas de 1 milímetro; sendo que o curso da suspensão do monolugar é de 50 mm o transdutor deve ser capaz de medir deslocamentos superiores a este valor; e finalmente o seu custo, devendo este ser o mais baixo possível, evitando-se a utilização de componentes desnecessários e estudando-se as melhores opções possíveis, procurando, assim, otimizar da melhor forma possível o *hardware*.

Tal como o sistema anterior, este deve ser colocado e ensaiado no monolugar a fim de validar o seu funcionamento.

Na Tabela 2 encontram-se resumidos os principais objectivos pretendidos para este sistema de monitorização do curso da suspensão.

Tabela 1.2 - Principais objectivos pretendidos para o sistema de monitorização do curso da suspensão.

Requisitos	Propriedades
Condicionamento de sinal	Incorporado e baseado num μ Proc.
Saída digital	CAN bus
Curso medição	> 50 mm
Peso	< 100 g
Comprimento	< 150 mm
Resolução	> 1 mm
Frequência aquisição	20 Hz

Capítulo 2 – Estado da arte

Este capítulo tem como objectivo apresentar o estado da arte dos sistemas desenvolvidos, ou seja, são apresentadas soluções já existentes no mercado ou que tenham sido desenvolvidas em trabalhos anteriores pela equipa de electrónica do Projecto FST. O estudo destes sistemas permite entender as propriedades de cada um deles, sendo vantajoso na tomada de decisões em relação ao projecto dos novos sistemas, permitindo ir ao encontro de melhores soluções que as já existentes, garantindo, assim, que se atinjam os objectivos e especificações de uma forma mais organizada e eficiente.

2.1 – Sistema de monitorização da pressão dos pneus

Actualmente, encontram-se disponíveis no mercado soluções completas para medição da pressão dos pneus essencialmente destinados a veículos de produção, com o intuito de melhorar a sua segurança, transmitindo ao condutor um aviso aquando da ocorrência de situações em que a pressão nos pneus se encontra abaixo ou acima da pressão ideal [6]. Estes sistemas surgiram, inicialmente, apenas como um acessório extra para veículos de classe superior, tornando-se, posteriormente, necessários com o aparecimento de pneus do tipo “*run flat*”, isto é, pneus projectados para resistir aos efeitos de perda de pressão (devido a furos por exemplo), permitindo que o veículo continue a circular mas a velocidades mais reduzidas e durante um número limitado de quilómetros [7]. Nos Estados Unidos foi detectada a ocorrência de vários acidentes provocados por pressão insuficiente nos pneus, pelo que em 2001 foi legislada uma lei que obriga progressivamente que todos os novos veículos de passageiros venham equipados de série com este tipo de sistemas, o que gerou maiores desenvolvimentos neste campo.

Outra vantagem destes sistemas é o facto de que o pneu, ao circular com uma pressão correcta reduz a sua resistência à rotação, o que para além de economizar combustível, ainda pode aumentar a sua vida útil até 15%.

Os sistemas existentes no mercado podem efectuar as medições através de diferentes métodos, sendo eles o método directo, o indirecto e o híbrido. No método directo a pressão é medida directamente nos pneus, ou seja, é colocado um sensor de pressão no interior do pneu que envia os dados para o exterior através de uma comunicação via baixa frequência (LF) ou rádio frequência (RF) e que, tipicamente, utiliza como fonte de energia uma pilha. Este é o método mais utilizado actualmente.

No método de medição indirecta a pressão é medida através de outros parâmetros, tais como variações de velocidade nos pneus, altura das suspensões do veículo e vibrações, pelo que não é necessária uma fonte de energia no interior do pneu. Para este tipo de medição existem duas gerações distintas, sendo que ambas são conceitos comprovados, não são recomendadas a veículos sujeitos a grandes variações de carga e exigem um tempo de desenvolvimento superior no caso de

veículos novos, uma vez que é necessário estudar todos os seus comportamentos em diversas situações. A primeira geração utiliza os sensores de velocidade de ABS do veículo, sendo sensível a diversas variações e não apenas à pressão dos pneus. No entanto, apesar de apresentarem uma exactidão superior a 25%, estes sistemas não detectam a existência de vários pneus com baixa pressão. Actualmente existem alguns dispositivos deste tipo em produção. A segunda geração utiliza os sensores de velocidade de ABS e os sensores de ângulo de direcção ou sensores do sistema ESP (*Electronic Stability Program/Control*), não existindo custos adicionais se o veículo já estiver equipado com os sensores referidos. Este tipo de medição pode detectar a existência de vários pneus com baixa pressão, apresentando, no entanto, uma exactidão inferior a 25%. Actualmente existem poucos sistemas deste tipo em desenvolvimento. Os sistemas híbridos são uma união dos métodos directo e indirecto, não existindo neste momento em produção sistemas de medição deste tipo.

Actualmente, os módulos de medição directa existentes no mercado são, na maioria das vezes, implementados junto à válvula de pressão do pneu (Figura 2.2). No entanto, esta não é a única forma de fixar estes módulos no interior do mesmo, existindo em alguns casos, jantes preparadas para fixar directamente estes sistemas. Na Figura 2.1 é possível observar estes dois tipos de fixação.



Figura 2.1 – Métodos de fixação dos dispositivos actualmente existentes no mercado:
Esquerda – fixação na válvula de pressão; Direita – fixação na jante [8].



Figura 2.2 – Módulo de medição directa de fixação na válvula de pressão em pormenor [8].

Os módulos de medição directa permitem, quando colocados em todos os pneus, monitorizar individualmente a pressão em cada um deles, sendo que nos casos em que existe um comando externo pode ser efectuada uma medição dos parâmetros desejados. Para além disso, permitem também determinar, através da detecção de movimentação, o ritmo adequado para a monitorização, o que permite poupar bateria quando o veículo se encontra parado.

Estes sistemas necessitam de um fornecimento de energia para manter os módulos que se encontram inseridos no interior dos pneus em funcionamento, sendo que essa energia pode ser fornecida por uma pilha ou por um sistema que recorra a uma outra fonte.

Quando a energia é fornecida por meio de uma pilha, esta tem um consumo sobrecarregado causado por uma corrente de *standby* necessária para manter um mecanismo de relógio e um mecanismo de recepção de sinais de baixa frequência, sendo este utilizado para iniciar o dispositivo ou para diagnóstico, se necessário. Ao longo do tempo a pilha sofre uma perda de capacidade de armazenamento por degradação natural. No entanto, a sua utilização faz com que não sejam necessários componentes adicionais no chassis do veículo, o que torna esta solução mais barata relativamente às restantes a nível de custos de produção, sendo um conceito comprovado e actualmente a produção mais popular de módulos de medição de pressão de pneus.

A Figura 2.3 apresenta um gráfico do consumo típico da pilha do dispositivo [8].

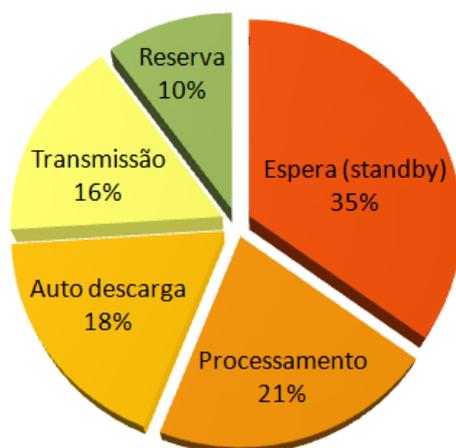


Figura 2.3 – Gráfico de consumo energético típico do dispositivo.

De modo a evitar os inconvenientes para o consumidor deste tipo de fonte de energia provocados pelos custos elevados em caso de avaria ou substituição, foram comprovados outros sistemas sem necessidade de recurso a pilhas. Estes geram ou recebem, por transmissão, a energia necessária para o processo de monitorização da pressão do pneu. No caso de a energia ser fornecida ao módulo localizado no interior do pneu através de energia radiada em sinais de LF ou RF, é necessária a montagem de um gerador no chassis do veículo, sendo que essa energia ao ser aplicada desperta o sensor. Quando é acumulada energia suficiente é realizada uma medição e os resultados são enviados também por via de um sinal de RF. O módulo instalado no pneu custa ligeiramente menos que um dispositivo alimentado por uma pilha. Trata-se de um conceito comprovado e demonstrado, embora actualmente não existam dispositivos deste tipo em produção.

Outro sistema passivo comprovado utiliza geradores piezoelétricos para gerar a energia necessária para o módulo. Estes constituem uma escolha promissora para o futuro por serem simples de instalar e os menos prejudiciais para os dispositivos actualmente concebidos. Com este sistema o módulo de monitorização dos pneus gera energia na presença de movimento. Quando tem energia suficiente armazenada realiza a medição e envia os dados por RF. O custo inicial é mais elevado que o uso de uma simples pilha, mas mais rentável porque a sua vida é teoricamente a vida do automóvel. Tal como no caso anterior, não pode transmitir quando o veículo se encontra parado.

Como já foi referido, a escolha preferencial da indústria é o sistema que funciona através de pilhas, por ser o que apresenta custos mais reduzidos a nível de produção, apesar de ser um sistema desvantajoso para os utilizadores, pois quando as pilhas perdem a sua carga energética os módulos têm de ser substituídos, o que provoca insatisfação devido aos custos serem elevados, uma vez que não é possível substituir apenas a pilha. Actualmente estes sistemas ainda não se encontram regulamentados, não existindo, portanto, modelos definidos (*standards*), sendo que cada fabricante produz o seu modelo. Este facto, a nível de mercado, aumenta o custo no que concerne a ferramentas de diagnóstico e a possibilidades de adaptação dos dispositivos a diversas jantes ou veículos [8].

A nível de trabalhos já desenvolvidos pela equipa de electrónica para monitorizar a pressão dos pneus do monolugar, num primeiro trabalho realizou-se um sistema capaz de realizar a medição da pressão de um pneu a cada 3 segundos com resoluções de 2,5 kPa (0,025 bar). Infelizmente nunca se tornou verdadeiramente operacional para funcionar no carro [9]. Num segundo trabalho tentou-se evoluir o já desenvolvido sistema, conseguindo-se aumentar o ritmo de transmissão e o tempo de funcionamento em baixo consumo (*Sleep Mode*), o que permitiu aumentar o tempo de vida da pilha. Infelizmente o sistema não pôde ser testado com vários módulos emissores (um para cada pneu), pois o sensor de medição de pressão foi descontinuado, não sendo possível a sua obtenção no mercado, o que inviabilizou todos os objectivos para este sistema [10]. Na Figura 2.4 encontram-se o módulo emissor e o módulo receptor desenvolvidos pela equipa do Projecto FST.

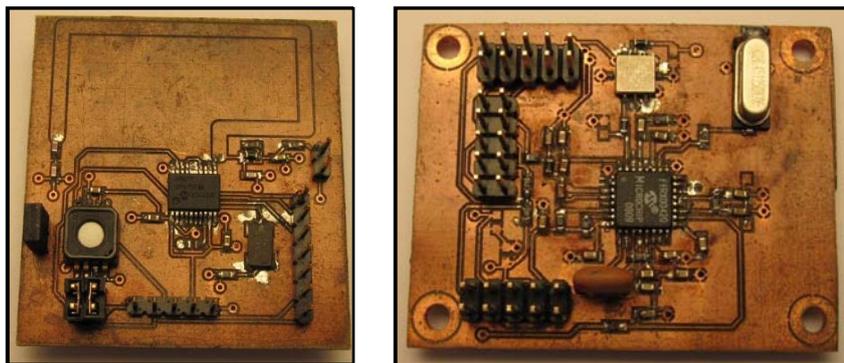


Figura 2.4 – Esquerda: Módulo emissor de TPMS ; Direita – Módulo Receptor [10].

2.2 – Sistema de carregamento de baterias por indução

Actualmente já começam a existir no mercado vários dispositivos que utilizam sistemas de carregamento de baterias por indução, isto é, são dispositivos que transferem energia a curta distância entre dois objectos através de um campo electromagnético radiado, não necessitando por isso de fios ou contactos eléctricos. Como nestes sistemas os condutores não se encontram expostos, não existe perigo de choque eléctrico nem de curto-circuito, tornando-se vantajoso, por exemplo, em dispositivos que necessitem de estar em constante recarregamento e que sejam utilizados em ambientes adversos como, por exemplo, a água. Num futuro próximo, por uma questão de comodidade, este tipo de sistema poderá vir a ser utilizado em diversas aplicações, a fim de evitar ligações por cabos eléctricos.

O seu funcionamento baseia-se na aplicação de um sinal em frequência a uma bobina presente no módulo do carregador, a qual induz uma corrente numa outra presente no dispositivo em que se pretende carregar a bateria. Na Figura 2.5 é apresentada uma imagem representativa do funcionamento geral de um sistema de carregamento por indução, onde é clara a aplicação de um sinal sinusoidal a uma das bobinas, a qual produz um campo magnético que induz uma corrente numa outra bobine fazendo acender a lâmpada ligada a esta, confirmando, assim, a passagem de energia sem necessidade de contactos ou fios eléctricos entre os dois dispositivos.

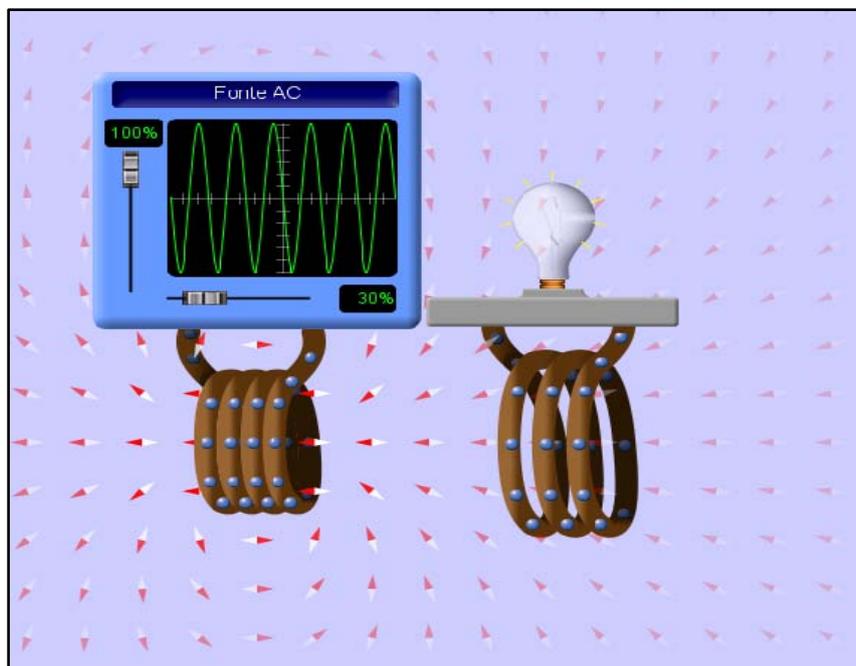


Figura 2.5 – Princípio de funcionamento da transferência de energia por indução [11].

No entanto, estes sistemas requerem electrónica adicional e bobinas, o que aumenta o peso, complexidade e custo de fabricação dos dispositivos. Para além disso, existem outras desvantagens como é o caso de uma menor eficiência em relação ao contacto directo provocada por factores como a resistividade das bobinas e as perdas electromagnéticas [12].

Na Figura 2.6 encontram-se alguns dispositivos que utilizam sistemas de carregamento por indução.



Figura 2.6 – Esquerda: Carregador comando Wiimote da Nintendo Wii; Centro: Escova de dentes eléctrica
Direita – Carregador iPhone. [13] [14][15].

2.3 – Monitorização do curso da suspensão

A monitorização do curso da suspensão não é uma medição tão comum como a da pressão e temperatura no interior dos pneus, não existindo, por isso, grandes soluções completas disponíveis comercialmente para este tipo de sistemas. Estes são normalmente mais específicos para ambientes de carácter competitivo, de desenvolvimento ou quando ocorre a necessidade da sua aplicação em situações pontuais.

Este tipo de sistema já foi desenvolvido com sucesso em trabalhos anteriores realizados pela equipa de electrónica do Projecto FST. Na sua primeira abordagem determinou-se qual a melhor solução a optar perante as alternativas que se poderiam enquadrar cumprindo os requisitos necessários. Entre algumas dessas opções encontravam-se o potenciómetro de deslocamento linear (*Linear Pot*), o sensor por fio (*String Pot*) e o LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*), tendo sido a solução adoptada a da utilização deste último por ser o mais resistente ao desgaste e, por isso, o mais duradouro e fiável.

Na Figura 2.7 encontra-se uma imagem de vários transdutores LVDT comerciais que podem ser utilizados tanto para aplicações em sistemas deste género como em inúmeras aplicações industriais. Estes transdutores têm um custo elevado (superior a 300 euros) e na grande maioria o seu curso de medição é menor que um terço do seu comprimento total [16] [17]. Nesta Figura encontra-se também uma imagem de um sistema de monitorização do curso de suspensão aplicado a um motociclo de alta competição.



Figura 2.7 – Esquerda: LVDT's Comerciais [18]; Direita – Sistema de monitorização do curso da suspensão num motociclo de alta competição.

Numa primeira abordagem da equipa Projecto FST construiu-se um destes transdutores na sua totalidade (estrutura, circuitos de excitação e condicionamento de sinal), sendo que o sinal obtido na sua saída era um sinal em tensão entre 0 e 5 V, correspondente a um deslocamento de 0 a 70 mm, detectando movimentos com frequências até 60 Hz [9].

Num segundo trabalho realizado sobre este sistema evoluiu-se o transdutor, montou-se e ensaiou-se o sistema completo. O transdutor desenvolvido, capaz de medir deslocamentos lineares com um curso até 55 mm e a uma frequência de aquisição de dados de 20 Hz, permitiu a sua utilização tanto na medição do deslocamento da suspensão, como na medição do ângulo de direcção. Uma das principais evoluções no transdutor foi a sua redução de tamanho através da utilização de uma configuração alternativa do primário e dos dois secundários, minimizando o espaço e o peso. Estas alterações foram o principal sucesso do sistema, pois para além de encurtar as suas dimensões sem prejudicar o funcionamento, melhoraram a ligação magnética entre o primário e os secundários, aumentando a força electromotriz e reduzindo a influência de ruído. As placas de circuito impresso dos circuitos de excitação e condicionamento de sinal foram alteradas, tendo sido simplificadas a nível de componentes, reduzindo assim o seu peso e custo [10]. Na Figura 2.8 encontram-se apresentados os transdutores desenvolvidos no primeiro e segundo trabalhos.

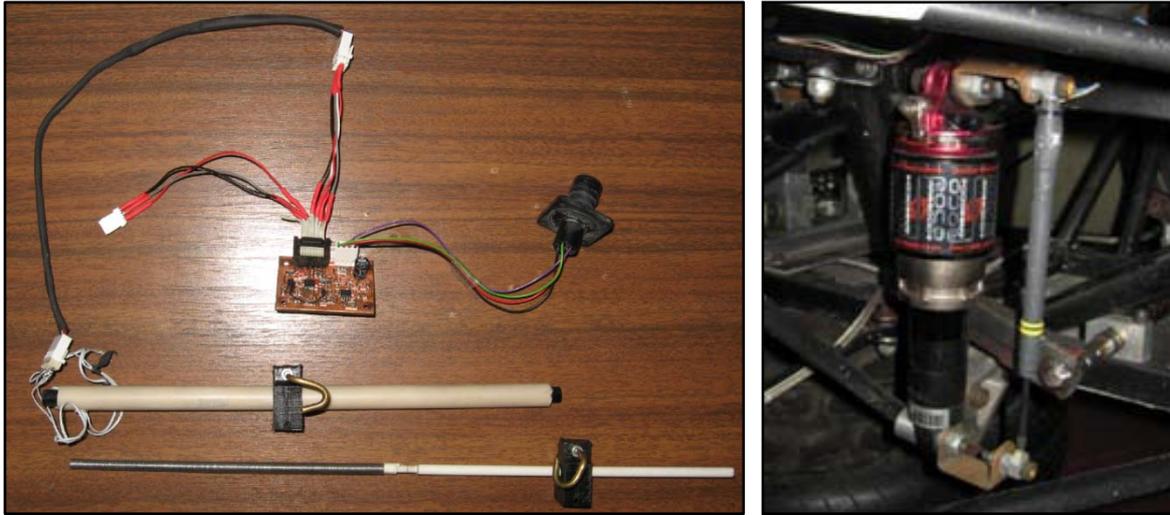


Figura 2.8 – Esquerda – LVDT desenvolvido no primeiro trabalho realizado por Pedro Alhais [9];
Direita - LVDT desenvolvido no segundo trabalho realizado por Rui Andrade [10].

Capítulo 3 – Barramentos eléctricos e protocolos de rádio frequência

Neste capítulo serão apresentados os barramentos utilizados nos sistemas desenvolvidos, assim como os protocolos e tramas de dados utilizados na comunicação de rádio frequência presente no sistema de monitorização da pressão e temperatura no interior dos pneus.

3.1 – Barramentos eléctricos

Os barramentos de dados eléctricos apresentados nos subcapítulos seguintes são o barramento de CAN e o barramento de SPI. O primeiro é utilizado nos dois sistemas desenvolvidos, por ser o meio de comunicação utilizado no monolugar. O segundo é utilizado apenas no sistema de monitorização da pressão dos pneus, mais especificamente na comunicação entre o microprocessador utilizado e o integrado responsável pela recepção dos sinais de RF.

3.1.1 – Barramento de dados CAN

A equipa do ProjectoFST utiliza como barramento eléctrico de dados um barramento de CAN (*Controller Area Network*), por este ter sido desenvolvido especificamente para aplicação em automóveis (pela BOSCH na década de 80 e a qual é detentora da patente). Este é um barramento de difusão de informação (*Broadcasting*) em tempo real largamente difundido nos fabricantes de microprocessadores. Possibilita o estabelecimento de comunicação entre dispositivos utilizando apenas dois fios, sendo por isso a comunicação realizada de forma diferencial (apresentando uma boa imunidade ao ruído), com ritmos de transmissão de dados até 1 Mbit/s e um comprimento máximo da ligação de quarenta metros (descendo o ritmo de transmissão é possível alcançar maiores distâncias). O barramento de CAN possui também um controle de erro que é realizado pelos próprios dispositivos. Este mecanismo permite que as mensagens críticas possam ser enviadas com sucesso, garantindo assim, a integridade dos sistemas [19].

Outra propriedade deste barramento está relacionada com a colisão de mensagens na rede, que é não destrutiva, sendo todas as mensagens transmitidas com diferentes prioridades. Quando duas mensagens são enviadas no meio, a mensagem com maior prioridade continua a ser transmitida enquanto a de menor prioridade é abortada pelo dispositivo originador do sinal. A prioridade pode ser definida nos bits de endereço, sendo que os endereços mais baixos têm maior prioridade (os “0” digitais são os bits dominantes e, por isso, os mais prioritários) [20].

Existem cinco tipos de mensagens possíveis num barramento de CAN, sendo elas: a trama de dados normal (*Base Frame*), a trama de dados estendida (*Extended Frame*), a trama de pedido de

transmissão (*Remote Frame*), a trama de erro (*Error Frame*) e, finalmente, a trama de sobrecarga (*Overload Frame*). Na Figura 3.1 apresenta-se uma trama de dados normal e uma trama de dados estendida de CAN.

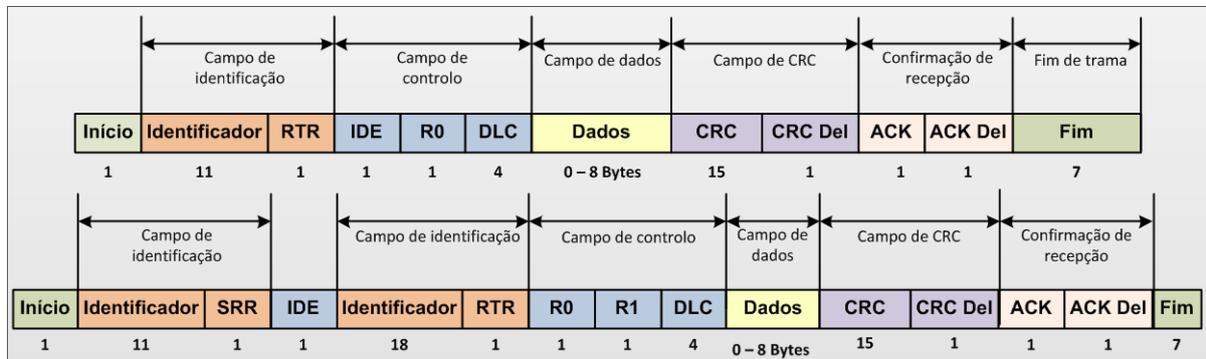


Figura 3.1 – Trama de dados normal (cima) e trama de dados estendida (baixo) do protocolo de CAN.

Estas mensagens são as únicas utilizadas para transmitir dados no barramento de CAN. Nos sistemas desenvolvidos apenas se utiliza a trama de dados normal por não ser necessária uma elevada quantidade de dispositivos conectados ao barramento, isto porque a única diferença entre a mensagem normal e a estendida é que a mensagem normal suporta um campo de 11 bits de identificação, enquanto a trama de dados estendida suporta 29 bits. A distinção entre estas duas tramas de dados é realizada utilizando o bit IDE que é transmitido como um “0” no caso de ser uma trama de dados normal e como “1” no caso de ser uma trama de dados estendida. Os restantes campos são: o início de trama (*Start Of Frame*), que como o nome indica marca o início da mensagem; a solicitação de transmissão remota (RTR – *Remote Transmission Request*), que define se a mensagem se trata ou não de um pedido de transmissão remota; o substituto de pedido remoto (SRR – *Substitute Remote Request*), que tem uma função idêntica ao anterior; R0 e R1 são bits reservados que devem ser definidos como “0”; o número de bytes de dados (DLC – *Data Length Code*), que define o número de bytes que a mensagem actual transporta, sendo que uma mensagem de CAN pode transportar até 8 bytes; o campo de dados, onde é transportada a informação; a verificação de redundância cíclica (CRC – *Cyclic Redundancy Check*), que permite realizar a verificação de erros; o delimitador de CRC, que marca o fim do campo de CRC; o bit de confirmação de recepção de mensagem (ACK – *Acknowledge*); o delimitador de acuso de recepção; e, por último, o fim da trama (EOF – *End Of Frame*).

As mensagens de pedido de transmissão remota são mensagens que funcionam como sinalização de eventos ou que servem para requisitar dados a um outro nó do barramento. A diferença desta mensagem e das anteriores é que o bit RTR vem activo a “1” e não existe campo de dados.

A trama de erro pode ser gerada por qualquer nó do barramento que detecte um erro. Esta é constituída por dois campos distintos, sendo eles, um campo com sinalização de erro (*Error Flags*) e um campo delimitador (*Error Delimiter*). Existem dois tipos de sinalização de erro, uma activa e uma passiva. A activa consiste numa sequência de 6 bits consecutivos a “0” que é detectada por todos os

nós presentes no barramento, visto que em normal funcionamento no barramento de CAN em cada 5 bits consecutivos com a mesma polaridade é inserido um bit com sinal oposto. Ao violar esta regra provoca que todos os nós do barramento retornem uma mensagem de erro. Após isto, o barramento volta a funcionar normalmente. A sinalização passiva consiste numa sequência de 6 bits consecutivos a “1” que apenas é enviada se for detectada pelo nó que controla o barramento nesse instante. O campo delimitador é constituído por 8 bits consecutivos a “1”.

A trama de sobrecarga é constituída também por dois campos sendo eles a sinalização de sobrecarga (*Overload Flag*) e o delimitador de sobrecarga (*Overload Delimiter*). Estes campos são idênticos à mensagem de erro activa, ou seja, o sinalizador é constituído por 6 bits consecutivos a “0” e o delimitador por 8 bits consecutivos a “1”. Estas mensagens podem normalmente ocorrer quando um dispositivo requer um atraso maior até à próxima trama de dados ou necessita de mais tempo para responder a um pedido de dados remoto [20].

3.1.2 – Barramento de dados SPI

O barramento SPI (*Serial Peripheral Interface*) é um barramento de dados que pode operar simultaneamente em dois sentidos, ou seja, é permitido entre dois dispositivos enviar e receber dados simultaneamente (em inglês designado por “*full-duplex*”). A comunicação entre os dispositivos, como o próprio nome indica, é realizada por meio de comunicação série, onde é possível operar com um único dispositivo mestre e com um ou mais dispositivos escravos. A base deste barramento corresponde à utilização mínima de três condutores e um extra por cada dispositivo escravo conectado ao barramento. As três linhas de dados base são: um de sinal de relógio gerado pelo dispositivo mestre e que é aplicado na linha para todos os dispositivos escravos; uma linha à qual estão ligadas as entradas de todos os dispositivos e pela qual são recebidos os dados; e, finalmente, uma linha à qual estão conectadas as saídas dos dispositivos pelas quais são enviados os dados. No caso de existir mais do que um dispositivo escravo e não se pretenda ou não seja possível comunicar com estes em simultâneo, é necessária uma linha adicional por cada dispositivo escravo que permite seleccionar apenas o desejado [21]. Estas linhas do barramento podem ter diferentes nomes, consoante a designação utilizada pelos fabricantes dos dispositivos. Por exemplo a *Microchip Technology* utiliza para este protocolo de comunicação as seguintes ligações: SCK (*Serial Clock*), no qual é propagado o sinal de relógio; SDI (*Serial Data Input*), que é o pino de entrada de dados dos dispositivos; SDO (*Serial Data Output*), o pino de saída de dados; e as linhas SS (*Slave Select*), utilizadas para seleccionar os dispositivos escravos. Por outro lado, a *Freescale Semiconductor* utiliza uma outra designação para o seu barramento, sendo as suas linhas designadas por: SCLK (*Serial Clock*), à semelhança do pino SCK; MOSI (*Master Output / Slave Input*), que quando o dispositivo é mestre se comporta como o pino de SDO e quando é escravo como SDI; e o pino de MISO (*Master Input / Slave Output*), que é o oposto do anterior, ou seja, quando o dispositivo é mestre corresponde à entrada (SDI) e quando é escravo à saída de dados (SDO). O pino de SS é equivalente para os

dois fabricantes. Na Figura 3.2 apresenta-se um esquema de ligação para cada uma das designações utilizadas por estes dois fabricantes.

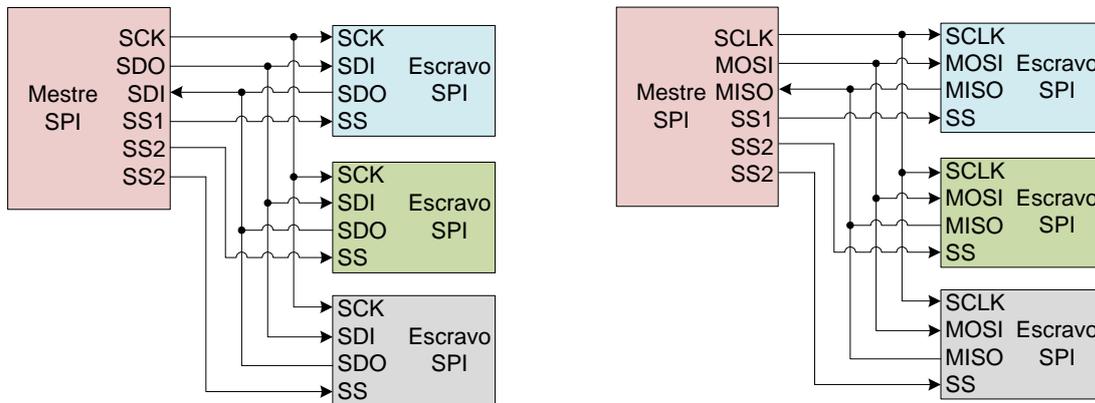


Figura 3.2 – Esquerda – Esquema ligação SPI utilizado pela *Microchip Technology*;
Direita - Esquema ligação SPI utilizado pela *Freescale Semiconductor*.

3.2 – Protocolo e tramas de dados da comunicação de RF

Neste subcapítulo são apresentados o protocolo, a codificação e as tramas de dados utilizadas na comunicação de rádio frequência para transmitir os dados relativos à temperatura e pressão para o exterior dos pneus.

3.2.1 – Modulação FSK

A modulação por variação discreta de frequência (FSK) apresenta como principal característica a boa imunidade a ruídos quando comparada com a modulação em amplitude ASK.

A modulação FSK consiste numa modulação de um sinal binário através de duas frequências distintas, uma para transmitir um “1” lógico e outra um “0”. Este tipo de FSK também é conhecido como BFSK (*Binary Frequency Shift Keying*) [22].

Na Figura 3.3 encontra-se um desenho ilustrativo da modulação em frequência BFSK, onde é claro entender a variação de frequência do sinal de saída com o sinal de dados proveniente no sinal digital.

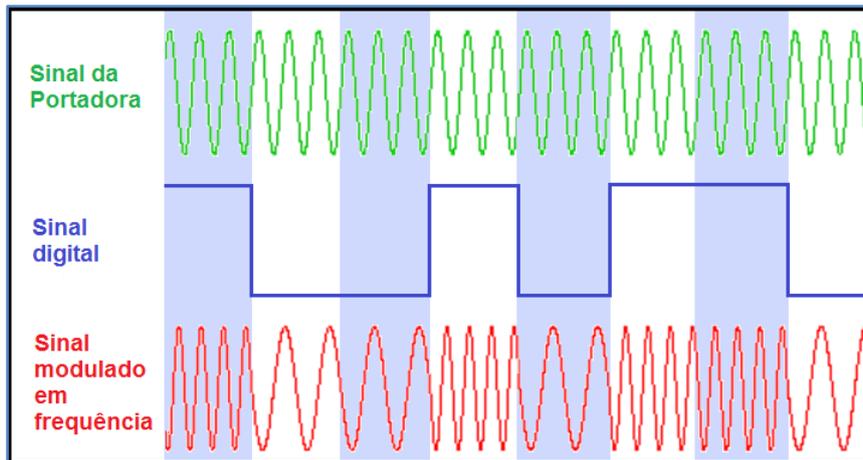


Figura 3.3 – Modulação FSK.

No sistema desenvolvido a frequência da portadora situa-se na banda de 315 MHz. Para a transmissão de um “0” lógico é emitido um sinal de frequência $f_{RF} - \Delta f$ e para um “1” lógico um sinal de frequência $f_{RF} + \Delta f$, onde f_{RF} corresponde à frequência da portadora e Δf a um desvio de frequência de 35 kHz.

3.2.2 – Código Manchester

O código Manchester é uma codificação em que cada bit de dados possui pelo menos uma transição durante um período de relógio, ou seja, cada sequência lógica de dados, depois de codificada, não permite a existência à saída do codificador de uma sequência de “0’s” ou “1’s” superior a um período de relógio.

Na Figura 3.4 encontra-se um diagrama ilustrativo de uma codificação Manchester, que permite facilmente compreender o conceito utilizado neste tipo de codificação.

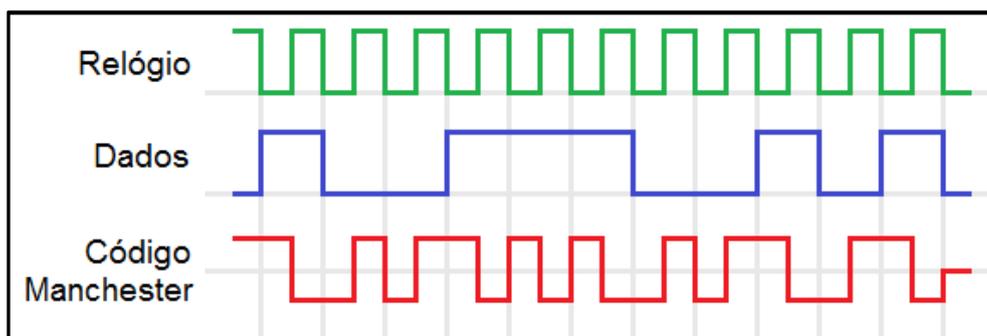


Figura 3.4 – Codificação de dados Manchester.

No sistema desenvolvido a codificação utilizada é idêntica à apresentada na figura anterior. Este tipo de codificação de dados permite ao receptor fazer a recuperação do sinal de relógio, evitando, assim, a perda de sincronismo e a consequente falha na recepção de dados.

3.2.3 – Estrutura da trama de dados de RF

Nesta secção serão apresentadas as estruturas das tramas de dados utilizadas na comunicação de rádio frequência do sistema desenvolvido.

3.2.3.1 – Trama de dados normal

A estrutura de dados utilizada nas mensagens enviadas pelos módulos emissores do sistema desenvolvido quando estes se encontram em funcionamento normal, ou seja, não se encontram limitados pela carga da bateria que os mantém em funcionamento é a apresentada na Figura 3.5.

Preâmbulo	Identificador	Cabeçalho	Início de mensagem	Identificador dispositivo	Pressão	Temperatura	Fim de mensagem
-----------	---------------	-----------	--------------------	---------------------------	---------	-------------	-----------------

Figura 3.5 – Estrutura das mensagens de RF enviadas pelos módulos emissores desenvolvidos.

O primeiro byte enviado corresponde ao preâmbulo, que permite ao receptor ajustar o valor do ganho de entrada, assim como iniciar a recuperação do sinal de relógio.

O Identificador permite ao receptor filtrar as mensagens recebidas, sendo apenas consideradas as que apresentem um valor válido.

Depois de detectado um identificador válido, o receptor aguarda pela leitura de um cabeçalho que define o início da mensagem. Quando a sua leitura é validada, todos os dados recebidos são enviados para o barramento de SPI.

O início de mensagem destina-se ao processamento dos dados recebidos, marcando o início de uma trama de dados válidos no barramento de SPI.

O identificador do dispositivo corresponde à identificação do sensor que se encontra num determinado pneu, sendo possível, através deste, saber a qual dos quatro pneus correspondem os dados recebidos.

Os bytes de dados de pressão e de temperatura transportam os resultados codificados da medição destes parâmetros, os quais serão descodificados e processados para o seu envio para o barramento de CAN. A codificação dos dados consiste na atribuição de um código ao qual é necessária a aplicação de uma equação matemática para a sua conversão. Para a pressão e temperatura utilizam-se respectivamente as equações 1 e 2, onde P_{Code} e T_{Code} correspondem ao valor em base dez dos dois bytes recebidos referentes à pressão e temperatura do ar no interior do pneu.

$$P = 0,686 \times P_{Code} + 99,314 \quad [kPa] \quad (1)$$

$$T = T_{Code} - 55 \quad [^{\circ}C] \quad (2)$$

O fim de mensagem, como o próprio nome indica, permite ao receptor saber quando a mensagem termina. Este consiste numa violação do código Manchester, ou seja, são enviados sinais seguidos a “0” ou a “1” superiores a um período de relógio.

3.2.3.2 – Trama de dados em regime de bateria fraca

Quando um módulo emissor detecta que a carga da sua bateria já não se encontra nas melhores condições, este entra num modo alternativo de funcionamento que permite comunicar ao exterior o estado da bateria. Para tal, é executada uma sequência de três mensagens separadas em intervalos de emissão iguais ao do modo de funcionamento normal (3 em 3 segundos). Na Figura 3.6 encontram-se apresentadas duas das três tramas enviadas neste modo, sendo que, após enviadas as duas tramas apresentadas, é enviada uma terceira idêntica à do modo de funcionamento normal (Figura 3.5).

Preâmbulo	Identificador	Cabeçalho	Início de mensagem	Identificador dispositivo	Erro	Erro	Fim de mensagem
Preâmbulo	Identificador	Cabeçalho	Início de mensagem	Identificador dispositivo	Erro	Tensão bateria	Fim de mensagem

Figura 3.6 – Tramas de dados alternativas enviadas aquando situação de bateria fraca.

Estas tramas de dados são em tudo idênticas à anterior, a diferença reside apenas nos dois bytes de dados. Quando é detectada bateria fraca num módulo, este altera o seu modo de envio de mensagens, enviando em primeiro lugar uma mensagem em que os dois bytes de dados reportam um valor de erro. Isto permite que o módulo de processamento de dados do receptor se prepare para receber uma mensagem com um conteúdo diferente. A segunda mensagem enviada transporta no primeiro byte um valor de erro e no segundo o valor codificado da tensão presente na bateria do módulo. Para descodificar este valor é aplicada uma equação matemática (eq. 3) à semelhança dos dois casos anteriores e onde V_{Code} corresponde ao valor em base 10 do byte recebido referente ao valor da tensão.

$$V = 0,01 \times V_{Code} + 1,22 \quad [V] \quad (3)$$

Capítulo 4 – Sistema de monitorização da pressão e temperatura nos pneus

A monitorização da pressão e temperatura nos pneus é importante pois a superfície de contacto do pneu com o asfalto e o comportamento das suspensões do veículo dependem da pressão presente nos pneus. Através da informação da pressão e das suspensões é possível ajustar o desempenho do veículo perante várias possibilidades de afinação.

Segundo a lei dos gases ideais (eq. 4) e sabendo que “n” (número de moles de gás) e “V” (volume de gás) no interior dos pneus se podem considerar aproximadamente constantes, verifica-se que a pressão nos pneus é proporcional à temperatura do ar no seu interior [23].

$$P.V = n.R.T \quad (4)$$

Assim, é também importante a monitorização dos valores de temperatura, permitindo o cruzamento de dados validar e estudar várias relações (não só com a pressão, mas também com outros dados como, por exemplo, a temperatura na superfície dos pneus), sendo assim possível, através do conhecimento da variação de um deles, estimar a variação de um outro ou de vários parâmetros.

Neste capítulo será apresentado todo o sistema desenvolvido, estando a sua estrutura organizada da seguinte forma: princípio de funcionamento, módulos emissores, módulo receptor e módulo de carregamento da bateria por indução.

4.1 – Princípio de funcionamento

Este sistema tem como objectivo transmitir para o exterior dos pneus dados como a temperatura e a pressão do ar no seu interior. Para tal, é utilizado um sistema de medição directa composto por um módulo localizado no interior de cada pneu que é responsável por efectuar as medições necessárias e transmitir os dados para o exterior do mesmo. O método de transmissão de dados utilizado baseia-se em rádio frequência na banda dos 315 MHz, utilizando modulação FSK (Frequency Shift Keying) com codificação Manchester.

No exterior dos pneus é utilizado um módulo receptor, responsável por receber as comunicações enviadas pelos quatro sensores localizados no interior dos pneus, processar os dados recebidos e canalizá-los para o barramento de CAN existente no monolugar. Todo o *hardware* e *software* deste sistema foram desenvolvidos de raiz.

Na Figura 4.1 encontram-se os esquemas básicos dos módulos emissores e do módulo receptor.

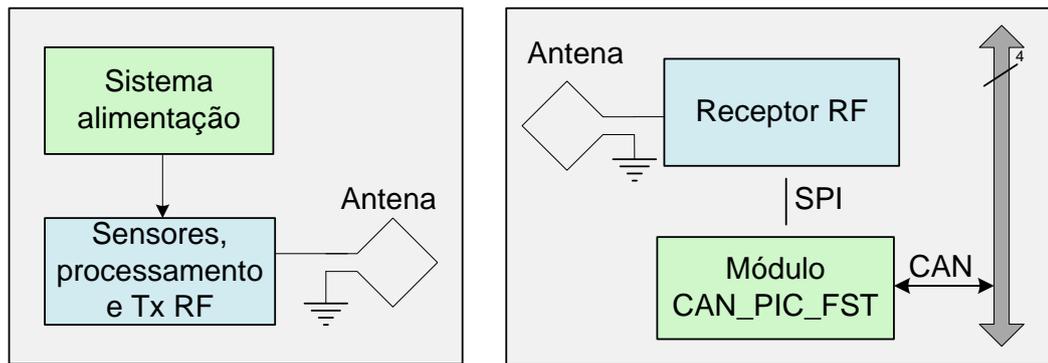


Figura 4.1 – Esquerda: Esquema módulo emissor; Direita – Esquema módulo receptor.

4.2 – Módulos emissores

Nesta secção serão apresentados os módulos emissores, ou seja, os dispositivos que são instalados no interior dos pneus para efectuar medição directa da pressão e da temperatura do ar no interior destes. Esta secção está dividida em duas subsecções principais onde são apresentados o *hardware* e o *software* destes módulos.

4.2.1 – Hardware

Nesta subsecção serão apresentados os vários blocos de *hardware* constituintes deste módulo. É de referir que todas as decisões tomadas tiveram em conta características importantes como dimensão, peso, consumo, duração da bateria e resistência a condições adversas típicas do ambiente no interior de um pneu.

Definidos os objectivos do sistema foi, então, necessário proceder ao estudo e procura das várias soluções disponíveis no mercado a nível de sensores e circuitos integrados que permitissem da forma mais vantajosa construir de raiz um sistema capaz de realizar a medição da pressão e temperatura no interior dos pneus. Optou-se, por isso, perante todas as alternativas, por um módulo da *Freescale Semiconductor* por ser o que apresentava as melhores especificações, sendo este escolhido de entre os disponíveis da família MPXY8300, mais especificamente, o integrado MPXY8310A. Este é constituído por um microprocessador de 8 bits, um sensor de pressão capacitivo em tecnologia CMOS, um sensor de temperatura, um módulo de RF e dois acelerómetros (eixos de XX e ZZ) (Figura 4.2).

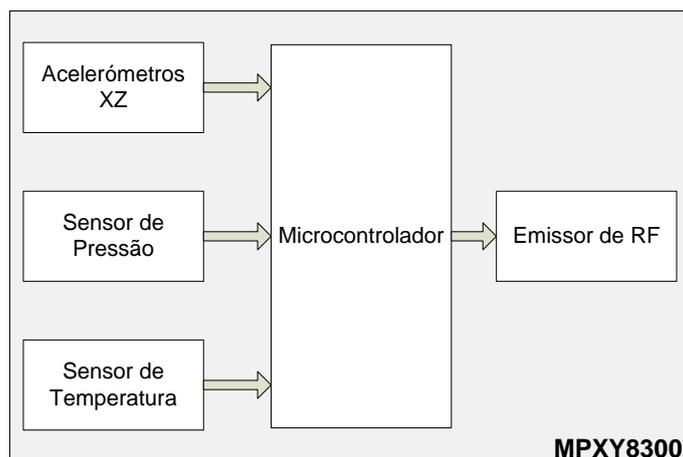


Figura 4.2 – Constituição do módulo integrado MPXY8310A.

No entanto, a utilização deste integrado da *Freescale Semiconductor* trouxe consigo um problema ao nível do valor de frequência do cristal necessário para gerar a frequência da portadora, isto porque os valores de frequência necessária são de cristais pouco usuais e indisponíveis nos habituais distribuidores do mercado. Por isso, foi necessário encomendar especialmente a um fabricante que talhasse a frequência desejada (*Fox Electronics* [24]).

O resultado de *hardware* do módulo emissor é um sistema simples devido à utilização do integrado da *Freescale Semiconductor* pois este, por ser um integrado compacto e muito completo, apenas necessita de alguns componentes externos e da antena para a emissão dos dados.

Na Figura 4.3 apresenta-se uma fotografia do módulo emissor onde é possível observar as suas reduzidas dimensões. O esquemático e o desenho da placa de circuito impresso do circuito encontra-se em anexo (Anexo 1).

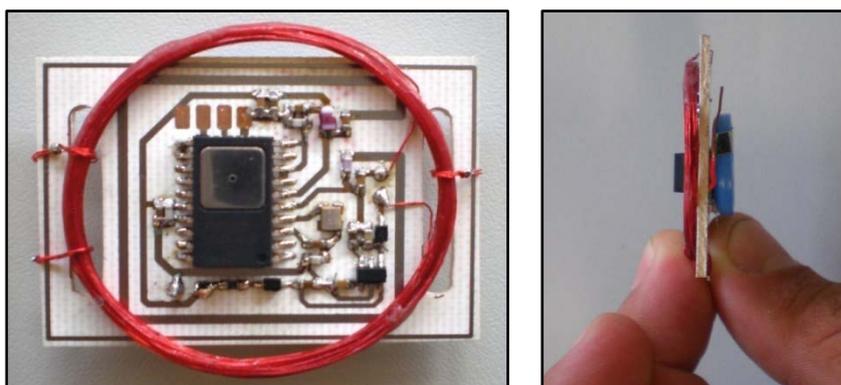


Figura 4.3 – Hardware do módulo emissor.

Depois de realizado o desenho da placa de circuito impresso, e tendo sido definida ao seu redor a antena para emissão de dados, foi necessário proceder ao ajuste do circuito de adaptação para diminuir o factor de reflexão e, conseqüentemente, aumentar o factor de transmissão, melhorando, assim, a eficiência e a distância de comunicação.

Para tal, foi necessário calcular a impedância da antena desenvolvida. [25]. Começou-se por determinar a resistência de radiação (eq. 5) e a resistência de perdas (eq. 6) da antena (“*Loop Antenna*”) que permitem determinar a parte real da impedância da mesma (eq. 7).

$$R_{rad} = 31171 \frac{A^2}{\lambda^4} \quad [\Omega] \quad (5)$$

$$R_{loss} = \frac{p}{2w} \sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \quad [\Omega] \quad (6)$$

$$R_{Real} = R_{rad} + R_{loss} \quad [\Omega] \quad (7)$$

Nas equações matemáticas anteriores “A” é a área da antena em metros quadrados, “ λ ” é o comprimento de onda que pode ser calculado segundo a equação 8, “p” é o perímetro da antena em metros, “w” a largura da pista em metros, “f” a frequência em Hertz, “ μ ” a permeabilidade magnética no vácuo ($\mu = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [H/m]) e “ σ ” a condutividade típica do cobre ($\sigma = 5.7 \cdot 10^7$ [S/m]).

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{f} \quad [m] \quad (8)$$

Posteriormente, através da equação 9, é calculada a indutância da antena, sendo depois possível determinar a impedância equivalente (eq. 10).

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot p \cdot \ln \frac{8 \cdot A}{p \cdot w} \quad [H] \quad (9)$$

$$Z_L = j(2 \cdot \pi \cdot f \cdot L) \quad [\Omega] \quad (10)$$

Sendo as dimensões da antena realizada de 28 x 25 mm, a impedância calculada foi $Z_{antena} = 0.27 + j 169$ [Ω].

Segundo o fabricante do integrado utilizado, a impedância de saída do porto de RF à frequência de operação (315 MHz) é de $Z_{RF} = 360 + j 315$ [Ω]. Através da análise deste valor verifica-se que a sua saída é indutiva, sendo possível calcular o valor aproximado dessa indutância através da fórmula da impedância de uma bobina (eq. 10). O valor obtido para a indutância do pino de saída do integrado foi de 160 nH.

Para realizar a adaptação entre estes dois valores de impedância recorreu-se ao *software* “Advanced Design System 2009” (ADS 2009) da *Agilent Technologies* que possui uma ferramenta que permite realizar a Carta de Smith de forma prática. Nas Figuras 4.4 e 4.5 encontram-se a Carta de Smith realizada e um gráfico onde é possível observar o factor de reflexão e o factor de transmissão.

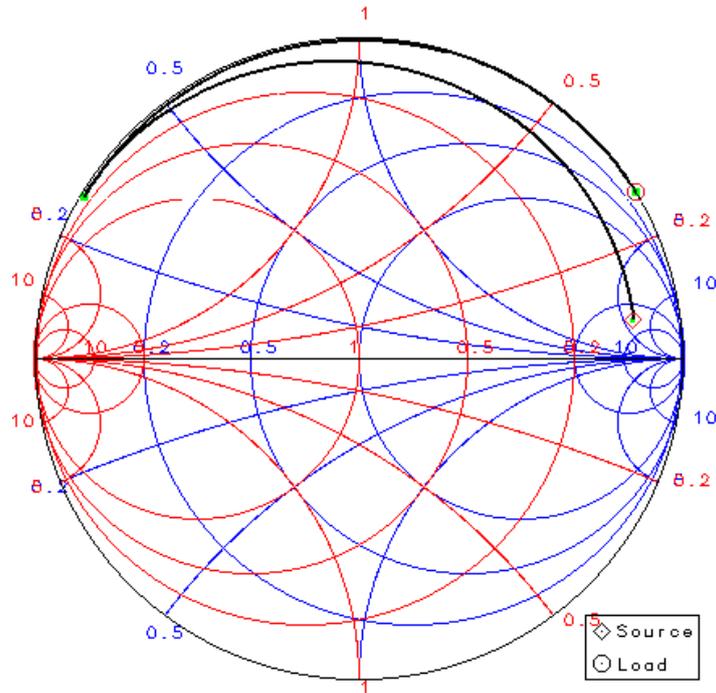


Figura 4.4 – Carta de Smith para a adaptação entre a antena desenvolvida e a saída de RF do integrado.

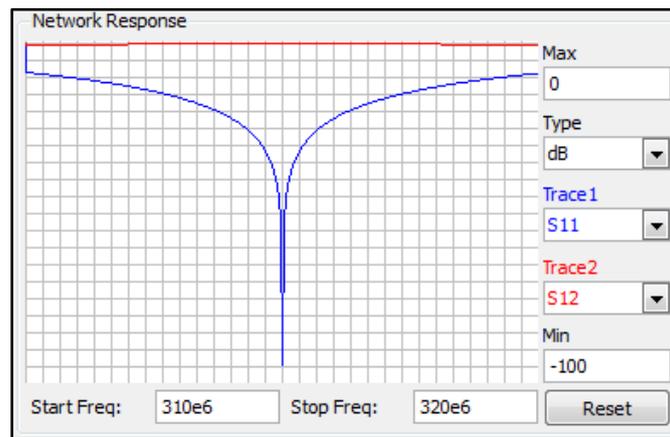


Figura 4.5 – Vermelho: Factor de reflexão da malha de adaptação; Azul: Factor de transmissão.

Esta adaptação conduz a um circuito equivalente ao apresentado na Figura 4.6.

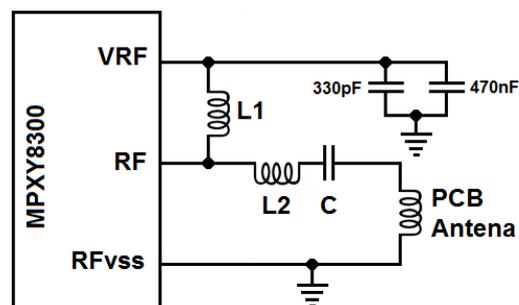


Figura 4.6 – Circuito resultante da Carta de Smith para a realização da malha de adaptação.

Onde $L1 = 2,4 \text{ nH}$, $L2 = 88,5 \text{ nH}$ e $C = 10 \text{ nF}$. Aproximando os valores para dispositivos existentes no mercado obtém-se $L1 = 3,3 \text{ nH}$, $L2 = 82 \text{ nH}$. Neste circuito ambas as bobinas ($L1$ e $L2$) fazem parte da malha de adaptação.

Uma vez que a alteração de valores, mesmo sendo ligeira, provoca uma dessintonização da frequência da malha de adaptação, decidiu-se adaptar o circuito de uma forma alternativa.

Optou-se por assumir a indutância do integrado em série com a da antena e colocou-se o circuito em ressonância à frequência de trabalho utilizando, para isso, um condensador. Para que o valor de $L1$ permita desprezar a sua influência no circuito de adaptação, este deve apresentar um valor elevado (no circuito desenvolvido este valor é de 820 nH funcionando como bobina de *choke*).

Para determinar o valor teórico do condensador a utilizar recorreu-se à equação da frequência de ressonância (eq. 11).

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (11)$$

A montagem realizada na prática foi, portanto, a da Figura 4.7, onde $L1 = 820 \text{ nH}$ e $C = 1 \text{ pF}$.

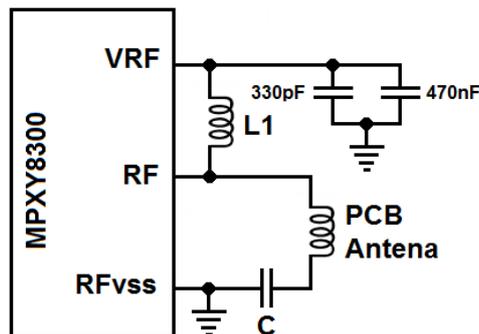


Figura 4.7 – Montagem utilizada para realizar a adaptação entre a antena e a saída do sinal de rádio frequência do integrado.

4.2.2 – Software

Para colocar em funcionamento os módulos integrados da *Freescale Semiconductor* (MPXY8300) foi necessário desenvolver todo o *software* a implementar na memória do microprocessador, a fim de se aplicar o algoritmo de gestão de energia, aquisição e envio de dados. Este *software* foi realizado em código C numa plataforma de desenvolvimento *CodeWarrior* e programado utilizando um programador BDM para famílias de microprocessadores da *Freescale Semiconductor* [25] [26]. Grande parte do código realizado utiliza subrotinas de *firmware* que se encontram definidas numa secção da memória flash, que permitem reduzir o tempo de desenvolvimento e otimizar operações internas entre o microprocessador e os periféricos contidos

no interior do circuito integrado. No entanto, para utilizar estas subrotinas é necessário a inclusão de ficheiros adicionais ao projecto, os quais tiveram de ser requisitados directamente ao fabricante por não se encontrarem disponíveis para descarregamento pela internet.

O algoritmo foi desenvolvido sempre tendo em conta a melhor optimização possível, tentando-se uma redução do número de instruções e do tempo de processamento, a fim de tentar reduzir ao máximo o consumo por operação e, assim, aumentar a duração da bateria. Na Figura 4.8 é possível entender, através da análise de um fluxograma, o funcionamento geral do algoritmo desenvolvido.

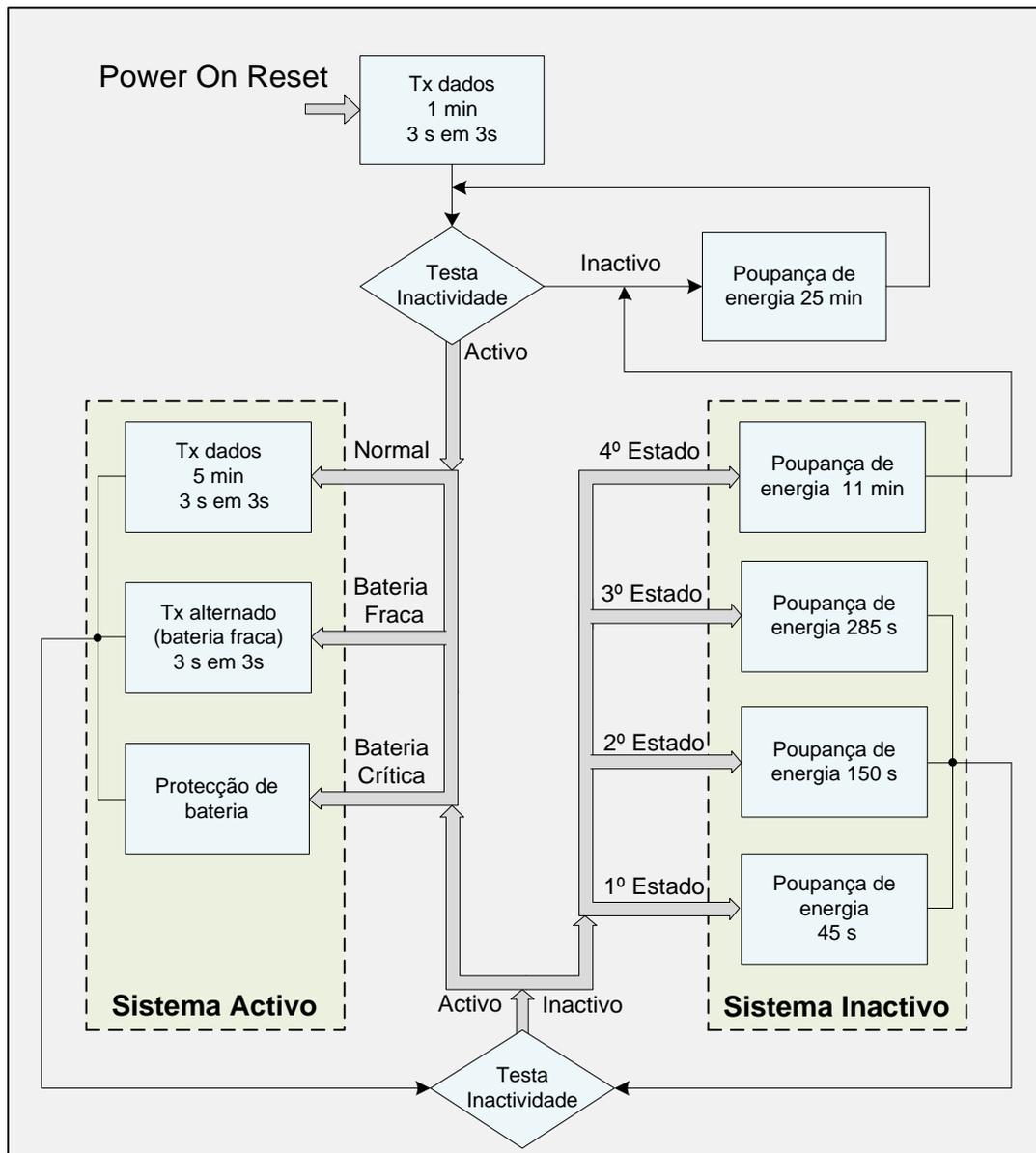


Figura 4.8 – Fluxograma do funcionamento o algoritmo do módulo emissor.

Após inicializado o sistema, este entra no primeiro modo em que adquire e envia dados para o exterior durante um minuto. Este modo tem como principal objectivo poder monitorizar o sistema quando este é inicializado ou quando recupera de um estado de protecção de bateria, a fim de ser

possível verificar o seu correcto funcionamento. Após este estado é realizado um teste de inactividade idêntico para todo o fluxograma e que se baseia na leitura do acelerómetro do eixo dos ZZ, a fim de verificar se o módulo se encontra ou não na mesma posição.

Na situação de não se encontrar, o sistema assume que se encontra em movimento e nesse mesmo teste efectua também a leitura do estado da bateria verificando a sua condição. Visto a bateria utilizada ser uma bateria de *Lithium* de capacidade 65 mAh com uma tensão de corte de energia por volta dos 2.5 V, este teste considera a bateria fraca quando esta atinge um valor de tensão de 2.7 V e entra em modo de protecção de bateria aos 2.6 V. O modo de bateria fraca envia um sinal de alerta para o exterior. Esse sinal é constituído por três mensagens alternadas, como já foi referido no ponto 3.2.3.2 (Trama de dados em regime de bateria fraca), em que uma primeira transporta nos bytes de pressão e temperatura um valor com significado de erro, a fim de preparar o módulo receptor para o processamento da mensagem seguinte onde será enviado o valor actual da tensão na bateria com o objectivo de manter controlada a sua carga, alertando assim para a necessidade de recarregamento do módulo. A terceira mensagem enviada é uma mensagem normal de funcionamento com os valores de pressão e temperatura adquiridos pelo módulo. Ao entrar no modo de protecção de bateria, o sistema interrompe todas as suas aquisições e emissões de dados para o exterior e apenas testa de cinco em cinco horas a carga da bateria. Este estado de protecção de bateria só é interrompido quando a carga da mesma é superior a 2.85 V.

Caso o teste de inactividade revele que o sistema se encontra na mesma posição, este é considerado inactivo e vai progredindo nos diversos estados de inactividade enquanto esta situação se continuar a verificar. Estes estados foram criados com o propósito de evitar esperas prolongadas até à activação do sistema quando o monolugar fica imóvel por pouco tempo, como por exemplo com o propósito de realizar simples afinações, ou em caso de paragens mais prolongadas, a fim de economizar alguma da carga da bateria ao evitar medições com uma maior frequência. Após o sistema entrar no último estado de inactividade, que apenas verifica o estado do acelerómetro de 25 em 25 minutos, o estado da bateria é verificado de 3 em 3 dias, a fim de controlar a sua carga mesmo quando o sistema se encontra inactivo.

4.3 – Módulo receptor

Nesta secção será apresentado o módulo receptor, ou seja, o módulo responsável pela recepção, processamento e canalização da informação para o barramento de CAN existente no monolugar de todos os dados provenientes dos módulos emissores colocados no interior dos pneus.

4.3.1 – Hardware

Tendo sido tomada a decisão de utilizar o módulo MPXY8300, foi necessário, para funcionar com estes, escolher um receptor compatível. O escolhido foi o integrado MC33696 da *Freescale*

Semiconductor por ser construído pelo mesmo fabricante do módulo e permitir conjugar as várias opções de comunicação (frequência e modulação) [28].

O circuito do receptor foi desenvolvido para conectar directamente a um módulo CAN_PIC_FST (Figura 4.9), já existente, no qual os dados recebidos são processados e canalizados para o barramento de CAN disponível no monolugar [29].



Figura 4.9 – Foto do módulo CAN_PIC_FST [28].

O resultado de *hardware* do módulo receptor apresenta-se na Figura 4.10. As dimensões deste foram projectadas para não ultrapassar as medidas do módulo CAN_PIC_FST, permitindo assim introduzir o módulo desenvolvido por cima deste. O seu esquemático encontra-se no Anexo 2.

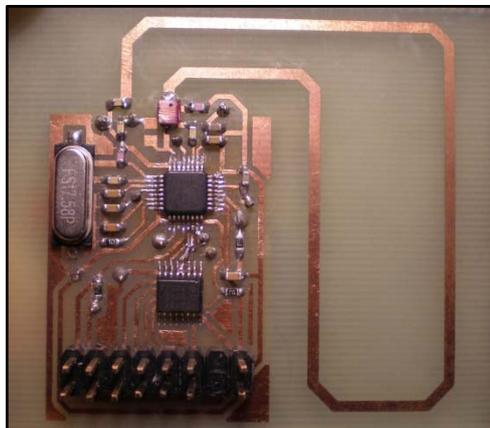


Figura 4.10 – Módulo receptor do sistema de monitorização da pressão e temperatura nos pneus.

Para além do integrado MC33696 e dos componentes adicionais, foi necessária a utilização de um multiplexador (foi escolhido o multiplexador ADG794 da *Analog Devices*) devido ao uso do protocolo SPI entre o microprocessador da *Microchip Technology* e o integrado da *Freescale Semiconductor*, isto porque o integrado MC33696 comporta-se como mestre e como escravo na comunicação SPI, dependendo se está em modo de configuração ou em funcionamento, ou seja, quando o sistema arranca é necessário configurar o receptor e nesta situação ele comporta-se como sendo escravo, recebendo os dados e o sinal de relógio do microprocessador (dsPIC30f6012A) presente na placa CAN_PIC_FST. Após a sua configuração, o receptor passa a ser o mestre da

comunicação, trocando com o microprocessador. Esta situação necessita do multiplexador porque, como já foi referido no ponto alusivo à comunicação SPI (3.1.2 - Barramento de dados SPI), o processador da *Microchip* e o integrado MC33696 utilizam designações diferentes para os terminais do seu barramento, em que o SCLK é semelhante ao pino SCK, o MOSI comporta-se como o pino de SDO quando o dispositivo é mestre e como o SDI quando é escravo, o pino de MISO é o oposto do anterior, ou seja, quando o dispositivo é mestre corresponde à entrada (SDI) e quando é escravo à saída de dados (SDO).

A função do multiplexador é, portanto, tornar as ligações compatíveis e permitir a mudança de escravo para mestre, e vice-versa, do integrado MC33696. Na Figura 4.11 encontra-se um diagrama ilustrativo dos tipos de ligações efectuadas com a utilização do multiplexador e uma imagem do seu esquema de ligação.

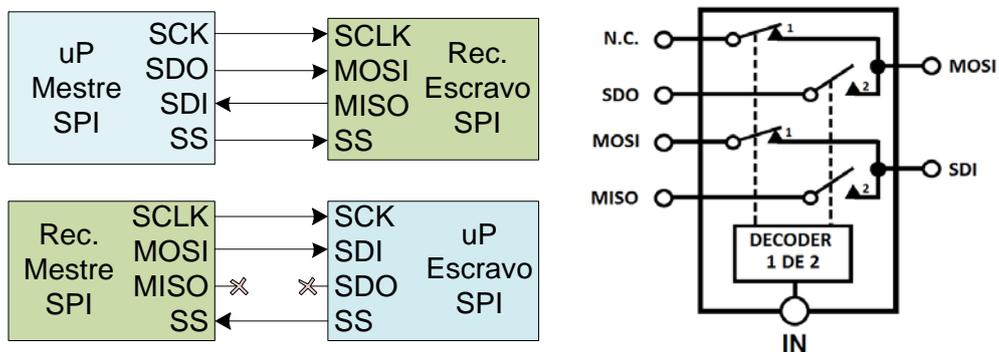


Figura 4.11 – Esquerda: Ligações efectuadas através da comutação do multiplexador; Direita: Esquema de ligações no multiplexador.

Na situação em que o microprocessador se comporta como escravo, aguardando dados recebidos pelo integrado MC33696, não é necessária a utilização do pino SDO, pois o microprocessador não envia qualquer tipo de informação neste modo. O facto de o pino de entrada MISO se encontrar desconectado também não traz qualquer problema, visto que o integrado MC33696 não aguarda a recepção de qualquer tipo de dados quando se encontra como dispositivo mestre.

À semelhança dos módulos emissores, também neste módulo receptor foi utilizada uma antena em placa de circuito impresso, tendo sido também necessário dimensionar a malha de adaptação a fim de minimizar o factor de reflexão.

Como o valor complexo da impedância do pino de saída não é dado pelo fabricante e este apenas disponibiliza um circuito para uma adaptação a $50\ \Omega$ (Figura 4.12), foi necessário, através da utilização da Carta de Smith (Figura 4.13), realizar o processo inverso, ou seja, através dos valores da malha de adaptação determinou-se a impedância complexa do pino de entrada.

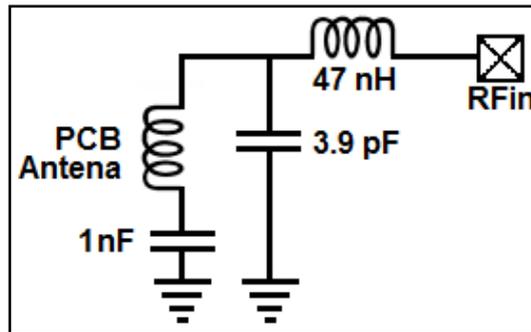


Figura 4.12 – Circuito fornecido pelo fabricante para uma adaptação a uma antena de 50Ω [30].

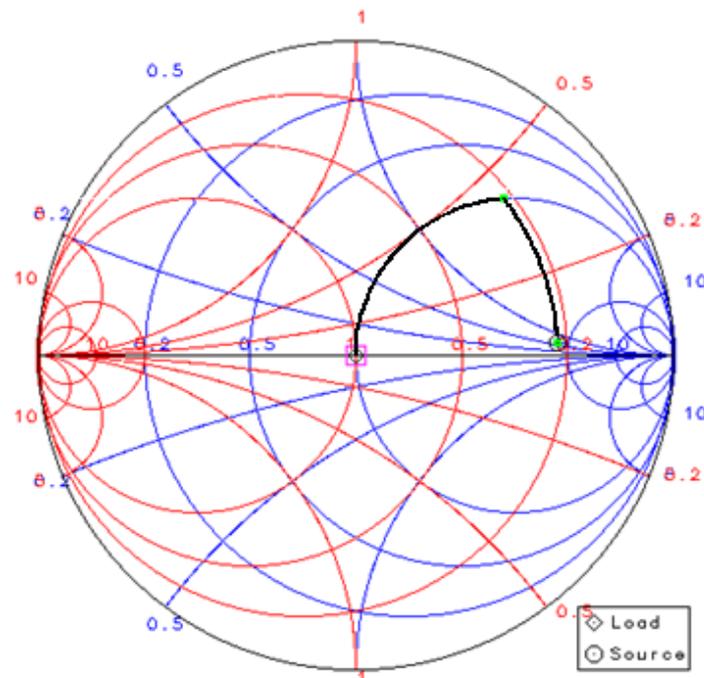


Figura 4.13 - Carta de Smith realizada para calcular a impedância do porto de entrada de RF do receptor.

O valor de impedância obtido foi $Z_{RFIN} = 220 + j30 \Omega$.

Seguindo o método realizado para adaptar o circuito emissor e admitindo a antena do receptor com um perímetro de $p = 1,51 \times 10^{-1} m$, uma área de $A = 15,4 \times 10^{-4} m^2$ e uma largura de pista de $w = 1 \times 10^{-3} m$, obteve-se uma impedância de valor $Z_{Antena} = 0,44 + j 825,3 \Omega$. Utilizou-se novamente a Carta de Smith para adaptar o circuito (Figura 4.14).

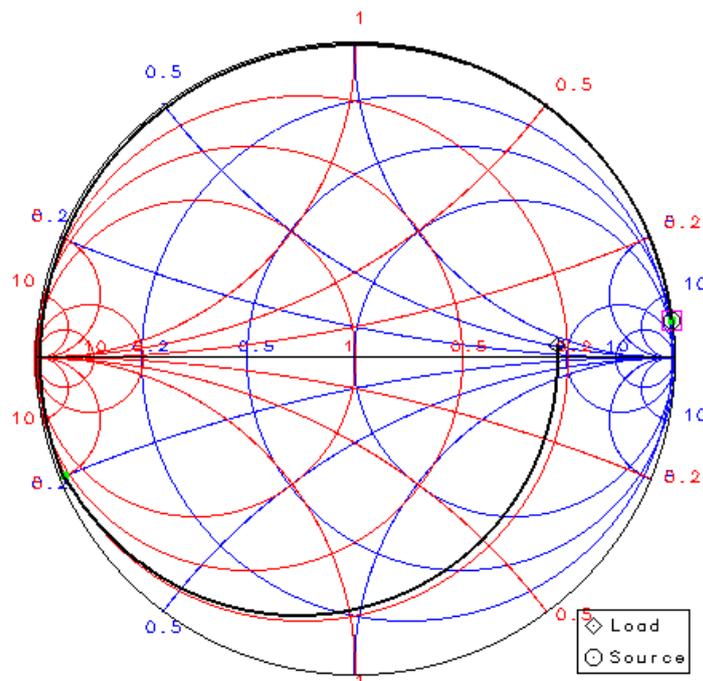


Figura 4.14 - Carta de Smith para adaptação da antena ao receptor MC33696.

Na Figura 4.15 apresenta-se um gráfico onde é possível observar o factor de reflexão e o factor de transmissão para a frequência de trabalho.

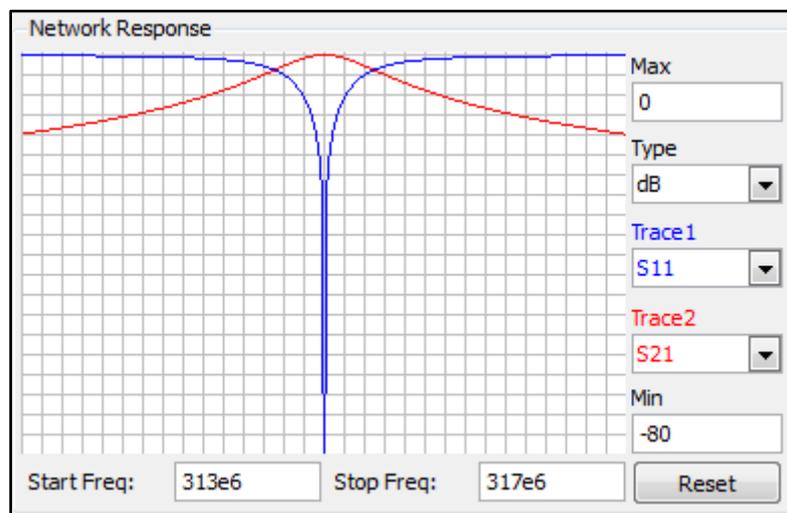


Figura 4.15 – Azul: Factor de reflexão da malha de adaptação; Vermelho: Factor de transmissão.

Esta adaptação conduz a um circuito equivalente ao apresentado na Figura 4.16.

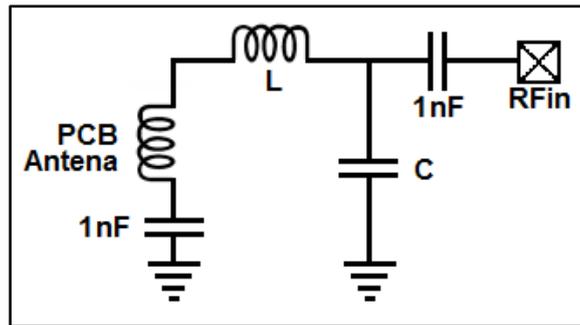


Figura 4.16 – Circuito resultante da Carta de Smith para a realização da malha de adaptação.

Sendo $L = 422 \text{ nH}$ e $C = 51,1 \text{ pF}$. Na prática, visto estes valores não existirem no mercado, é necessário ajustar para valores típicos, ou seja, $L = 390 \text{ nH}$ e $C = 47 \text{ pF}$. Este ajuste provoca também uma dessintonização acentuada da frequência de trabalho.

À semelhança do processo efectuado para os módulos emissores, também aqui se optou por realizar a adaptação colocando a antena em ressonância à frequência de trabalho. O circuito realizado foi, por isso, o da Figura 4.17, onde $C = 0,6 \text{ pF}$.

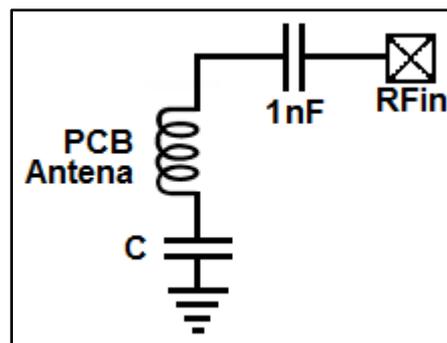


Figura 4.17 - Montagem realizada para adaptar a antena ao receptor.

4.3.2 – Software

O *software* necessário a este módulo foi programado no microprocessador dsPIC30f6012A da *Microchip Technology* presente no módulo CAN_PIC_FST, a fim de este ficar capacitado para programar o receptor, receber os dados provenientes deste, processá-los e canalizá-los para o barramento de CAN disponível no monolugar. Na Figura 4.18 encontra-se um fluxograma representativo do funcionamento geral do algoritmo implementado no microprocessador.

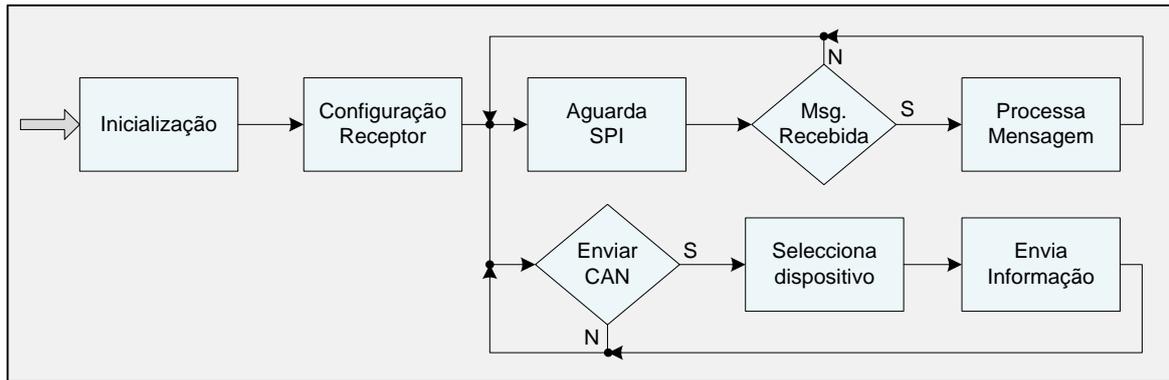


Figura 4.18 - Algoritmo de funcionamento geral do módulo receptor.

Após inicializar, o sistema efectua a configuração dos registos do integrado MC33696, a fim de definir todos os parâmetros necessários para o estabelecimento das propriedades da comunicação. Depois de esta ter sido realizada, o sistema prepara a comunicação SPI para que o receptor seja, então, o mestre na comunicação, ficando apenas o microprocessador a aguardar mensagens via SPI e o momento temporalmente definido para colocar os dados no barramento de CAN. Quando é atingido o momento de colocar no barramento uma mensagem com a informação referente a um sensor, o microprocessador selecciona os dados relativos ao mesmo e envia a informação. Esta é enviada de segundo a segundo e de forma sequencial, sendo, por isso actualizada a informação referente a um dos sensores de quatro em quatro segundos. A sequência utilizada é a seguinte: pneu dianteiro direito, pneu dianteiro esquerdo, pneu traseiro direito e pneu traseiro esquerdo.

Quando uma mensagem válida é recebida através do barramento de SPI é efectuado o seu processamento. O fluxograma do processamento da mensagem apresenta-se na Figura 4.19.

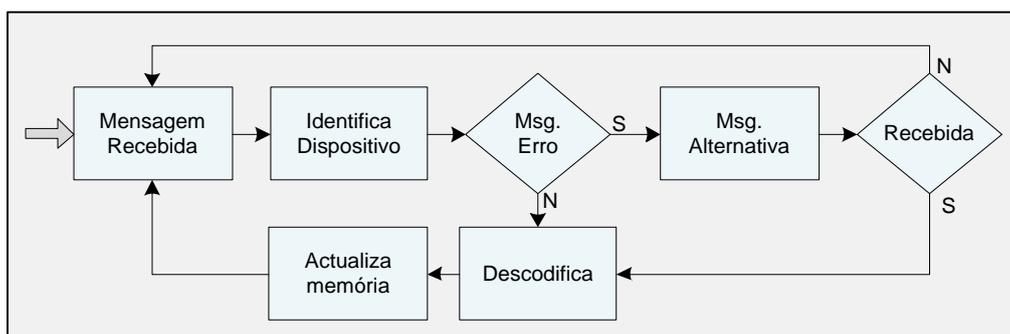


Figura 4.19 – Fluxograma do processamento das mensagens recebidas.

Depois de recebida a mensagem, o microprocessador começa por identificar o dispositivo ao qual pertence a informação. Após efectuada a identificação verifica se a mensagem se trata de uma mensagem de erro ou de uma mensagem normal. Caso se trate de uma mensagem de erro, ele prepara-se para receber a mensagem alternativa onde é indicado o valor da tensão actual da bateria. Se por algum motivo esta mensagem não for recebida o sistema fica preparado para receber a mensagem normal. Caso seja recebida correctamente, a mensagem é descodificada, ou seja, o valor

codificado recebido é convertido para um valor de tensão e a memória onde é guardada a informação relativamente ao sensor é actualizada. Quando a mensagem recebida é normal o comportamento é idêntico, sendo apenas diferente a parte correspondente à descodificação. Neste caso, esta trata-se da conversão do valor de temperatura através da equação referenciada anteriormente (eq. 2) que, de forma a facilitar a sua análise, é novamente apresentada.

$$T = T_{Code} - 55 \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (2)$$

O integrado MPXY8300A tem um alcance de medição de pressão de 100 a 450 kPa (1 a 4,5 bar) e o resultado dessa medição é apresentado com um formato de 9 bits. Para o envio de dados por via de RF apenas se utiliza 1 byte (8 bits) para enviar este valor, a fim de evitar o envio de um byte de dados extra para perfazer os 9 bits necessários (visto o emissor só permitir enviar em conjuntos de 8 bits), pois isso seria desvantajoso devido ao aumento do tempo de processamento e de envio de dados por parte do emissor, o que resultaria num aumento de consumo. Um outro motivo para utilizar apenas 1 byte para representar o valor de pressão é o facto de, para o barramento de CAN, se enviarem tramas com apenas 4 bytes, sendo dois deles para a etiqueta temporal e dois para os dados, onde nestes dois últimos é necessário enviar informação referente à temperatura e à pressão (sendo utilizado 1 byte para cada um deles). Como consequência directa desta situação, para além da perda de resolução de 0,686 kPa (0,007 bar) para 1,373 kPa (0,014 bar), optou-se ainda por não realizar qualquer cálculo interno, a fim de não prejudicar ainda mais a resolução do sistema. Deste modo, é necessário aplicar externamente ao sistema a equação 12 que permite descodificar o valor presente na mensagem recebida pelo barramento de CAN.

$$P = 1,373 \times P_{Code} + 99,314 \quad [\text{kPa}] \quad (12)$$

4.4 – Módulo de carregamento da bateria por indução

Este sistema tem como objectivo o carregamento por indução da bateria utilizada no interior do pneu e que é responsável pelo fornecimento de energia ao módulo emissor. Com a sua utilização pretende-se evitar o uso de pilhas convencionais e os inconvenientes associados à sua substituição.

Neste subcapítulo serão apresentados os módulos constituintes deste sistema e o seu funcionamento.

Optou-se por este tipo de sistema de carregamento por ser prático e não necessitar de componentes extra montados no chassis do monolugar, evitando, assim, o aumento de peso do veículo. No entanto, os módulos colocados no interior dos pneus tornam-se um pouco mais complexos por necessitarem de componentes adicionais para o carregamento da bateria e pela necessidade da utilização de uma bobina responsável pela recepção de energia.

4.4.1 – Princípio de funcionamento

O sistema de carregamento por indução consiste num sistema capaz de transferir energia sem a utilização de fios ou contactos (*wireless*) entre dois dispositivos. O seu princípio básico de funcionamento está relacionado com o campo electromagnético, sendo necessárias pelo menos duas bobinas, uma em cada dispositivo, onde uma delas é a de excitação e a outra a excitada. A bobina de excitação é a que fica presente no que se pode chamar de carregador (colocado na superfície dos pneus). A esta é aplicado um sinal em frequência com uma dada amplitude e corrente capaz de criar um campo que possibilite a transferência de energia através da indução de corrente na bobina presente no dispositivo receptor (módulo no interior dos pneus). Este possui uma bateria, a qual se pretende recarregar.

No sistema em estudo foi necessário que este possibilitasse transferir energia suficiente para atravessar os pneus do monolugar e que esta chegasse com a intensidade necessária aos módulos colocados junto à jante. Para tal, o campo produzido pela bobina de excitação tem de ser bastante elevado, a fim de cumprir os requisitos necessários.

4.4.2 – Módulo de excitação

O módulo de excitação corresponde ao que podemos considerar o carregador. Este é constituído por um circuito de excitação e por uma bobina, responsável por gerar o campo magnético pelo qual será transmitida a energia para a bobina do módulo colocado no interior dos pneus.

Na Figura 4.20 e 4.21 apresentam-se dois circuitos simples que permitem realizar o módulo do carregador.

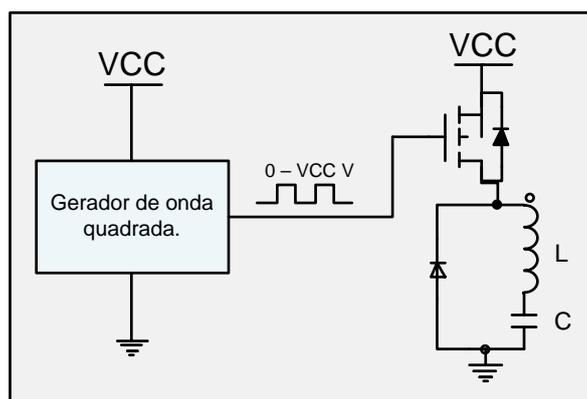


Figura 4.20 – Circuito utilizando apenas um MOSFET de canal P.

Este circuito é o mais fácil e económico de realizar, no entanto, a sua maior limitação é o facto de a tensão máxima possível de aplicar ao MOSFET ser a tensão máxima suportada pelo circuito que gera o sinal de excitação. Um outro factor negativo é o seu rendimento, dado que, quando o MOSFET entra ao corte, o circuito da bobina fecha-se por meio de um diodo (que é

absolutamente indispensável para não destruir o MOSFET com picos de corrente provocados pela variação brusca de tensão na bobina) que devido à sua resistência interna diminui o rendimento.

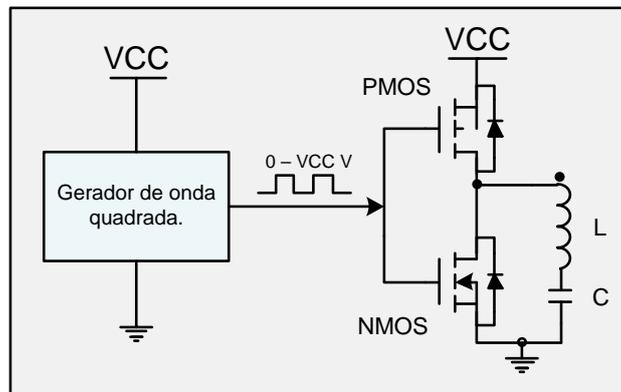


Figura 4.21 - Circuito utilizando um MOSFET de canal P e outro de canal N.

Quanto ao circuito apresentado na Figura 4.21 este minimizava o problema da eficiência dado a resistência do MOSFET ser muito inferior à de um diodo, mas a limitação da tensão possível de aplicar ao MOSFET continua a ser a tensão máxima suportada pelo circuito que gera o sinal de excitação. Com este circuito surge outro problema, pois o circuito que gera o sinal tinha de estar preparado para comutar os dois MOSFET (sendo este, por isso, mais complexo e dispendioso), isto porque, se estes partilharem o mesmo sinal de relógio, o circuito não apresenta a fiabilidade pretendida para qualquer sistema electrónico que se pretenda duradouro, pois não é possível garantir que o MOS do tipo P entre ao corte antes do MOS de tipo N entrar em condução, o que pode provocar curto-circuitos entre a alimentação e a massa, acabando por destruir os dispositivos.

Optou-se, por isso, por utilizar a topologia do circuito apresentado na Figura 4.22, estando o seu esquema eléctrico apresentado no Anexo 3.

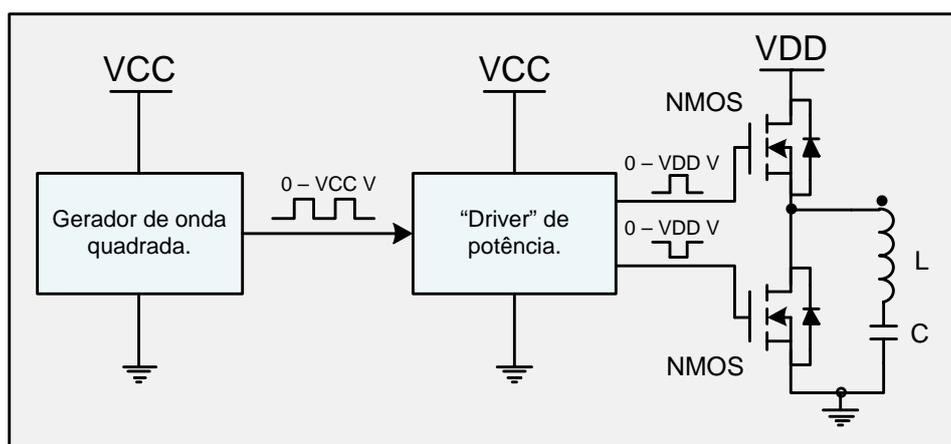


Figura 4.22 – Esquema de funcionamento do circuito do carregador.

O circuito de excitação é constituído por um gerador de onda quadrada e um *driver* de potência que é responsável por controlar dois MOSFET de canal N. O gerador de sinal escolhido foi o

LM555 da *National Semiconductor* por ser um integrado de baixo custo e amplamente difundido no mercado que permite de forma simples configurar e ajustar de forma analógica a frequência desejada. A frequência de sinal utilizada foi de 120 kHz por ser uma frequência elevada (facilitando assim a rectificação e reduzindo o “ripple”) e por permitir colocar as bobinas do sistema em ressonância com valores de condensador típicos de mercado, facilitando assim a concepção e os custos do circuito.

O *driver* utilizado é o NCP5111 da *ON Semiconductor*, pois permite, através de uma única entrada de sinal, controlar dois MOSFET de canal N através de duas saídas desfasadas de 180°. Outra vantagem deste *driver* é que permite o funcionamento dos MOSFET a tensões mais elevadas que a amplitude presente na sua entrada (até 600 V, podendo receber na sua entrada sinais com amplitude mínima de 3.3 V).

No sistema em estudo pretende-se que este funcione com uma tensão de alimentação de 12 V de forma a tornar o sistema menos complexo e de menor custo, podendo ser utilizado um simples transformador existente no mercado para alimentar o sistema directamente da rede eléctrica.

Na Figura 4.23 encontra-se uma imagem do hardware desenvolvido para este módulo de carregamento.

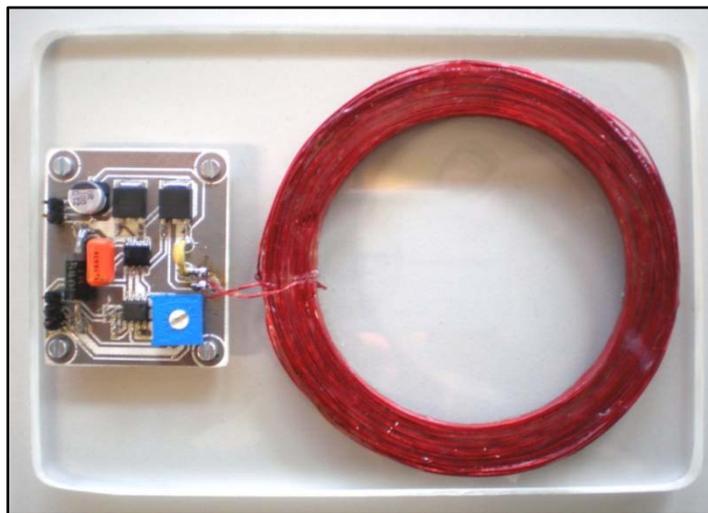


Figura 4.23 – Hardware desenvolvido para o carregador de indução.

4.4.3 – Módulo recepção do campo induzido

Este módulo tem como função receber o campo induzido pela bobina de excitação, utilizando para tal, uma bobina na qual o campo electromagnético induz uma corrente. Aos terminais desta obtém-se uma diferença de potencial que é aproveitada para realizar o carregamento da bateria presente no módulo emissor de monitorização da pressão e temperatura instalado no interior dos pneus.

O circuito utilizado encontra-se na Figura 4.24 e o seu esquema eléctrico no Anexo 1.

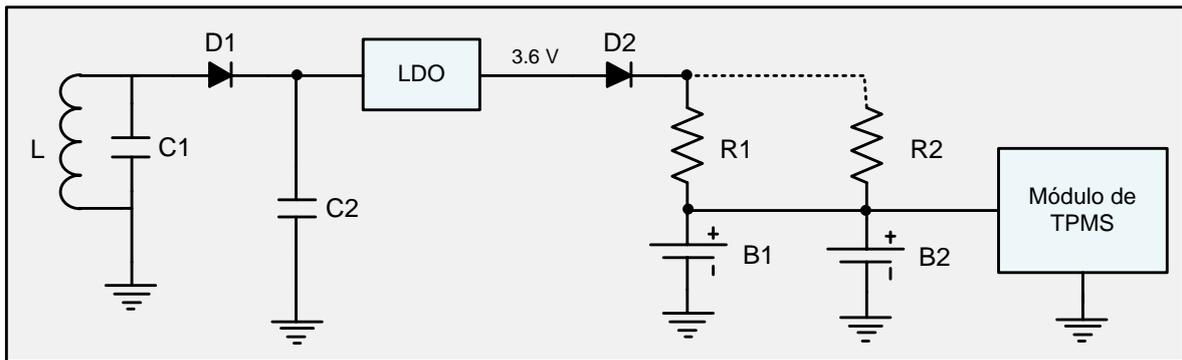


Figura 4.24 – Esquema do circuito responsável pelo carregamento da bateria.

Para que exista máxima transferência de energia é necessário colocar a bobina na qual é induzida uma corrente (L) em ressonância na frequência do sinal (120 kHz), utilizando para tal um condensador (C1) em paralelo com esta. O diodo D1 em conjunto com o condensador C2 são responsáveis pela conversão do sinal de AC para DC podendo depois este ser aplicado ao regulador linear (LP2985IM5-3.6). Este é responsável por receber o sinal proveniente do conversor AC-DC e regular a tensão à sua saída para 3.6 V. O diodo D2 tem duas funções importantes no sistema de carregamento de bateria: a primeira está relacionada com a queda de tensão aos seus terminais, sendo esta necessária para reduzir a tensão proveniente do LDO para aproximadamente 3,3 V por este ser o máximo aconselhado para o carregamento das baterias utilizadas (maxell - ML2032 - 65 mAh), a fim de não degradar a sua capacidade; a segunda função está relacionada com o corte de corrente quando o circuito não se encontra em carregamento, evitando assim perdas energéticas. O circuito está preparado para carregar uma ou mais baterias, dependendo da capacidade que se pretende ter no módulo emissor. A resistência R1 (R2, R3, ..., Rn) tem como função limitar a corrente máxima de carregamento quando a bateria se encontra descarregada, não devendo esta exceder os 2,5 mA. Para calcular este valor basta recorrer à Lei de Ohm em que, sabendo que a tensão mínima na bateria é de aproximadamente 2,5 V e a tensão de carregamento 3,3 V, temos uma diferença máxima de potencial de 0.8 V, determinando assim uma resistência de valor $R = 340 \Omega$.

Capítulo 5 – Sistema de monitorização do curso da suspensão

Neste ponto será apresentado o segundo sistema desenvolvido, onde será referido o seu princípio de funcionamento, a estrutura do transdutor utilizado, o funcionamento do circuito de condicionamento e processamento de sinal e o método de fixação a ser utilizado.

O principal objectivo deste sistema de aquisição de dados relativamente ao curso de suspensão foi o de desenvolver transdutores LVDT a funcionar de forma independente, incorporando todo o condicionamento e processamento de sinal necessário para que, aplicando apenas uma tensão de alimentação contínua (DC), se obtenha como resultado de um deslocamento um sinal digital em formato de mensagem CAN, minimizando, assim, o número de ligações e conexões necessárias de efectuar no carro de competição (sendo os módulos directamente conectados ao barramento de CAN existente), tornando o sistema menos complexo e com um peso total mais reduzido.

5.1 – Princípio de funcionamento

Num carro de competição é importante que todos os dados sejam obtidos em simultâneo para que exista uma relação directa entre eles, por isso, aquando da inicialização do sistema (por exemplo quando o carro é ligado) deve ser colocado no barramento CAN uma mensagem de inicialização que permita sincronizar todos os módulos, sendo que nos dados enviados por estes, para além do valor da posição do sensor, é também enviada uma etiqueta de tempo.

De forma a economizar custos, dimensões e peso, o circuito de excitação e de processamento de dados está a cargo de um microprocessador DSP, sendo este responsável por gerar o sinal de excitação do enrolamento primário, pela obtenção e processamento dos sinais provenientes das saídas dos três enrolamentos e pelo envio dos dados para o barramento de CAN.

O sistema é dotado de um sistema de calibração rigoroso realizado com recurso a um paquímetro digital, o qual é directamente conectado ao sistema.

O princípio de funcionamento do transdutor utilizado baseia-se na aplicação de uma tensão alternada ao enrolamento primário, ocorrendo uma transferência de energia electromagnética para os enrolamentos secundários induzindo nestes uma corrente, o que, por sua vez, provoca o aparecimento de uma tensão aos seus terminais. Essa transferência de energia é controlada pela posição do núcleo ferro-magnético. Como os dois enrolamentos secundários são iguais, quando o material ferro-magnético se encontra perfeitamente centrado em relação a ambos, ao aplicarmos a tensão de excitação no primário, as tensões aos terminais dos secundários são iguais.

5.2 – Estrutura do sensor de deslocamento linear

A configuração estrutural do LVDT escolhida é derivada de um dos principais sucessos do sistema realizado anteriormente por um dos colaboradores do ProjectoFST, visto que esta se revelou bastante vantajosa em comparação com a primeira geração deste tipo de transdutores, pois para além de diminuir as suas dimensões sem prejudicar o seu funcionamento, melhorou a ligação magnética entre o primário e os secundários, aumentando a força electromotriz e reduzindo a influência do ruído. Esta configuração consiste num primário de comprimento $2 \times L$ e dois secundários de comprimento L sobrepostos ao primário, no interior dos quais se desloca uma haste de comprimento $2 \times L$, onde metade do seu comprimento corresponde ao núcleo ferro-magnético [10]. A estrutura do transdutor desenvolvido encontra-se representada na Figura 5.1, sendo o bloco de condicionamento de sinal explicado em maior detalhe na secção seguinte.

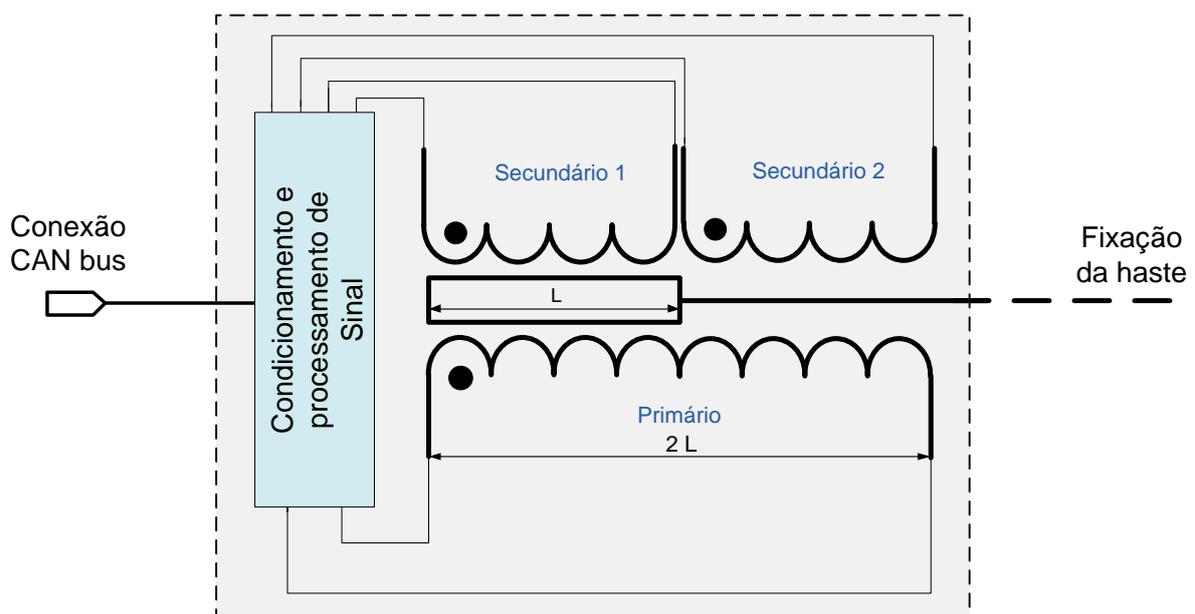


Figura 5.1 - Configuração estrutural do LVDT desenvolvido.

Os enrolamentos do transdutor são realizados com um comprimento (L) de 6,5 cm e um condutor com diâmetro de 0,08 mm, o que, para o enrolamento primário, resulta em 1446 espiras e para cada um dos secundários metade deste valor. Nas Figuras 5.2 a 5.5 encontram-se algumas imagens das várias etapas da construção dos transdutores.

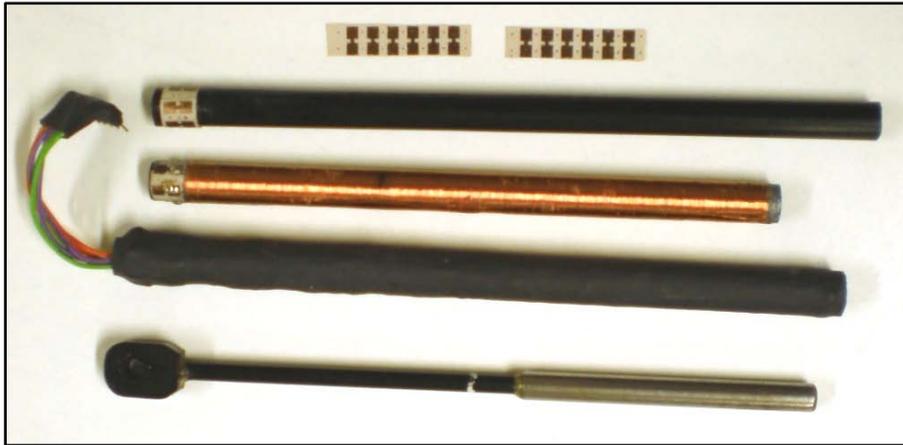


Figura 5.2 – Fitas de fixação dos fios dos enrolamentos, tubo de fibra de vidro ao redor do qual são realizados os enrolamentos, transdutor sem e com encapsulamento e núcleo ferro-magnético com haste.

Nesta primeira figura é possível observar o tubo de diâmetro externo de 8 mm e interno de 6,25 mm, antes de ser realizada a bobinagem (primeiro da figura). Este é constituído por fibra de vidro de modo a ser leve e resistente, tendo sido evitada a utilização da fibra de carbono por esta ser condutora e, conseqüentemente, causar problemas ao sistema de calibração realizado com recurso a um paquímetro digital. Nesta figura é também possível observar um transdutor sem encapsulamento e outro já encapsulado, a haste com o núcleo do LVDT e os contactos realizados em placa de circuito integrado flexível. Estes últimos têm como função realizar a interface entre os fios de fina secção provenientes do enrolamento e os fios utilizados para conectar à placa de aquisição e processamento de sinal, o que aumenta a resistência da ligação, prevenindo a quebra dos fios dos enrolamentos dado estes apresentarem uma elevada fragilidade.



Figura 5.3 – Máquina de bobinagem automática.

Nesta figura é possível observar a máquina de enrolamento que serviu de apoio para a realização dos enrolamentos. Esta foi utilizada por estar preparada para este tipo de trabalho, facilitando o suporte do tubo do LVDT e da bobine de fio, para além de possuir um importante contador de voltas analógico que facilita a construção de todos os LVDT's com características idênticas. Não foi utilizada para realizar automaticamente os enrolamentos por se encontrar inoperacional, tendo estes sido realizados manualmente. Este processo é rigoroso, demorado e exige muito cuidado, a fim de evitar a quebra do fio e respeitar o facto de as espiras necessitarem de estar completamente alinhadas e sem sobreposições.



Figura 5.4 – Transdutor em processo de bobinagem.

Nesta imagem é possível observar um dos transdutores realizados no processo de bobinagem.

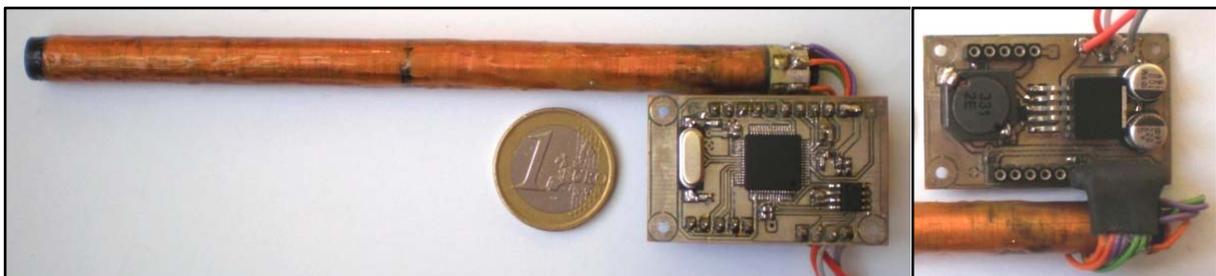


Figura 5.5 – Esquerda: Sistema completo sem o encapsulamento; Direita: Retaguarda da placa de condicionamento e processamento de sinal.

Através da figura é possível observar um dos transdutores construídos conectado à placa de aquisição e processamento de sinal antes de este ser encapsulado e preparado para ser colocado no monolugar. É também possível observar as duas faces da placa de circuito impresso com

26 x 42 x 12 mm onde está inserido o circuito de condicionamento, processamento e envio de dados para o barramento de CAN.

O sistema foi realizado com fio de secção mínima (o mínimo foi definido pela resistência do fio à sua quebra, tendo este de resistir a todo o enrolamento manual de maneira cuidadosa sem se quebrar) de forma a permitir um elevado número de espiras, aumentando assim a sua resistência e indutância. Este facto permite que os enrolamentos, quando expostos a um sinal em frequência, apresentem uma impedância suficientemente elevada, possibilitando que o microcontrolador tenha capacidade para fornecer a corrente necessária para o sinal de excitação do primário, não sendo assim necessário o uso de amplificadores de potência, o que permite reduzir as dimensões, peso e custo do circuito de condicionamento e processamento de sinal.

5.3 – Circuito de condicionamento, processamento de sinal e envio de dados

Nesta subsecção será apresentado todo o circuito de condicionamento e processamento de sinal, sendo referido o seu princípio de funcionamento, *hardware* e *software* necessário.

5.3.1 – Hardware

Desde o início do desenvolvimento deste sistema que as maiores preocupações eram a dimensão e o peso do circuito de condicionamento e processamento de sinal, pois era pretendido que este se apresentasse simples, deixando a cargo de um *software* mais complexo a maior parte do condicionamento e tratamento dos sinais obtidos. Os principais objectivos do *hardware* eram os de aplicar um sinal de excitação ao enrolamento primário, realizar a filtragem analógica dos sinais, adquirir os sinais provenientes dos enrolamentos e enviar/receber dados do barramento de CAN. Perante estes objectivos era clara a necessidade de um processador capaz de adquirir e processar os dados, preparando-os para serem colocados no barramento. Com a inclusão deste processador poderia também ser entregue a este a responsabilidade de aplicar o sinal em frequência ao enrolamento primário e, assim, evitar o uso de mais componentes. Para a aplicação deste sinal em frequência optou-se pela utilização de PWM, o qual será explicado no subcapítulo de *software*. O esquema da montagem utilizada para o *hardware* encontra-se na Figura 5.6 e o esquema eléctrico com o correspondente desenho da placa de circuito impresso no Anexo 4.

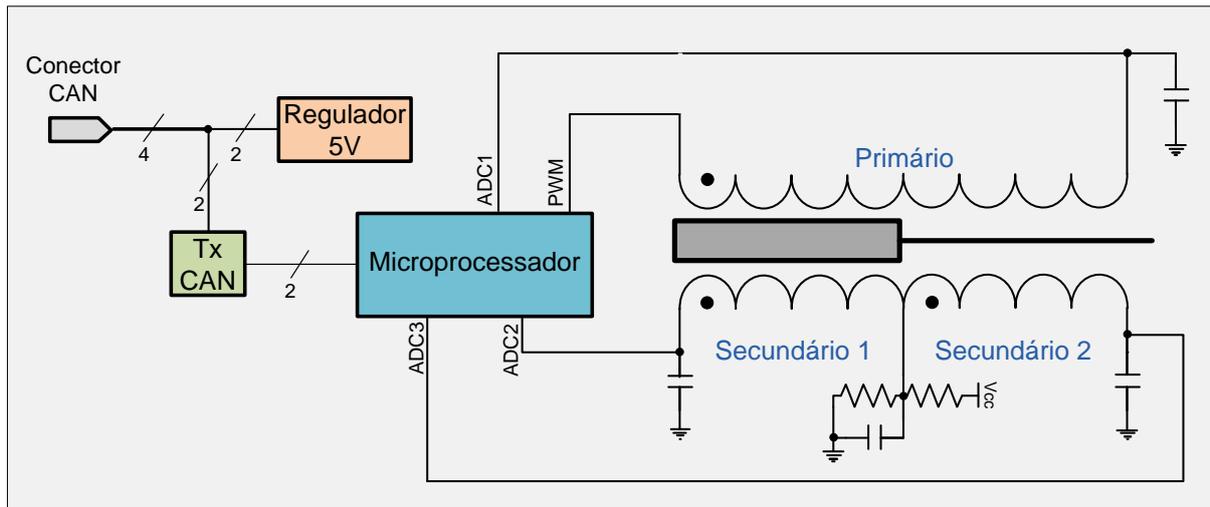


Figura 5.6 - Esquema do circuito de *hardware* de condicionamento e processamento de sinal do LDVT.

Através da análise do esquema é possível separar o *hardware* em quatro pequenos blocos, sendo o primeiro o regulador de tensão, o segundo o *transceiver* de CAN, o terceiro o microprocessador e o quarto os restantes componentes discretos necessários para aplicar uma tensão DC aos enrolamentos secundários (devido ao facto dos ADC's do microprocessador apenas funcionarem para tensões positivas) e aplicar filtragem analógica aos sinais.

O primeiro bloco torna-se necessário visto que todo o sistema é alimentado pela tensão da bateria do monolugar (aproximadamente $12 V_{DC}$) e que os circuitos integrados funcionam com tensões de $5 V_{DC}$. Para tal foi utilizado um conversor DC-DC, o TL2575 da *Texas Instruments*, que permite uma corrente máxima de saída até 1 A.

O segundo bloco é o *transceiver* de CAN da *Microchip Technology* MCP2551 que permite a interface do microcontrolador com o barramento de CAN.

O microprocessador utilizado é um DSP (Digital Signal Processor) da *Microchip Technology* (dsPIC30F6012A), por apresentar maior rapidez e capacidade de processamento que um microprocessador comum. Este é a peça chave do *hardware* deste sistema, por ser o responsável pela geração do sinal de excitação, aquisição dos sinais de tensão provenientes dos três enrolamentos, executar o seu processamento, estabelecer uma correspondência entre os valores obtidos e o valor de deslocamento correspondente e, finalmente, preparar os dados para serem enviados para o barramento de CAN através do *transceiver*.

5.3.2 – Software

Como já foi referido, para que se tornasse possível um sistema mais simples a nível de *hardware*, foi necessário desenvolver um sistema de *software* mais complexo implementando vários algoritmos, a fim de permitir atingir os objectivos traçados para este projecto. Neste ponto será explicado em pormenor todo o funcionamento deste *software* e dos seus algoritmos. Na Figura 5.7 encontra-se um fluxograma do funcionamento geral do *software* desenvolvido.

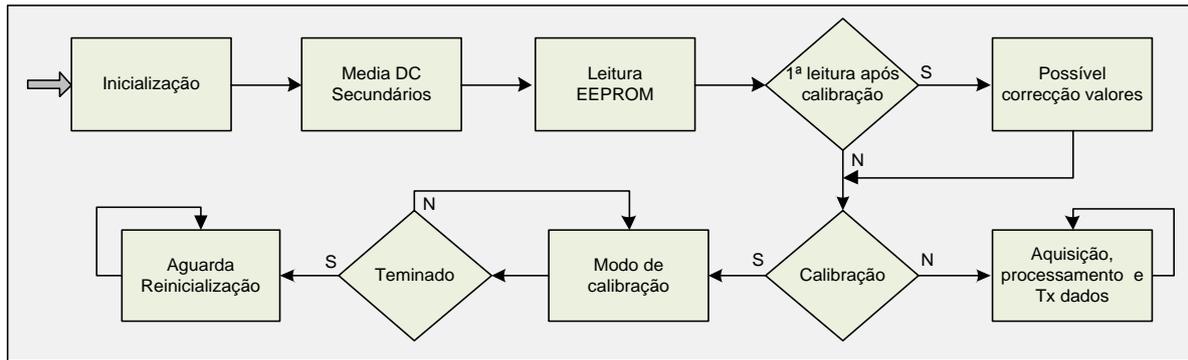


Figura 5.7 – Funcionamento geral do *software* de processamento do LVDT.

Após a inicialização do sistema é realizada a medição da tensão contínua (DC) aplicada aos enrolamentos primários de modo a esta poder ser utilizada para posteriormente retirar esta componente aos sinais adquiridos por meio dos ADC do microprocessador. A sua medição é realizada recorrendo a uma média de 256 amostras retiradas a cada um dos enrolamentos dos secundários, sendo por isso o valor final obtido da média de 512 amostras.

Depois de realizada a medição da tensão DC nos secundários é efectuado um carregamento da tabela de correspondências entre os valores obtidos e o deslocamento associado a estes valores da memória EEPROM para a memória RAM. Esta tabela é constituída por 120 valores para um deslocamento de 60 mm, sendo portanto a sua resolução de 0,5 mm.

Assim que é completado o carregamento da tabela para a memória RAM, o microcontrolador realiza uma verificação para confirmar se esta corresponde a uma tabela que foi criada recentemente por um processo de calibração ou não. Caso esta seja recente é executado um algoritmo de correcção de valores. Este consiste numa simples verificação da zona linear da característica do transdutor, sendo percorridos os valores verificando se o valor seguinte é inferior ao anterior. Caso não seja, o algoritmo tenta minimizar ou corrigir o erro trocando esse valor por uma média entre o anterior e o seguinte. Caso a calibração não tenha ocorrido recentemente este algoritmo não é executado.

Após esta verificação é realizada outra também muito simples, que apenas verifica se o dispositivo de calibração está ou não conectado. Se não estiver, o sistema entra no modo de funcionamento normal, onde realiza a aquisição, processo e envio do valor do deslocamento para o barramento de CAN. Se o dispositivo de calibração estiver conectado o sistema entra no modo de calibração. O fluxograma deste modo apresenta-se na Figura 5.8.

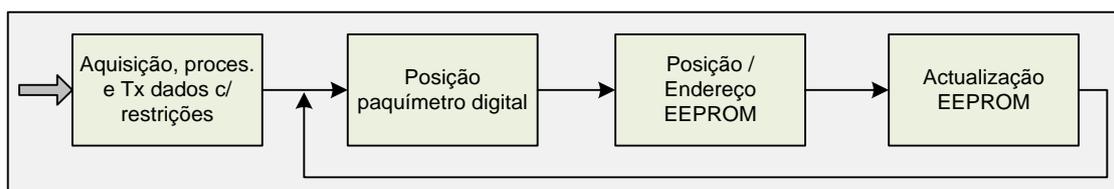


Figura 5.8 – Fluxograma do algoritmo de calibração.

Neste modo o sistema começa a funcionar como se estivesse no modo normal mas com a diferença que o temporizador da etiqueta temporal não é utilizado e não são enviadas mensagens para o barramento de CAN. A cada 512 valores da relação entre os secundários e o primário (o que corresponde à aquisição de 512 amostras num período de 132 ms) o sistema aguarda a obtenção da posição proveniente do paquímetro digital, associando em memória EEPROM o valor da relação à correspondente posição. Este processo é repetido até o cabo de calibração ser desconectado. Quando isto acontece o sistema fica em espera até ser reinicializado. O processo de calibração, se for realizado recorrendo a um processo automático, pode ser efectuado num período mínimo de 21 segundos (este tempo corresponde ao necessário para percorrer todas as posições da tabela de correspondência, estando cada posição limitada à frequência de aquisição do paquímetro que é de 175 ms).

Na Figura 5.9 encontra-se o fluxograma do algoritmo principal deste *software*, sendo este o responsável pela excitação do primário, aquisição de dados e seu processamento e, finalmente, pelo envio do valor do deslocamento para o barramento de CAN.

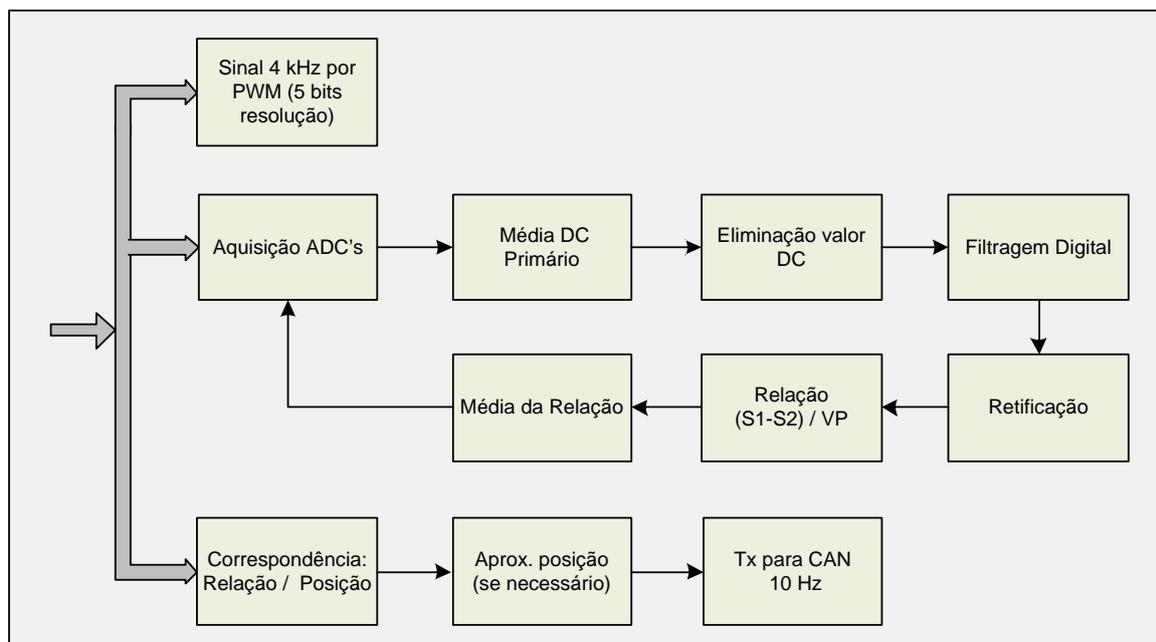


Figura 5.9 - Fluxograma do algoritmo de excitação do primário, aquisição, processo e envio de dados para o barramento de CAN.

Como é possível observar através do fluxograma anterior, o algoritmo realiza três diferentes tipos de tarefas em que o início de cada uma delas está associado a uma interrupção provocada por um dos três temporizadores utilizados.

O primeiro bloco é o responsável pela geração do sinal de excitação do enrolamento primário, o qual é realizado recorrendo à utilização de PWM. Este é gerado com uma frequência de 512 kHz e o seu ciclo de trabalho ("Dutty-cycle") é modificado com uma frequência de 128 kHz segundo os valores de um seno definidos numa tabela em memória. Esta é constituída por 32 níveis, o que

permite obter, quando aplicado ao enrolamento primário (ou a um filtro passa baixo com frequência de corte superior a 4 kHz), um sinal sinusoidal com 5 bits de resolução e uma frequência de 4 kHz.

Quanto à aquisição de amostras do sinal, esta é realizada recorrendo a uma decimação por 16 do sinal aplicado ao enrolamento primário, resultando um sinal adquirido com uma frequência de 250 Hz. Foi necessário recorrer à decimação por uma questão de sobrecarga do microprocessador, não sendo possível executar a aquisição e processamento de amostras a uma frequência muito superior à do sinal gerado. Os sinais adquiridos (um por enrolamento) são constituídos por 16 períodos do sinal original e cada um desses períodos constituído por 16 amostras, dando um total de 256 amostras armazenadas em três *buffers* circulares, os quais são actualizados a cada nova amostra, sendo a mais antiga substituída. Sempre que são adquiridas amostras estas são processadas antes da ocorrência de novas aquisições, sendo este o ponto mais crítico do algoritmo por ser necessário efectuar todo o processamento das amostras num tempo inferior ao tempo de aquisição (3878 Hz, correspondendo este valor a um período do sinal original mais uma defasagem correspondente a uma variação do ciclo de trabalho).

Este processamento consiste em determinar, numa primeira fase, a tensão contínua no enrolamento primário através da realização da média das últimas 256 amostras armazenadas no *buffer* correspondente, sendo que este valor é utilizado numa segunda fase para retirar a componente contínua contida no sinal. A terceira fase consiste na aplicação às amostras obtidas de um filtro digital FIR com seis coeficientes, janela *Kaiser* e frequência de corte de 300 Hz, onde a sua resposta em frequência é apresentada na Figura 5.10.

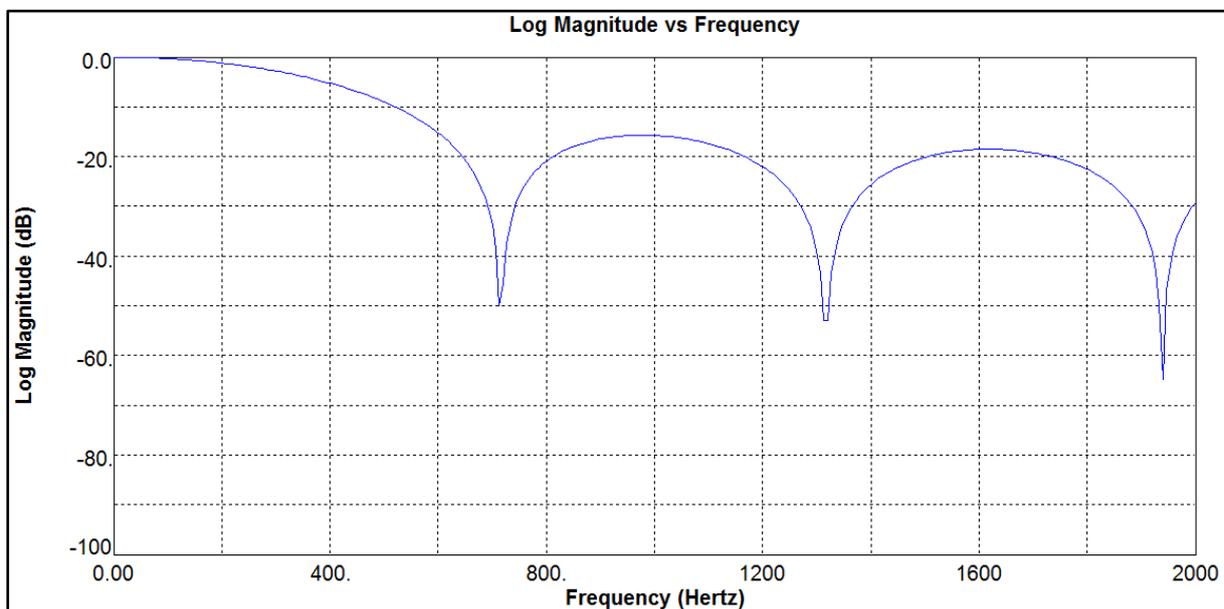


Figura 5.10 – Resposta em frequência do filtro digital FIR de 6 coeficientes e frequência de corte de 300 Hz.

Os coeficientes e a resposta deste filtro foram calculados recorrendo ao programa “dsPIC FD Lite” (*Digital Filter Design System*) da *Momentum Data Systems* especialmente concebido para funcionar com os DSP da *Microchip Technology* [30]. Este filtro tem como principal função a filtragem digital de ruído de alta frequência presente nos sinais adquiridos, melhorando assim a qualidade

destes. Foi utilizado um filtro FIR e não um IIR (reduzindo assim a eficiência e selectividade da filtragem) por limitações de processamento, pois um filtro recursivo requer um processamento mais demorado, o que inviabilizaria a meta temporal imposta para o processamento das amostras antes da ocorrência de novas aquisições.

Depois de as amostras serem filtradas recorre-se à rectificação do sinal (neste caso realizado em cada nova amostra), que consiste num processo simples de conversão das amostras negativas no seu simétrico. Estes valores são então guardados num outro *buffer*, sendo necessário por enrolamento um total de três *buffers*: um para as amostras adquiridas, que permite calcular o valor de tensão contínua presente nos sinais; um segundo para a aplicação da filtragem digital ao sinal; e, finalmente, um terceiro para guardar os sinais já rectificados e prontos para serem utilizados no cálculo da relação entre os secundários e o primário. Esta relação calcula-se segundo a equação 13.

$$Relação = \frac{S_1 - S_2}{P} \quad (13)$$

Onde S1 e S2 correspondem à média do sinal rectificado do primeiro e segundo secundários respectivamente e P à do enrolamento primário. Este valor é actualizado sempre que se adquire um novo conjunto de amostras, armazenando-se em memória, de forma circular, os últimos 256 valores calculados. Estes permitem calcular uma média do valor da posição do transdutor, sendo esta completamente actualizada a uma frequência de 15,15 Hz. O número de amostras utilizadas para o cálculo da média das relações representa um compromisso entre a frequência máxima com que é possível monitorizar o deslocamento e o erro associado a essa medição, podendo esta variar entre 1 e 256 amostras, o que corresponde a um ritmo de monitorização máximo entre 3878 Hz até 15 Hz respectivamente. Foi, portanto, escolhida uma frequência de monitorização de 10 Hz (abaixo da frequência máxima possível de 15 Hz, a fim de dar alguma margem de processamento, evitando uma possível sobrecarga e, conseqüentemente, um mau funcionamento do sistema), através da qual é enviado para o barramento de CAN o valor do deslocamento associado a uma etiqueta temporal.

Na Figuras 5.11 a 5.13 é possível observar imagens dos valores adquiridos e processados pelo microprocessador onde, em cada gráfico, está apresentado um dos *buffers* utilizados para o enrolamento primário.

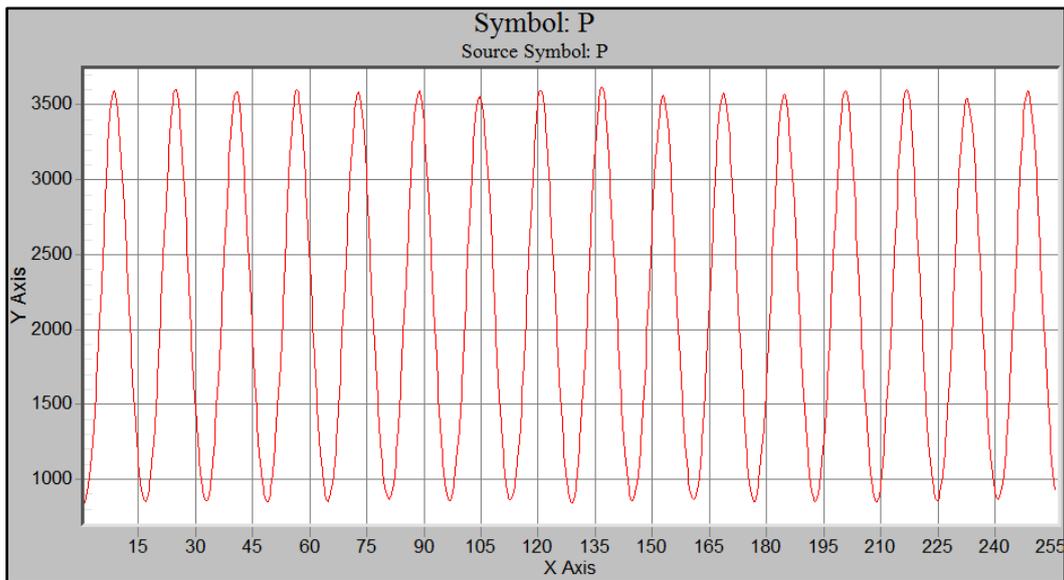


Figura 5.11 – Gráfico do sinal adquirido do enrolamento primário.

Neste primeiro gráfico apresentado é possível observar o sinal adquirido pelo ADC do microprocessador, o qual é utilizado para calcular a média da tensão DC do sinal.

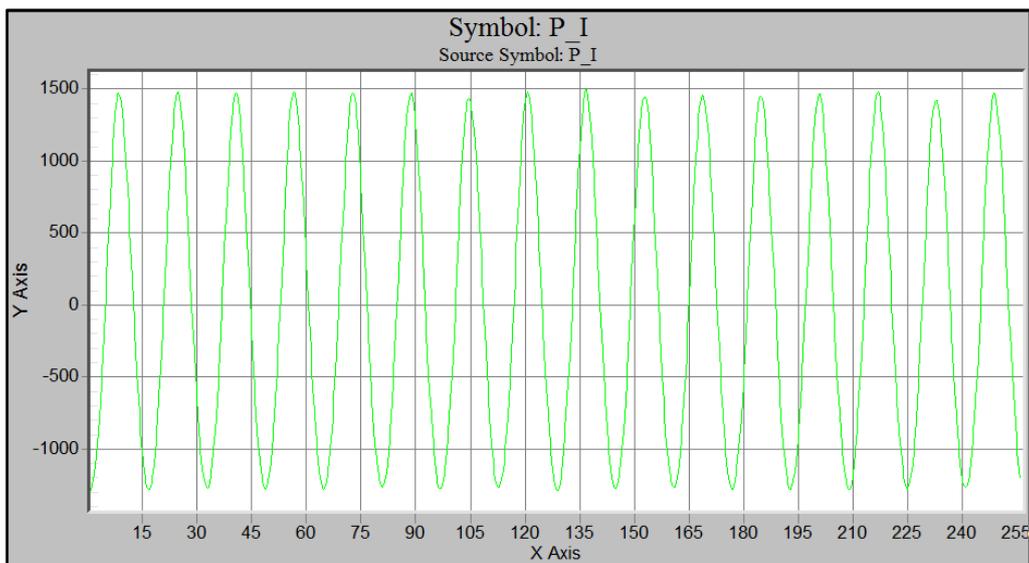


Figura 5.12 – Gráfico do sinal do enrolamento primário depois de subtraída a componente DC e realizada a filtragem digital.

Neste gráfico é possível observar o sinal ao qual foi subtraída a componente DC e ao qual foi aplicado o filtro digital FIR.

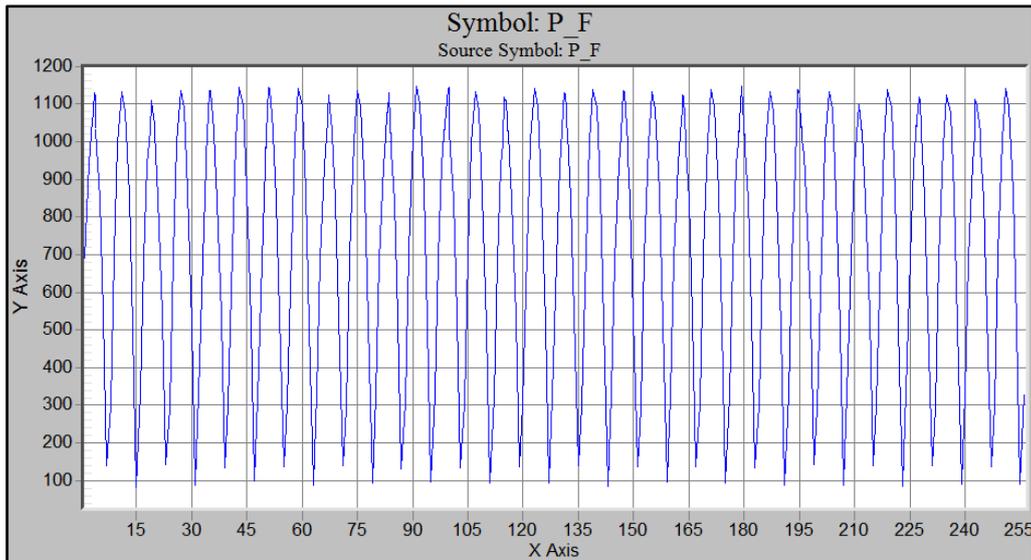


Figura 5.13 – Gráfico do sinal do enrolamento primário rectificado.

Neste último gráfico é possível observar o sinal após a rectificação, o qual é utilizado para os cálculos da relação entre os secundários e o primário.

Sempre que é necessário enviar uma mensagem para o barramento de CAN o algoritmo executa a procura da correspondência da relação com o valor de deslocamento correspondente. Este algoritmo funciona com base na procura por divisão, ou seja, vai partindo o vector sempre em duas metades até atingir o valor que deseja ou situar esse valor entre um intervalo existente. Na situação em que o valor da relação tem uma correspondência directa com um valor de deslocamento, o algoritmo termina e envia para o CAN o seu valor correspondente. Na situação de o valor da relação se encontrar dentro de um intervalo existente na tabela de correspondência, é utilizada uma aproximação por interpolação linear do valor através do declive da recta (eq. 14). O valor do declive m e o ponto de intersecção do eixo das ordenadas b podem ser calculados pelas equações 15 e 16 respectivamente.

$$Y = m x + b \quad (14)$$

$$m = \frac{y_{i+1} - y_i}{x_{i+1} - x_i} \quad (15)$$

$$b = y_i - m_i \cdot x_i \quad (16)$$

Assim que é realizada essa aproximação e se encontra o valor correspondente de deslocamento, o sistema coloca no barramento de CAN uma mensagem de dados com o valor de determinado.

5.4 – Sistema de calibração

De forma a tornar este sistema ainda mais autónomo, e visto ser sempre necessário calibrar os transdutores pelo menos uma vez, desenvolveu-se a possibilidade de realizá-lo de uma forma simples, rápida e precisa, recorrendo-se a um paquímetro digital (também conhecido como craveira). A calibração não é mais que um associar dos valores determinados pelo algoritmo de processamento numa tabela de correspondência com o valor da posição comunicada pelo paquímetro digital. Este método corresponde, portanto, ao que se pode entender como a calibração dos transdutores que, após realizada, fica registada e não é necessário voltar a realizá-la, a não ser que se pretenda calibrar novamente o transdutor.

5.4.1 – Funcionamento do paquímetro digital

Os paquímetros digitais actuais encontram-se, normalmente, dotados de uma saída digital de sinal. Na Figura 5.14 é possível observar essa saída que normalmente se encontra situada num pequeno compartimento localizado na zona lateral da ferramenta.



Figura 5.14 - Paquímetro digital com compartimento dos contactos digitais visíveis [32].

Esta porta digital é constituída por quatro pinos, sendo eles V_{DD} (3 V), CLK, DATA e $V_{BAT/2}$ (1,5 V). De fábrica estes pinos não são dotados de qualquer conector, sendo necessário abrir todo o instrumento se for pretendido adicionar um, facilitando assim a conexão. O protocolo de dados do paquímetro consiste em dois pacotes de 24 bit. Na Figura 5.15 é possível observar uma imagem proveniente de um osciloscópio da *Tektronix* onde é possível observar o sinal de relógio e o sinal de dados.

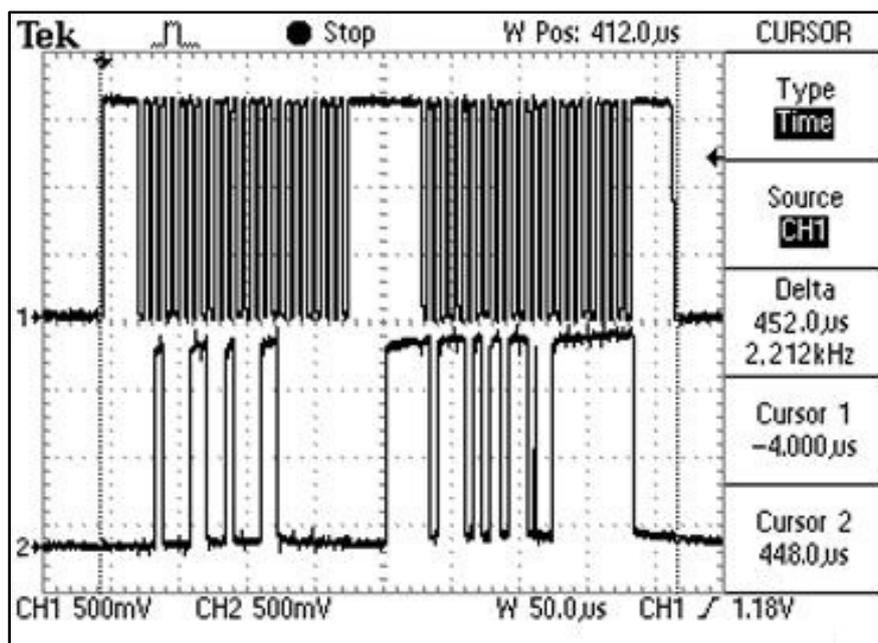


Figura 5.15 - Imagem do relógio (sinal superior) e dos dados provenientes de um paquímetro digital [33].

Uma comunicação completa de dados por parte do paquímetro tem aproximadamente 450 μ s de duração e é realizada periodicamente a cada 175 ms.

Os primeiros 24 bits da comunicação transmitem a posição do paquímetro em relação ao seu zero absoluto, consistindo, por isso, em dados pouco úteis dado que não existe qualquer informação sobre a posição desse zero e que este se altera cada vez que o paquímetro é ligado.

O segundo pacote de dados transmite a posição do paquímetro em relação ao zero que é definido quando este é ligado ou que pode ser definido pelo utilizador ao premir a tecla destinada a este fim (esta informação é, portanto, idêntica à apresentada no visor do instrumento). Este pacote de dados é, por isso, o utilizado para informar o sistema da posição de deslocamento em que se encontra, permitindo assim construir a tabela de correspondência valor/posição.

Os dados são enviados em complemento para dois do bit menos significativo para o mais significativo com um período de relógio de 7 μ s. Estes necessitam de ser escalados, ou seja, os dados apenas representam o número de passos que o paquímetro se desloca a partir da referência que foi definida. Correspondendo 806,299 passos a um milímetro (20480 passos = 1 polegada) é, assim, possível converter o valor recebido.

5.4.2 – Hardware e software desenvolvido

Para conectar o paquímetro digital ao circuito de condicionamento, processamento e envio de dados do sistema desenvolvido foi necessário criar uma pequena interface de ligação entre o paquímetro e o microprocessador. Isto porque, visto os sinais digitais provenientes do paquímetro apenas apresentarem uma amplitude de 1,5 V e os do microprocessador uma amplitude de 5 V, é

necessário converter os sinais lógicos provenientes do paquímetro para a mesma lógica digital do microprocessador. Para tal utilizou-se um circuito muito simples recorrendo a uma montagem comparadora, encontrando-se esta na Figura 5.16.

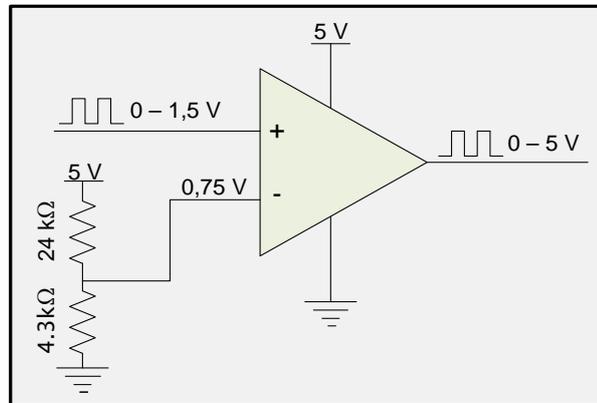


Figura 5.16 - Montagem comparadora utilizada para a interface entre o paquímetro digital e o microprocessador.

O comparador utilizado foi o LTC6702 da *Linear Technology* por possuir os dois comparadores necessários (um para o sinal de relógio e um para o sinal de dados), apresentar baixo consumo e ser dotado de um encapsulamento de pequenas dimensões.

A interface realizada encontra-se apresentada na Figura 5.17, onde é possível observar a sua reduzida dimensão. O seu esquema eléctrico apresenta-se no Anexo 5.

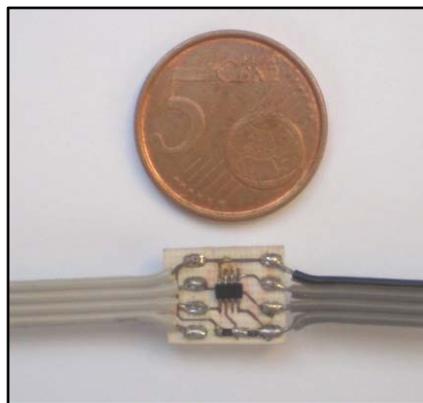


Figura 5.17 - Placa de circuito impresso da interface desenvolvida.

A nível de *software* foi necessário preparar o microprocessador para receber e processar os dados provenientes da interface realizada. Para tal, este recebe o sinal de relógio num pino associado a uma interrupção. Sempre que se pretende adquirir os sinais provenientes do paquímetro, e para evitar perdas de sincronização, é verificado se a linha de relógio se encontra no nível lógico zero durante um intervalo de tempo superior a 500 μ s, garantido assim que a interrupção não é activada no meio de uma comunicação já em curso. Assim que é activada a interrupção são

ignorados os primeiros 24 bits de dados e apenas os últimos 24 são processados. Os dados são adquiridos sempre que existe uma transição descendente do sinal de relógio.

Se o valor proveniente do paquímetro for negativo ou superior à escala do transdutor o sistema fica a aguardar a recepção de um valor dentro da escala para realizar a calibração.

Na Figura 5.18 encontra-se uma fotografia da interface conectada ao paquímetro digital e à placa de aquisição e processamento de sinal do transdutor LVDT desenvolvido.

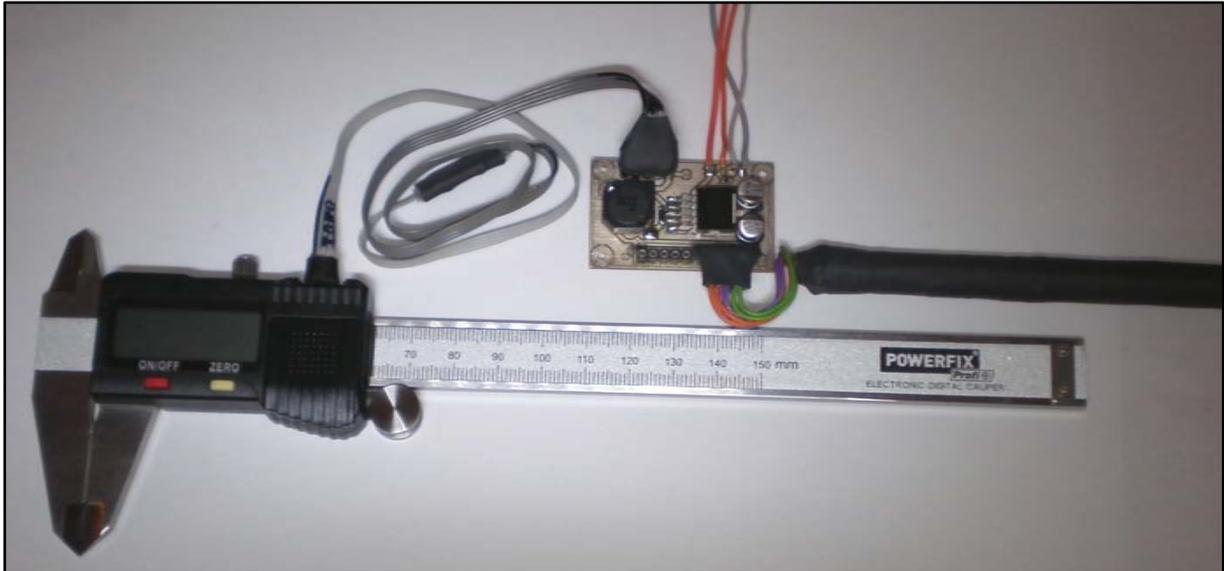


Figura 5.18 - Interface desenvolvida conectada ao paquímetro e ao LVDT desenvolvido.

Na Figura 5.19 encontra-se apresentado o sistema de calibração automático desenvolvido que permite de forma simples e precisa realizar a calibração dos transdutores desenvolvidos.

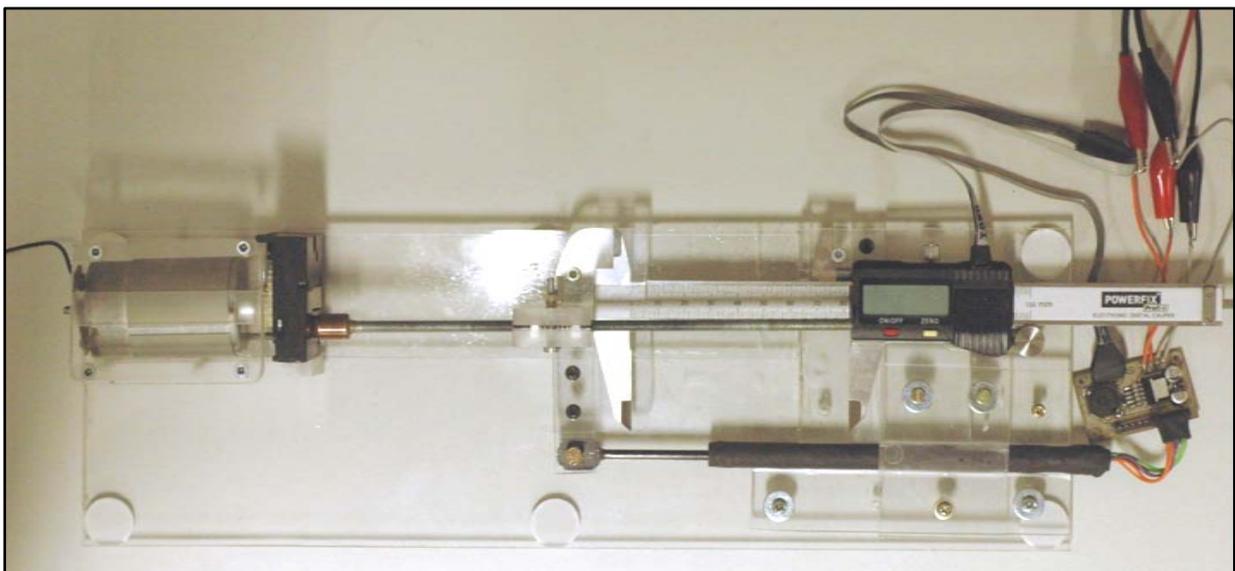


Figura 5.19 – Sistema de calibração automático desenvolvido.

Capítulo 6 – Resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados dos sistemas realizados, de forma a ser possível caracterizá-los e validar as suas especificações.

6.1 - Sistema de monitorização da pressão e temperatura nos pneus

Este sistema de medição directa é composto por um módulo localizado no interior de cada pneu que é responsável por efectuar as medições necessárias e transmitir os dados para o exterior do mesmo. O método de transmissão de dados utilizado baseia-se em rádio frequência na banda dos 315 MHz, utilizando modulação FSK (*Frequency Shift Keying*) com codificação Manchester.

No exterior dos pneus é utilizado um módulo receptor, responsável por receber as comunicações enviadas pelos quatro sensores localizados no interior dos pneus, processar os dados recebidos e canalizá-los para o barramento de CAN existente no monolugar.

O sistema é capaz de efectuar medidas de pressão no interior dos pneus de 100 a 450 kPa com uma resolução de 1,373 kPa (0,014 bar) e de temperatura de -40 a 125 °C com uma resolução de 1°C, o que se considera aceitável para a aplicação a que este se destina.

No que diz respeito às dimensões e ao peso, o módulo emissor desenvolvido apresenta 43 x 30 x 10 mm e pesa 10 gramas (incluindo bateria e respectivo módulo de carregamento). Quanto ao módulo receptor este apresenta um total de 50 gramas (incluindo o módulo CAN_PIC_FST e os cabos de ligação, sendo que o *hardware* desenvolvido pesa apenas 15 gramas).

Apesar de este, até à presente data, ainda não ter sido montado no veículo de competição com o propósito de ser testado em condições reais, foi possível validar o seu funcionamento em laboratório, estabelecendo-se comunicação entre o módulo emissor e o módulo receptor, sendo, posteriormente, os dados enviados correctamente para o barramento de CAN.

Para simular algumas das interferências que serão encontradas em condições reais, testou-se o sistema junto de uma placa de alumínio, a fim de simular a jante do monolugar, e, de seguida, envolveu-se o referido conjunto com um pneu do mesmo. Realizando este teste foi possível validar o seu funcionamento, conseguindo-se estabelecer comunicação a distâncias superiores a 10 metros. Para além disso, o sistema foi também colocado em funcionamento próximo de motores para se verificar se estes afectavam o circuito, no entanto, não foi detectada qualquer influência negativa no sistema.

Relativamente ao algoritmo de economia de bateria, este foi testado a fim de validar o seu funcionamento e o cumprimento dos modos de economia de bateria. Realizando a medição do sistema verificou-se que este, quando em emissão contínua, consome aproximadamente 3 mA e que cada emissão completa (aquisição, processamento e envio) demora 3,16 ms, sendo, por isso, o

consumo por emissão de 9.5 μA . Uma vez que o sistema emite os dados apenas de 3 em 3 segundos e que nesse intervalo de tempo se encontra em espera, o seu consumo nesse período é de aproximadamente 185 μA , o que corresponde a 99,895% do tempo de um ciclo (emissão completa + tempo de espera). Deste modo, e tendo em conta o valor referido anteriormente, obtém-se no sistema um consumo total de 554 μW por ciclo. Se considerarmos o sistema continuamente em emissão e este se encontrar alimentado por uma bateria de capacidade 65 mAh, como é o caso do sistema desenvolvido (702 J), é possível estimar a duração máxima da bateria do sistema para aproximadamente 15 dias. Se este se encontrar em modo de economia de bateria, o consumo medido foi de 98 μA , o que resulta numa duração máxima de 28 dias. No entanto, o fabricante anuncia para o sistema um consumo mínimo de 4 μA , o que possibilitaria uma duração teórica da bateria para um período de 1 ano e 10 meses. Na realidade este valor é inferior devido à degradação natural da carga da bateria e de consumos relacionados com os testes de inactividade e respectivo processamento realizados pelo sistema. Esta grande diferença de consumo deve ser estudada em pormenor, sendo necessário realizar uma análise mais exaustiva a todos os módulos que se encontram em funcionamento no integrado MPXY8300, a fim de se desligar cuidadosamente o maior número de módulos possível sem desactivar funcionalidades vitais, tentando assim reduzir o consumo.

Em relação ao sistema de carregamento da bateria por indução, foi realizado o estudo para o seu desenvolvimento e foram testados os circuitos necessários para o seu funcionamento, no entanto, não foi possível realizar um circuito para o carregador suficientemente fiável e eficaz, a fim de gerar um campo que alcança-se a distância necessária para este sistema. Uma desvantagem deste sistema é o facto de que, quando aplicado ao módulo emissor, impossibilita receber mensagens emitidas por este, uma vez que o forte campo electromagnético aplicado afecta a comunicação de rádio frequência.

Nas Tabelas 6.1 e 6.2 encontram-se apresentadas as tabelas relativamente à comparação dos resultados com os objectivos e as principais diferenças entre o sistema desenvolvido e a sua geração anterior.

Tabela 6.1 – Comparação entre os objectivos e os resultados atingidos para o primeiro sistema desenvolvido.

Requisitos	Objectivos	Resultados
Alcance temperatura] 0 °C ; 80 °C [[-40 °C ; 125°C]
Alcance pressão	[100 kPa ; 250 kPa [[100 kPa ; 450 kPa]
Tx. de dados s/fios	Alcance > 4 metros	Alcance > 10 metros
Peso	< 20 g	10 g
Método de fixação	Resistente e de fácil substituição	Por cinta em torno da jante
Alimentação	Pilha ou bateria de iões de lítio	Bateria de iões de lítio
Duração Bateria	>365 dias	28 dias
Dados obtidos	Canalizados para CAN bus	Obj. atingido

Tabela 6.2 - Principais diferenças entre o sistema desenvolvido e a sua geração anterior.

Propriedades	2ª Geração	Sistema desenvolvido
Alcance temperatura	[-40 °C ; 125°C]	[-40 °C ; 125°C]
Alcance pressão	[250 kPa ; 450 kPa]	[100 kPa ; 450 kPa]
Resolução Temperatura	1 °C	1°C
Resolução Pressão	2,5 kPa (0,025 bar)	1,373 kPa (0,014 bar)
Consumo	-	98 µA
Frequência Tx. dados	433 MHz	315 MHz
Modulação	ASK	FSK
Fornecimento Energia	Pilha	Bateria iões lítio (65 mAh)

6.2 - Sistema de monitorização do curso da suspensão

Este sistema foi desenvolvido com o intuito de evoluir e substituir a versão anterior realizada por um dos colaboradores do Projecto FST, sendo o seu principal objectivo tornar-se mais independente, estando todo o condicionamento e processamento de sinal incorporado junto do transdutor, evitando assim ligações desnecessárias e simplificando a arquitectura e custos do sistema.

Sem o encapsulamento, o sistema (conjunto de um transdutor e correspondente circuito de condicionamento e processamento de sinal) apresenta um peso de 45 gramas.

O seu consumo de corrente é de 162 mA à tensão de alimentação de $V_{DD} = 5\text{ V}$, o que perfaz uma potência de 810 mW. O consumo deste sistema é um factor importante, dado que tem como finalidade ser implementado no veículo de competição em desenvolvimento, o FST-04, e uma vez que este é um veículo eléctrico, todos os consumos extras provocam perda de autonomia. O elevado consumo apresentado por este sistema em relação ao anterior (48, 5 mW) deve-se à elevada frequência ao qual o microprocessador digital de sinal necessita de operar (64 MHz) para que seja possível realizar todas as tarefas a seu cargo.

Quanto às dimensões do sistema desenvolvido, o transdutor apresenta um comprimento total de 145 mm, apresentando um curso até 60 mm. O sistema desenvolvido permite monitorizar deslocamentos a uma frequência de 10 Hz com uma resolução de décimas de milímetro. O seu erro máximo determinado experimentalmente não ultrapassa a décima de milímetro quando o transdutor se encontra imóvel numa determinada posição do curso. Quanto ao erro de medida quando comparado com o deslocamento apresentado pelo paquímetro, é possível observar através da Figura 6.1 os resultados obtidos.

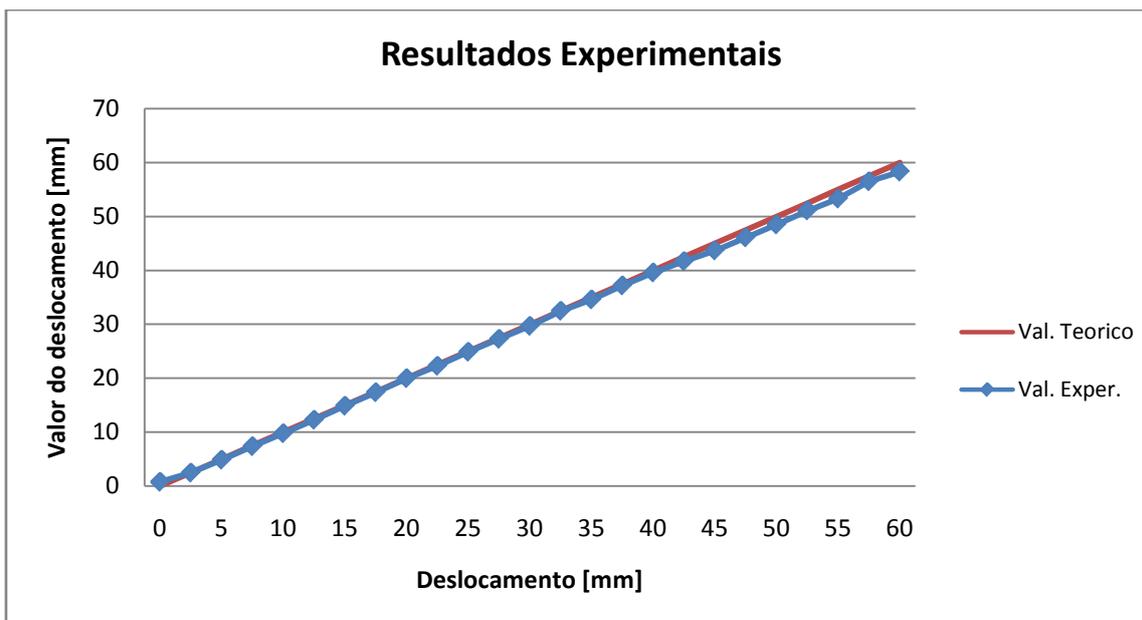


Figura 6.1 – Resultados de medição experimental versus teórica.

Na figura anterior é possível observar os resultados experimentais do sistema desenvolvido, verificando-se que o seu comportamento é quase linear, mas que, ao aproximar-se do fim de escala, o erro entre o valor teórico e experimental vai-se acumulando, sendo 1,7 mm o valor do erro máximo medido entre o valor real e o indicado pelo sistema. Este é provocado por erro acumulado no processo de calibração que, através do melhorando do sistema de calibração automático pode ser minimizado.

No que diz respeito a testes dinâmicos, estes também foram realizados manualmente, sendo efectuadas rápidas movimentações do curso do transdutor a fim de observar os resultados da sua monitorização. Após a sua análise verificou-se que o transdutor reage positivamente a grandes variações de deslocamento do seu curso em períodos de tempo muito curtos. Apesar de não ser possível verificar a validade da posição do mesmo no referido instante devido à rápida movimentação, é possível verificar uma correcta tendência dos valores no percorrer do curso do transdutor.

Nas Figuras 6.2 a 6.4 é possível analisar os valores adquiridos pelos ADC do microprocessador, podendo-se observar o comportamento do enrolamento primário e dos dois secundários.

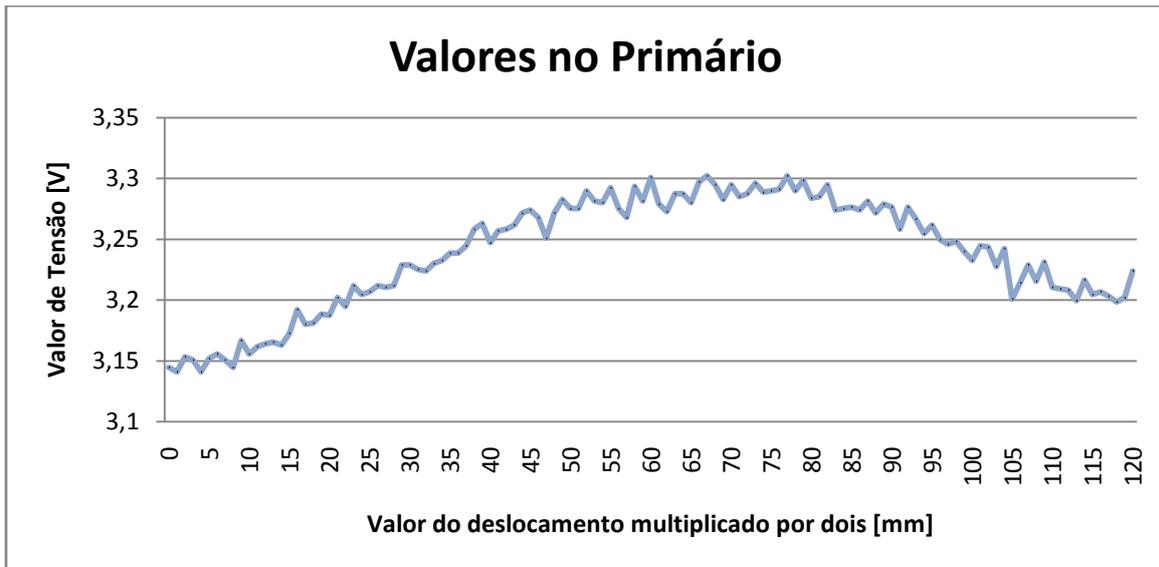


Figura 6.2 – Gráfico correspondente aos valores obtidos pelo ADC do enrolamento primário em relação ao deslocamento.

Nesta figura é possível observar um gráfico dos valores obtidos pelos ADC do microprocessador para o enrolamento primário. A sua variação máxima é de aproximadamente 245 mV, sendo esta provocada pela variação de corrente no enrolamento primário.

Na Figura 6.3 encontram-se os valores de tensão obtidos pelos ADC do microprocessador presentes nos dois enrolamentos secundários.

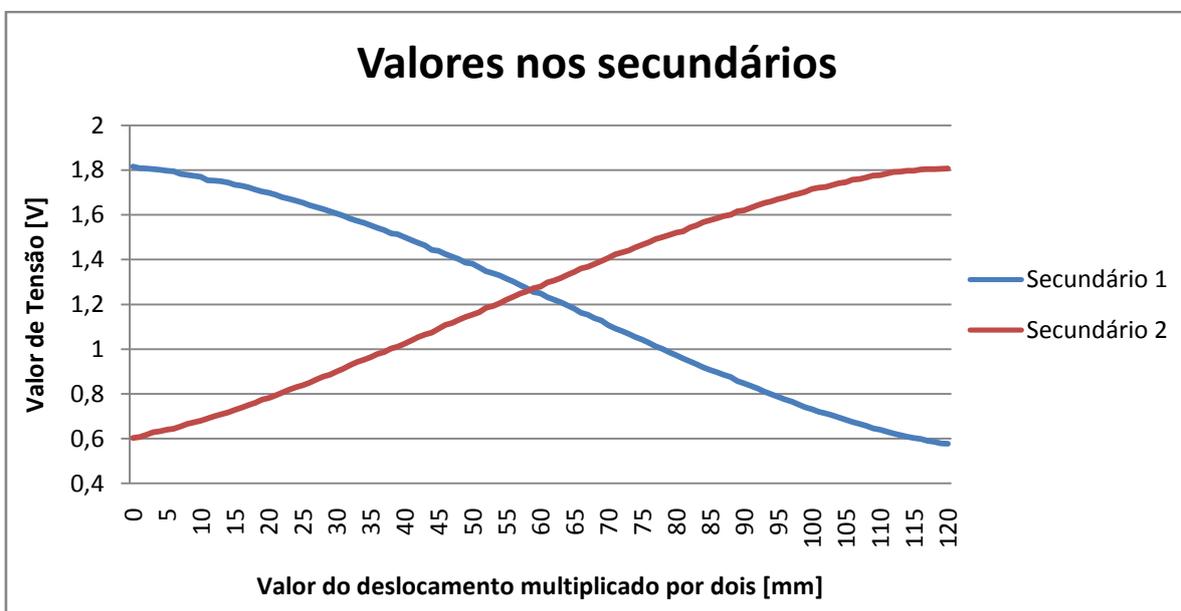


Figura 6.3 – Gráfico correspondente aos valores obtidos pelos ADC dos dois secundários em relação ao deslocamento.

Através da análise da figura anterior, e apesar de o comportamento não ser linear, verifica-se ser possível utilizar estes valores para determinar uma variação de posição, pois em todo o seu curso os valores são sempre crescentes para o secundário 2 e decrescentes para o secundário 1.

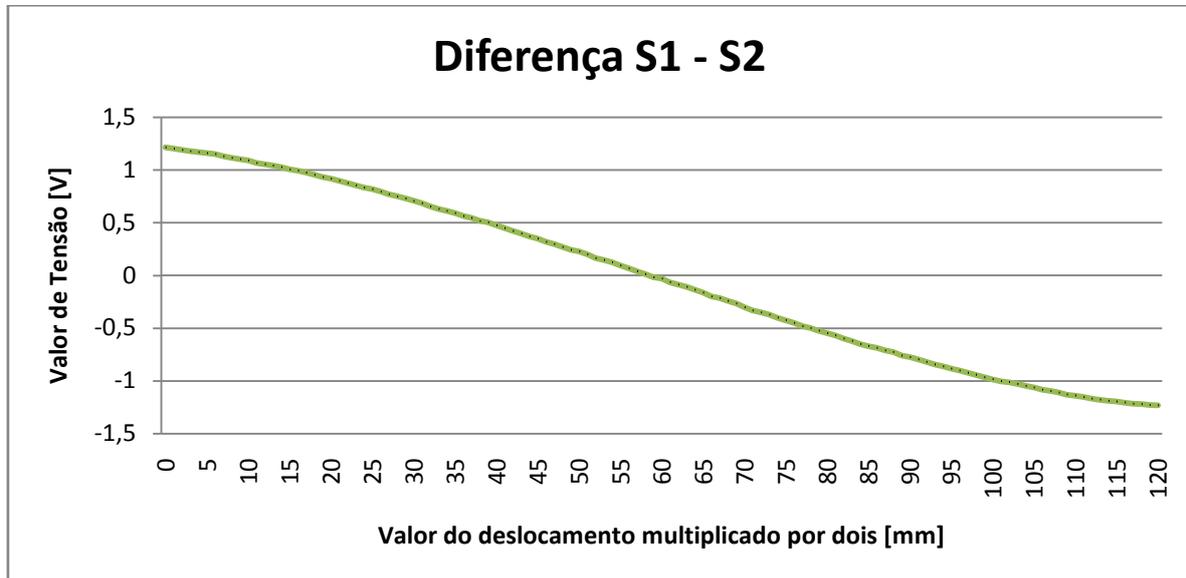


Figura 6.4 – Gráfico correspondente à diferença entre os dois secundários dos valores obtidos pelos ADC.

Nesta figura é possível observar o resultado da diferença entre o primeiro e o segundo secundários, valores estes que são posteriormente utilizados para o quociente com os valores da Figura 6.2, dando origem à característica do transdutor apresentada na Figura 6.5. Esta não é mais que a tabela de correspondência utilizada para fazer a associação da relação obtida (entre os secundários e o primário) e o valor de deslocamento.

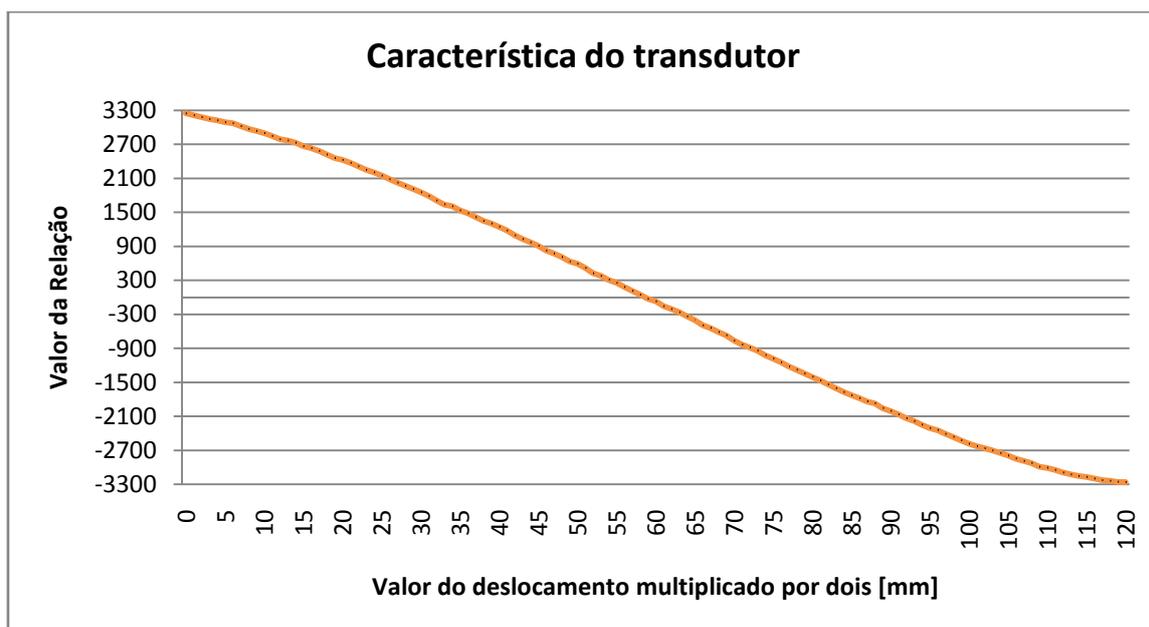


Figura 6.5 – Característica do LVDT determinada pelo cálculo da relação da equação 13.

A característica do sistema é o resultado da relação apresentada na equação 13, sendo esta utilizada como tabela de correspondência entre o valor obtido e o correspondente valor de deslocamento. Esta associação, como já foi referido, é realizada recorrendo à utilização de um paquímetro digital que mede o deslocamento e comunica ao sistema a posição em que se encontra.

Nas Tabelas 6.2 e 6.3 encontram-se apresentadas as tabelas relativamente à comparação dos resultados com os objectivos e as principais diferenças entre o sistema desenvolvido e a sua geração anterior.

Tabela 6.3 - Comparação entre os objectivos e os resultados atingidos para o segundo sistema desenvolvido.

Requisitos	Objectivos	Resultados
Condicionamento sinal	Incorporado e baseado num μ Proc.	Obj. Atingido
Saída digital	CAN bus	Obj. Atingido
Curso Medição	> 50 mm	60 mm
Peso	< 100 g	45 g
Comprimento	< 150 mm	145 mm
Resolução	> 1 mm	0,1 mm
Frequência Aquisição	20 Hz	10 Hz
Erro Máximo	N. D.	2 mm
Consumo	N. D.	162 mA

Tabela 6.4 - Principais diferenças entre o sistema desenvolvido e a sua geração anterior.

Propriedades	2ª Geração	Sistema desenvolvido
Estrutura	2L	2L
Curso de Medição	55 mm	60 mm
Comprimento	130 mm	145 mm
Consumo Potência (5V)	48,5 mW	810 mW
Sinal de Saída	0 – 5 V	Digital para CAN bus
Frequência Aquisição	20 Hz	10 Hz

6.3 - Implementação dos sistemas no monolugar

Visto nenhum dos sistemas ter sido implementado no monolugar FST-03 para validar as suas especificações, estes estarão prontos a ser instalados no novo monolugar em desenvolvimento pela equipa do Projecto FST (FST-04), sendo este um veículo eléctrico.

Os módulos emissores do sistema de monitorização da pressão e temperatura no interior dos pneus serão instalados pela equipa de mecânica por meio da colocação de uma cinta de fixação colocada ao redor das jantes do monolugar. Estes deverão estar protegidos a fim de resistir às elevadas forças aos quais estão sujeitos, assim como à humidade e sujidade existentes num ambiente de interior de um pneu. Quanto aos módulos receptores deverão ser instalados no interior de uma das caixas de alumínio utilizadas pela equipa de electrónica, sendo necessária a colocação de uma antena externa para a qual a placa de circuito impresso já se encontra preparada para receber (dispondo dos componentes necessários para uma adaptação típica a 50 Ω).

Quanto ao sistema de monitorização das suspensões do veículo, seguiu-se um método de fixação idêntico ao da geração anterior, evitando assim grandes alterações às fixações presentes no monolugar. A sua ligação ao barramento de CAN é realizada utilizando os conectores da SureSeal utilizados pela equipa de electrónica no veículo de competição. Na Figura 6.6 encontra-se a ficha Mini-SureSeal 120-8552-102, a qual é utilizada junto do sistema desenvolvido e que é conectada na ficha SureSeal 120-1806-000 (Figura 6.7) presente na instalação do barramento eléctrico de CAN existente no monolugar.



Figura 6.6 – Ficha Mini-SureSeal 120-8552-102 utilizada para conectar o sistema [10].



Figura 6.7 – Ficha SureSeal 120-1806-000 presente no monolugar [10].

6.4 – Conclusões

Nesta dissertação foram realizados dois sistemas de aquisição de dados em tempo real com o propósito de monitorizar um veículo de competição. Os sistemas desenvolvidos foram um de monitorização da pressão e temperatura no interior dos pneus, em inglês designado por TPMS (*tire pressure monitoring system*), e outro de monitorização do curso da suspensão.

Em relação ao primeiro sistema pretendia-se que este fosse capaz de medir pressões que pudessem variar entre a pressão atmosférica e uma pressão superior a 250 kPa (2,5 bar) por essa ser aproximadamente a pressão que é utilizada nos pneus do veículo. Quanto à temperatura pretendia-se que fosse possível medir um intervalo de 0°C até pelo menos 80 °C. Devido à escolha do integrado MPXY8300 da *Freescale Semiconductor* é possível obter um alcance de pressão entre 100 e 450 kPa, ou seja, o equivalente entre 1 e 4,5 bar, e um alcance de temperatura entre - 40 e 125 °C, sendo portanto intervalos superiores aos mínimos necessários para este sistema. Pretendia-se também, visto que o sistema recorre a comunicações sem fios para transmitir os dados, que este apresentasse capacidade para resistir a interferências destrutivas causadas pela proximidade das jantes e dos pneus do monolugar, conseguindo atingir uma distância de comunicação mínima de 4 metros. Este teste foi realizado em laboratório e foi possível verificar a existência de comunicação a distâncias de aproximadamente 10 metros.

Quanto ao seu peso e dimensões foi possível realizar os módulos emissores com um peso total de 10 gramas e dimensões de aproximadamente 43 x 30 x 10 mm, o que se pode considerar um sucesso.

Apesar de não terem sido obtidos os resultados pretendidos do sistema de carregamento por indução, este revela-se um sistema muito vantajoso e simples para efectuar o recarregamento das baterias localizadas no interior dos pneus, sendo uma mais-valia deste sistema.

O segundo sistema responsável pela medição do curso da suspensão tinha como principal objectivo substituir o já existente por um mais independente, evitando os inconvenientes de se recorrer a um módulo de processamento comum, minimizando assim as ligações necessárias. Para tal pretendia-se desenvolver um transdutor inteligente com condicionamento de sinal incorporado, sendo a sua saída em formato digital especialmente preparada para conectar directamente ao barramento CAN existente no monolugar.

Ao desenvolver este sistema era desejável que o seu circuito de condicionamento e processamento de sinal apresentasse dimensões e peso reduzidos. Obteve-se um transdutor com um comprimento de 145 mm, um circuito de condicionamento e processamento de sinal com 25 X 45 mm e um peso total (transdutor + núcleo + condicionamento de sinal) sem encapsulamento de 45 gramas, o que se pode considerar um peso aceitável para o sistema. O principal sucesso deste sistema foi o de ser apenas necessário um microprocessador e alguns componentes adicionais para realizar o *hardware* necessário para a placa de condicionamento de sinal. O microprocessador ficou encarregue de várias tarefas utilizando diversos algoritmos, o que permitiu poupar nos custos do sistema. Todas essas tarefas são de extrema importância, sendo elas: gerar o sinal alternado a aplicar ao enrolamento primário, adquirir os dados provenientes dos três enrolamentos, processar os dados em

tempo real, determinar o valor do deslocamento e colocar no barramento de CAN existente no monolugar a informação do deslocamento e do momento em que este se verifica.

Quanto à resolução deste sistema, inicialmente admitia-se a possibilidade de detectar variações de 1 milímetro como suficiente para caracterizar o comportamento da suspensão do veículo, dado que o seu curso é de 50 mm e as próprias irregularidades do asfalto provocam variações superiores a esta resolução. Desenvolvido o sistema, é possível monitorizar um curso de 60 mm a uma frequência de 10 Hz, com resolução de décimas de milímetro e um erro estático não superior a 0,1 mm. A frequência de monitorização pode ser superior mas, no entanto, existe um compromisso entre a frequência máxima de aquisição e o erro do sistema, sendo que, ao aumentar a frequência de monitorização o erro estático aumenta também.

Este sistema permite ser alimentado por uma fonte de tensão DC entre 5 e 40 V, apresentando à sua saída uma ligação para um barramento de CAN para o qual são enviados os dados.

A estratégia adoptada para desenvolver todo este sistema permite utilizar esta placa de condicionamento e processamento de sinal, não só para esta aplicação, mas para várias outras aplicações, podendo o transdutor variar as suas dimensões, sendo apenas necessário configurar a tabela de relações para o deslocamento e resolução pretendida. No entanto, o PWM apenas está preparado para fornecer valores de corrente até 50 mA aos enrolamentos primários, sendo sempre necessário, aquando a construção de um novo transdutor, garantir que este apresenta uma resistência superior a 100Ω. O facto de a calibração deste sistema poder ser realizada pelo próprio utilizador recorrendo a um sistema automático e rigoroso faz deste sistema uma potente ferramenta para a aplicação em áreas como a indústria.

6.5 – Trabalho Futuro

Quanto ao sistema de monitorização da pressão e temperatura nos pneus verificou-se a necessidade de reanalisar a estrutura interna do integrado MPXY8300, a fim de permitir desactivar o maior número de módulos por software quando o sistema se encontra em modo inactivo com o propósito de diminuir o consumo e assim prolongar a duração da bateria. Uma outra necessidade que se verificou é a de reanalisar a estrutura do circuito do carregador e das bobinas de excitação, a fim de aumentar o alcance e potência do sistema, tornando assim possível a sua utilização e garantindo a sua fiabilidade.

Quanto ao sistema de monitorização do curso da suspensão, pode-se continuar a sua evolução com o objectivo de atingir melhores resoluções e minimizar o erro associado à medida. Estas evoluções devem ser realizadas tanto a nível de hardware como software.

Ambos os sistemas devem ser implementados num monolugar operacional com o intuito de realizar os testes em condições reais.

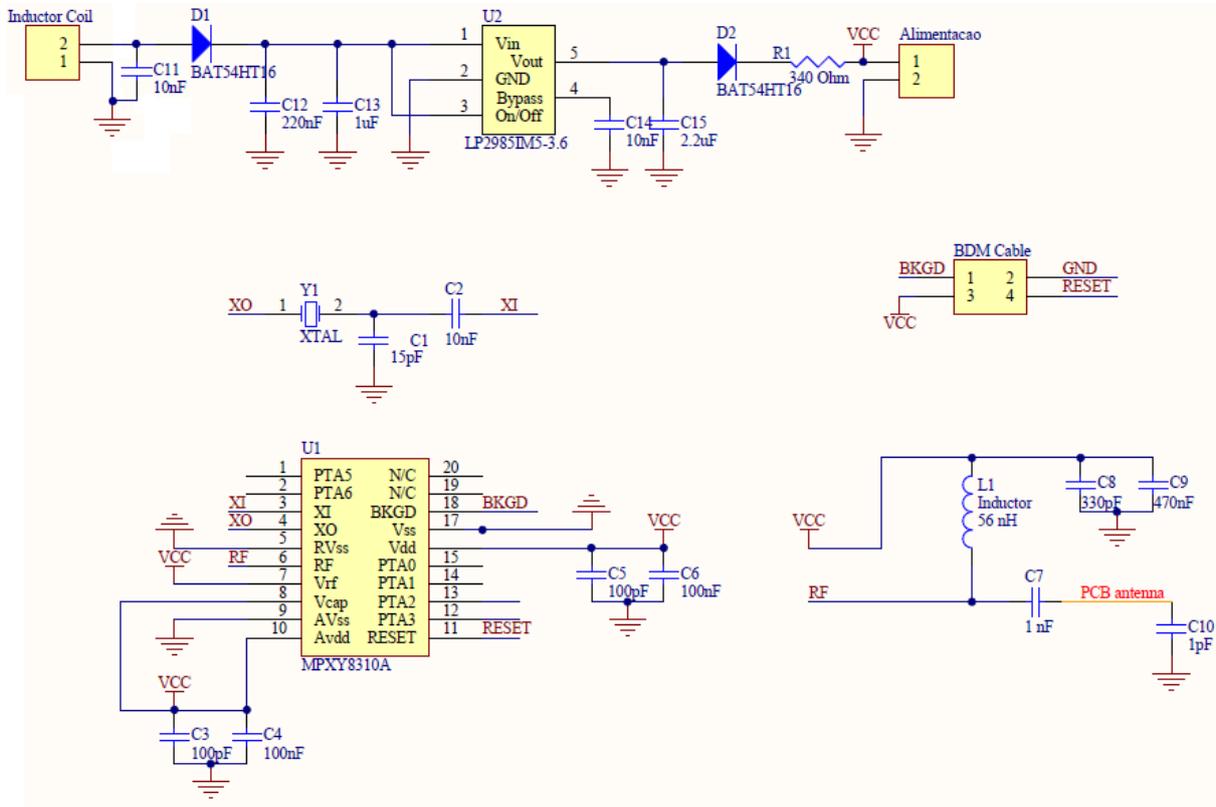
Referências

- [1] Formula Student, Institution of Mechanical Engineers, 2007, <http://www.formulastudent.com/aboutus/>, acesso em Janeiro de 2010.
- [2] Projecto FST, <http://fst.dem.ist.utl.pt/index.php/pt/>, acesso em Janeiro de 2010.
- [3] Kartodromo Internacional de Palmela, <http://www.kip.pt/menu.php>, acesso em Janeiro de 2010.
- [4] Olhares, http://olhares.aeiou.pt/fst-03_no_12o_aniversario_do_kip_foto3113225.html, acesso em Janeiro de 2010.
- [5] David Copeto, “Automotive data acquisition system”, IST, Lisboa, Outubro 2009.
- [6] Bartec, Bartec USA, http://www.bartecusa.com/tire_pressure_monitoring_systems.htm, acesso em Janeiro de 2010.
- [7] Run-flat tire, Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Run-flat_tire, acesso em Janeiro de 2010.
- [8] “Integrating Tire Pressure Monitoring System (TPMS) Solutions”, Freescale Semiconductor, <http://www.freescale.com/files/ajax/flvplayer/flashvideoplayer.html?video=/files/graphic/other/TF2008/Video/AA132.flv>, acesso em Janeiro de 2010.
- [9] Pedro Lopes, “Sistema de Sensores para Carros de Competição Integrado na Formula Student”, IST, Lisboa, Setembro 2008.
- [10] Rui Andrade, “Sistemas Electrónicos para o Projecto FST”, IST, Lisboa, Outubro 2009.
- [11] University of Colorado at Boulder, Interactive Simulation, “Faraday’s Electromagnetic Lab”.
- [12] Inductive Charging, Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Inductive_charging, acesso em Setembro de 2010.
- [13] Imagem de carregador de comandos para Wii, <http://www.geeky-gadgets.com/new-energizer-wiimote-induction-charger-25-11-2009/>, acesso em Setembro de 2010.
- [14] Imagem de escova de dentes eléctrica, <http://www.pixmania-pro.com/pt/pt/737282/art/oral-b/escova-de-dentes-electric.html>, acesso em Setembro de 2010.
- [15] Imagem de carregador, <http://www.amazon.com/PowerPlate-Wireless-Induction-Charger-iPhone/dp/B002UWG9GK>, acesso em Setembro de 2010.
- [16] Applied Measurements LTD, 2004, <http://www.appmeas.co.uk>, acesso em Setembro de 2010.
- [17] MicroStrain, 2010, <http://www.microstrain.com>, acesso em Setembro de 2010.

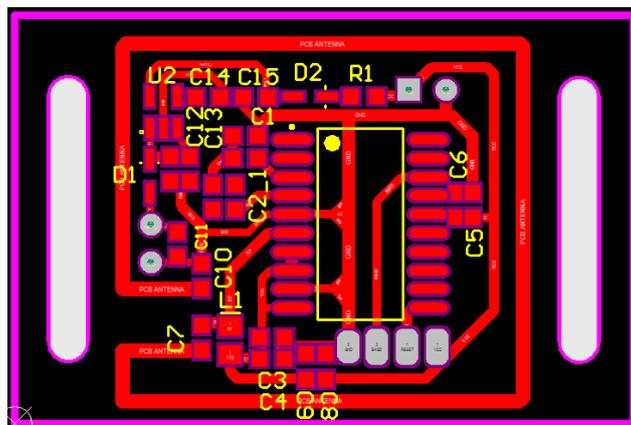
- [18] Imagem de transdutores LVDT, httpimg.directindustry.com/images_diphoto-glvdt-displacement-transducer-39723.jpg, acesso em Setembro de 2010.
- [19] Robert Bosch GmbH, "CAN Specification Version 2.0", Stuttgart, 1991.
- [20] Controller Area Network, Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Controller_area_network, acesso em Setembro de 2010.
- [21] Serial Peripheral Interface Bus, Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface_Bus, acesso em Setembro de 2010.
- [22] Irene Silva Farias, Princípios de comunicação II, 2007, <http://professores.unisanta.br/isfarias/Materia/Principios%20de%20Comunicacao%20II/modigital.pdf>, acesso em Setembro de 2010.
- [23] Carlos Corrêa; Fernando Pires Basto, "Química 12º ano", Porto Editora, Porto, 2004.
- [24] Fox Electronics, <http://www.foxonline.com/>, acesso em Março de 2010.
- [25] "AN831 - Matching Small Loop Antennas to rfPIC™ Devices", Microchip Technology Inc., 2002.
- [26] "CodeWarrior Development Tools", Freescale Semiconductor, <http://www.freescale.com/webapp/sps/site/homepage.jsp?nodeId=012726>, acesso em Janeiro de 2010.
- [27] "USB BDM Multilink Cable", P&E Microcomputer Systems, 2010, http://www.pemicro.com/products/product_viewDetails.cfm?product_id=33&CFID=1765369&CFTOKEN=28f633225b7beb69-4E020345-A215-4727-EF8FD3FD7002423F, acesso em Janeiro de 2010.
- [28] "MC33696 Data Sheet", Freescale Semiconductor Inc, 2009.
- [29] Vítor Almeida, "Volante Electrónico para o FST", IST, Outubro 2009.
- [30] "Designing with MC33596/MC33696 - A Step-by-Step Approach for a Reference Design", Freescale Semiconductor, Inc., 2007.
- [31] DsPic Filter Designer, http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=1406&dDocName=en023602, acesso em Maio de 2010.
- [32] Imagem paquímetro digital, httpuser.img.todaoferta.uol.com.br/GH3PBKTWP6bigPhoto_0.jpg, acesso em Setembro de 2010.
- [33] Imagem de osciloscópio, <http://www.yadro.de/digital-scale/protocol.html>, acesso em Setembro de 2010.

Anexos

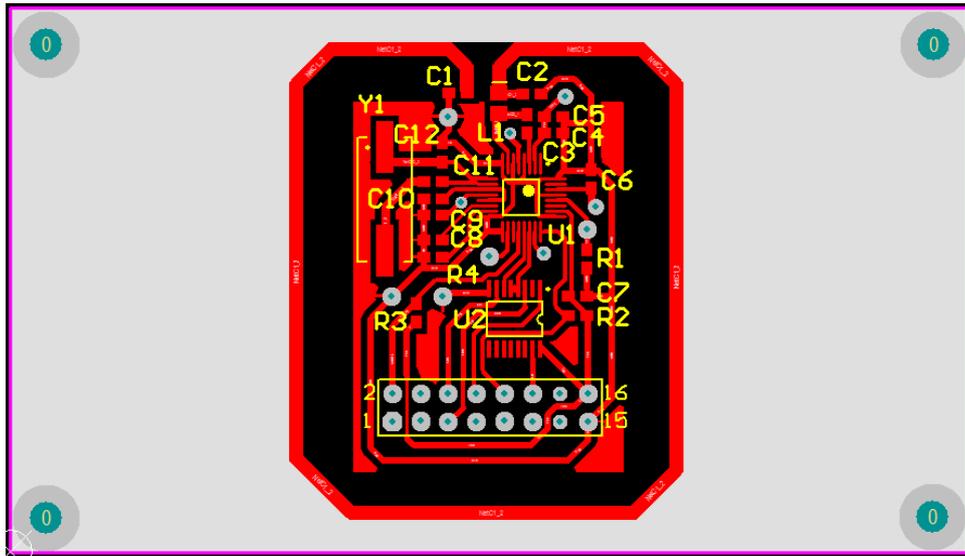
Anexo 1 – Módulo Emissor TPMS



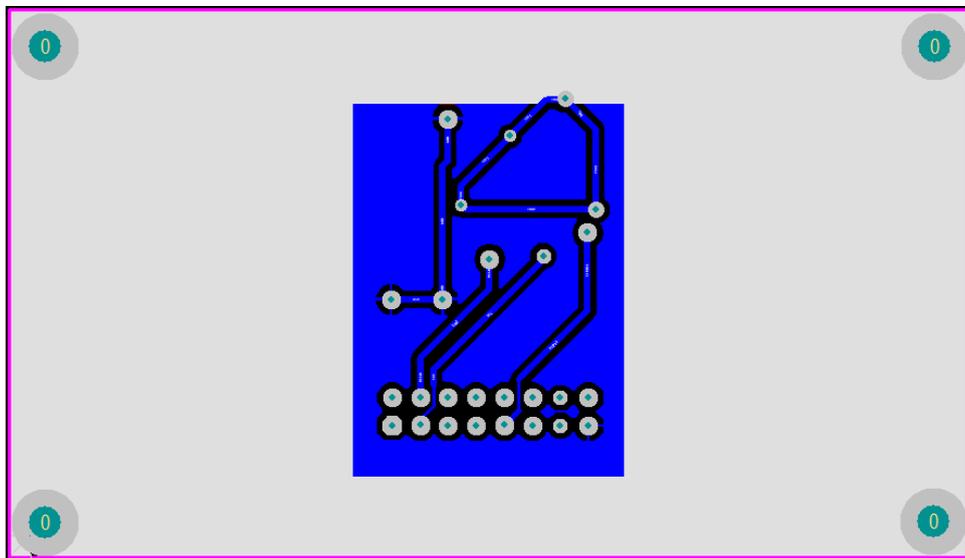
Anexo 1.1 – Esquema eléctrico do circuito do módulo emissor do sistema de monitorização dos pneus.



Anexo 1.2 - Placa de circuito impresso desenvolvida para o módulo emissor de monitorização dos pneus (43 x 30 mm).

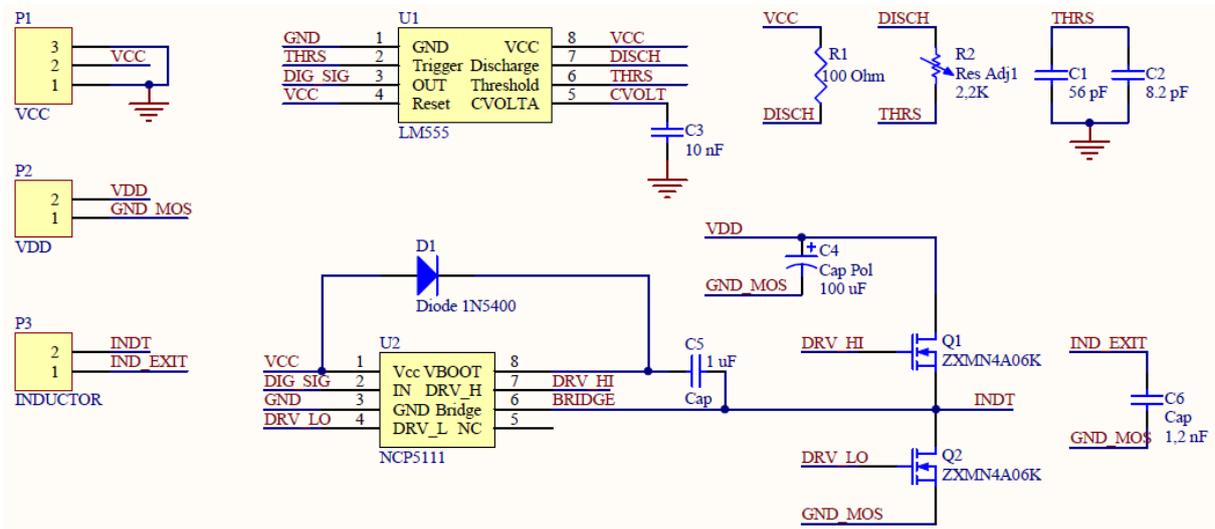


Anexo 2.2 - *Top layer* da placa de circuito impresso desenvolvida para o módulo receptor de TPMS (87 x 50 mm).

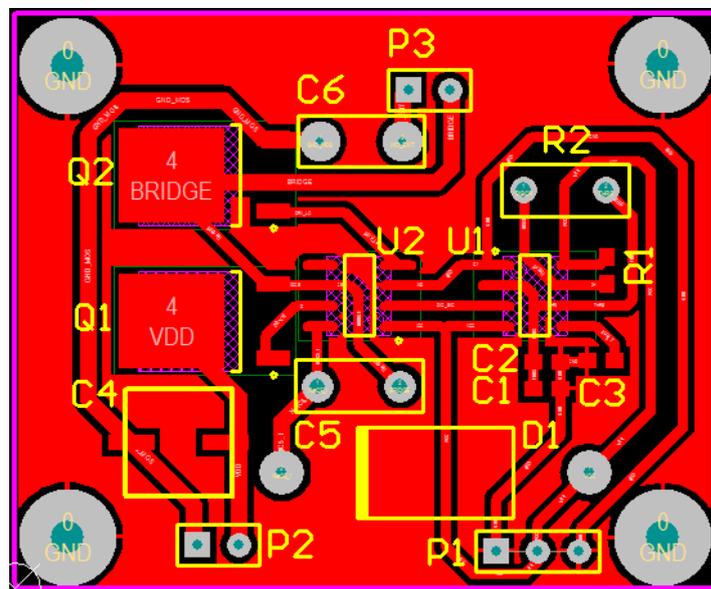


Anexo 2.3 – *Bottom layer* da placa de circuito impresso desenvolvida para o módulo receptor de TPMS (87 x 50mm).

Anexo 3 – Carregador por Indução

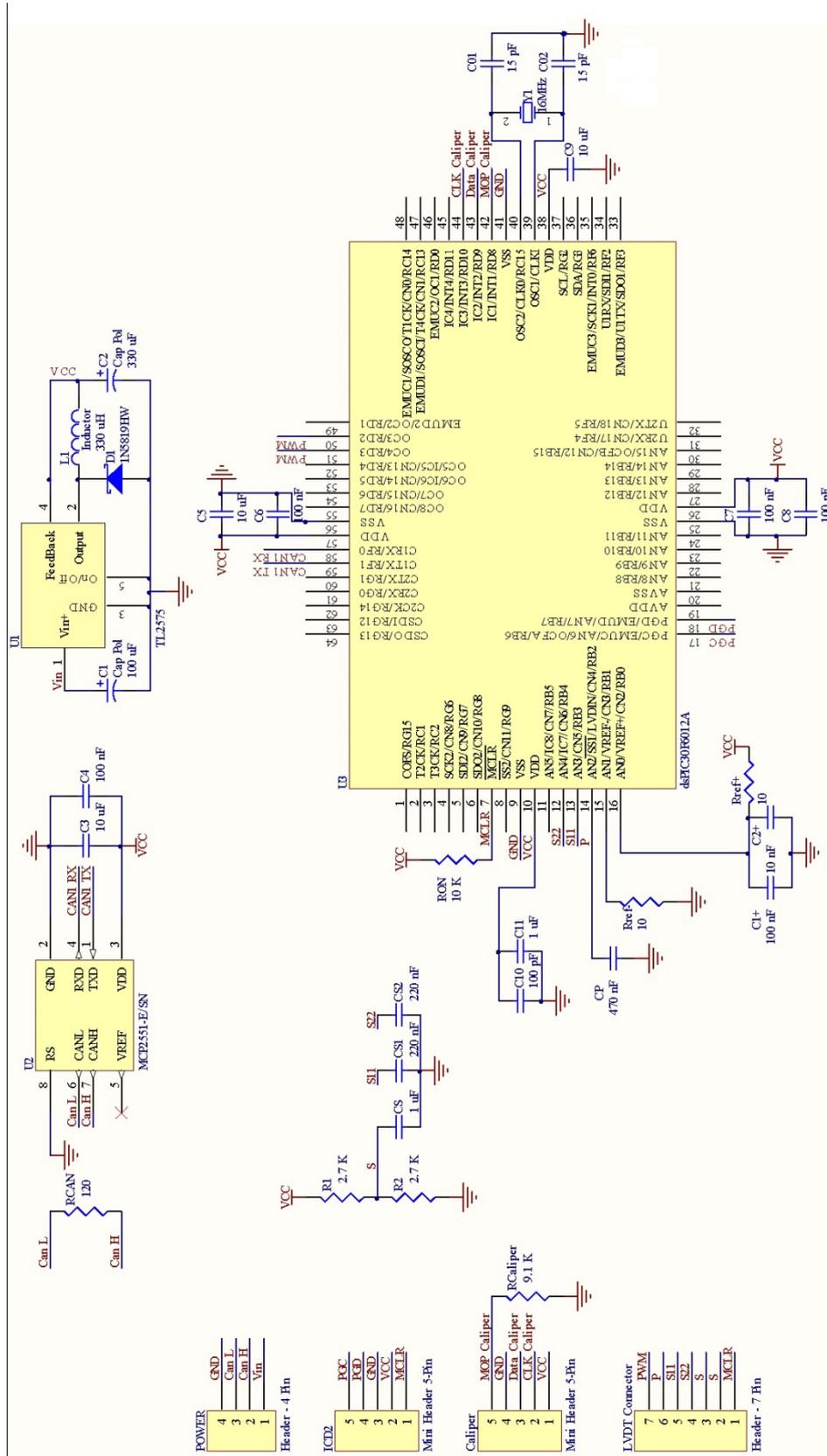


Anexo 3.1 – Esquema elétrico do módulo do carregador do sistema de carregamento por indução.

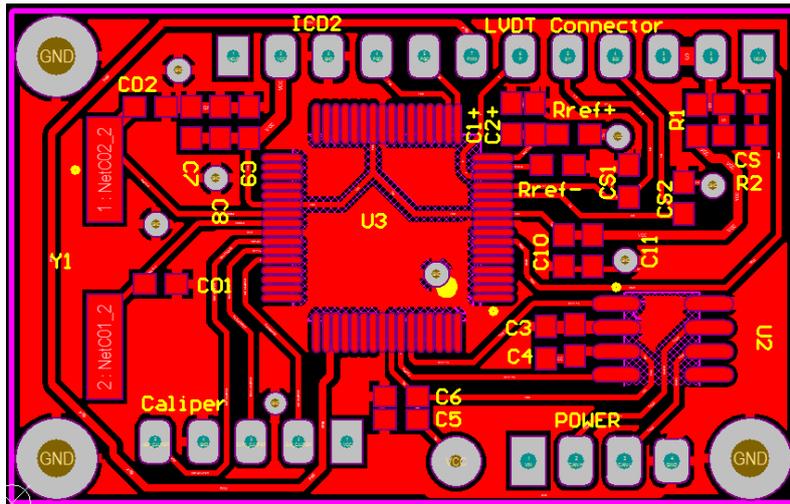


Anexo 3.2 – Placa de circuito impresso desenvolvida para o módulo do carregador por indução (35 x 45 mm).

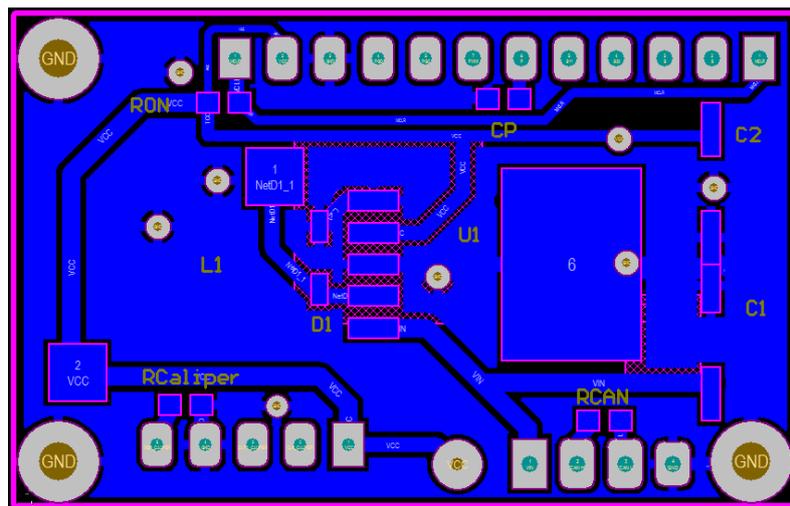
Anexo 4 – Circuito Processamento Sinal LVDT



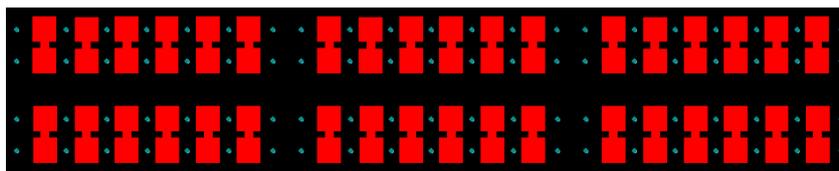
Anexo 4.1 – Esquema eléctrico da placa de condicionamento e processamento de sinal do LVDT.



Anexo 4.2 – Top layer da placa de circuito impresso desenvolvida para o LVDT (26 x 42 mm).

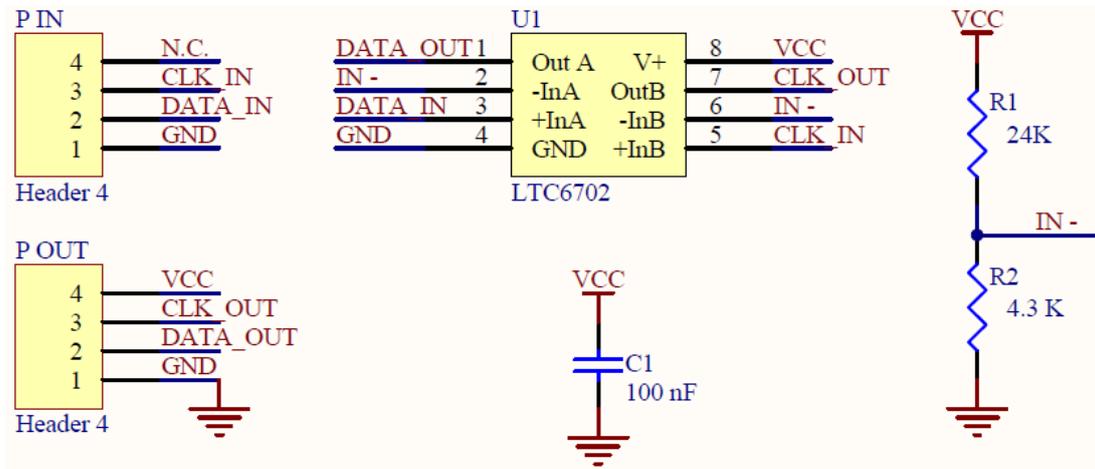


Anexo 4.3 - Bottom layer da placa de circuito impresso desenvolvida para o LVDT (26 x 42 mm).

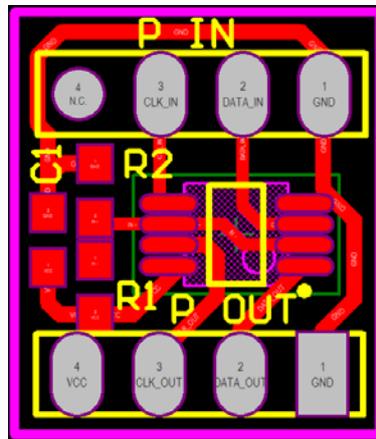


Anexo 4.4 – Contactos realizados em PCB flexível para fixação dos fios dos enrolamentos (6 unidades; unidade: 26 x 6 mm).

Anexo 5 – Interface Paquímetro Digital



Anexo 5.1 – Esquema eléctrico da placa de interface do paquímetro digital.



Anexo 5.2 – Placa de circuito impresso desenvolvida para a interface do paquímetro digital (11,5 X 13,5 mm).