

Afonso de Almeida Pereira Bernardino

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE MONITORIZAÇÃO MULTICANAL DE TEMPERATURA PARA A EXPERIÊNCIA LUX-ZEPLIN

Dissertação de Mestrado na área científica de Engenharia Física, especialidade Instrumentação, orientada pelo Doutor Vladimir Solovov, co-orientada pelo Doutor Francisco Neves e apresentada ao Departamento de Física da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra.

Setembro de 2014



UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Agradecimentos

Começo por agradecer ao meu orientador Doutor Vladimir Solovov e ao meu co-orientador Doutor Francisco Neves pelo conhecimento que me foi transmitido e pelo apoio que me foi prestado durante o desenvolvimento do projecto, bem como, na elaboração da dissertação, sem os quais o resultado atingido não teria sido possível.

Agradeço, de forma especial, aos meus pais e à minha namorada. Ao meus pais por me terem proporcionado as melhores condições para que tirasse o maior proveito possível do curso, assim como da estadia em Coimbra. À minha namorada por ser a pessoa fantástica que é e por ter estado ao meu lado durante todo este tempo, mesmo nos momentos mais exigentes do curso.

Por último, agradeço aos colegas que me acompanharam durante o curso e aos amigos que fiz durante esta passagem por Coimbra, que nunca esquecerei.

Resumo

A experiência LUX constitui o maior detector de matéria escura actualmente em funcionamento. A experiência encontra-se instalada na mina de Homestake, EUA, na mesma caverna onde a famosa experiência de Davis observou pela primeira vez os neutrinos solares. LZ (LUX-ZEPLIN) é a experiência sucessora de LUX que será instalada no mesmo local. O detector da experiência LZ conterá sete toneladas de Xénon líquido altamente purificado. O detector da experiência LZ está envolvido num crióstato que mantém o Xénon líquido à temperatura de $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$ com grande precisão. A temperatura a que se encontra o Xénon ao longo do decorrer da experiência é um parâmetro fundamental para o correcto funcionamento do detector. Este parâmetro tem de ser monitorizado continuamente e de forma fiável, não só durante o decurso da experiência, mas também durante as operações de enchimento e esvaziamento do detector. A melhor forma de garantir a aquisição de dados de forma fiável e ininterrupta é utilizar um sistema dedicado à monitorização da temperatura do detector.

Nesta dissertação encontra-se descrito o desenvolvimento de um protótipo de sistema de aquisição de dados dedicado à medição da temperatura com um tipo específico de sensores de temperatura, conhecidos geralmente por RTD (*resistive temperature detectors*) de quatro fios. Os parâmetros do sistema desenvolvido são: gama de temperatura de medição, $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, precisão $< 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ e taxa de aquisição até 5 Hz . O protótipo desenvolvido tem um módulo de leitura de dados multicanal e um módulo de processamento de dados. O módulo de leitura é baseado no dispositivo ADS1248 da Texas Instruments, microcontrolador PIC18 da Mirochip e *software* para aquisição e transferência de dados para o módulo de processamento. Foi feito um estudo para escolher o amplificador de instrumentação mais indicado para ser usado como entrada diferencial analógica do módulo de leitura, no qual foram comparados 4 modelos em termos de ruído interno, susceptibilidade a ruído externo e estabilidade térmica. Com base neste estudo, o amplificador escolhido foi o AD8420 da Analog Devices. O módulo de processamento é baseado num computador ARMv6 embutido (Raspberry Pi B+), tem sistema operativo Linux e tem instalado o sistema de aquisição e processamento de dados desenvolvidos para a experiência LUX, bem como outros pacotes de *software* livre, o que permite integrar no sistema várias funções: base de dados local, servidor *web*, interface local e remota e *scripting* em Python.

Abstract

LUX experiment is the largest dark matter detector currently in operation. It is installed in the Homestake mine, USA, in the same cavern where Davis have observed solar neutrinos for the first time. LZ (LUX-ZEPLIN) is the next generation dark matter experiment and will be installed in the same place as LUX. The LZ detector will contain seven tons of highly purified liquid Xenon. This detector is involved in a cryostat that maintains with high precision the liquid Xenon at $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Xenon's temperature is a fundamental parameter of detector operation and it needs to be kept under continuous monitoring, not just during WIMP data taking but also during detector's filling and emptying operations. The best way to get continuous and reliable data of detector temperature is with a dedicated temperature data acquisition system.

In this dissertation the development of a prototype of a data acquisition system dedicated to temperature monitoring using a specific type of temperature sensors, RTD (resistive temperature detectors) four wire is described. The principal specifications of this system are: temperature measurement range from $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, precision $< 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ and maximum data rate 5 Hz . This prototype consists of two modules, a data acquisition module and a data processing module. The data acquisition module its based on ADS1248 device from Texas Instruments, PIC18 microcontroller from Microchip. A dedicated microcontroller code was developed for data acquisition and transfer from the ADS1248 to the data processing module through USB interface. A study was performed to determine the best instrumentation amplifier to be used in the analogue differential input channels of the data acquisition module, where 4 different models of amplifiers were tested and compared in terms of internal noise, external noise susceptibility and thermal drift. Based on this study, the amplifier AD8420 from Analog Devices was chosen. The data processing module its based on a ARMv6 embedded computer (Raspberry Pi B+), running Linux operative system on which the data acquisition and processing software designed by LUX collaboration was installed. Additionally, several open source software packages were installed, providing the system with advanced functionality, namely: local data base, web server, local and remote interfaces and scripting with Python.

Lista de acrónimos

ACRS Automated Controlled Recovery to SRV.

ADC Analogue-to-Digital Converter.

ARM Advanced Risc Machine.

ASCII American Standard Code for Information Interchange.

CDMS Cryogenic Dark Matter Search.

CMB Cosmic Microwave Background.

CMR Comon-Mode Rejection.

COBE Cosmic Background Explorer.

CPU Central Processing Unit.

DAQ Data Acquisition.

DNL Differential Nonlinearity.

e.g. exempli gratia.

EEPROM Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory.

EPROM Erasable Programmable Read-Only Memory.

ER Electron Recoil.

HMI Human Machine Interface.

HTTP Hypertext Transfer Protocol.

i.e. id est.

IC Integrated Circuit.

INL Integral Nonlinearity.

IP Internet Protocol.

ITS International Temperature Scales.

LED Light-Emitting Diode.

LSB Least Significant Bit.

LUX Large Underground Xenon.

LZ LUX-ZEPLIN.

MTU Master Terminal Unit.

NMR Normal-Mode Rejection.

NR Nuclear Recoil.

NTC Negative Temperature Coefficient.

NTP Network Time Protocol.

PC Personal Computer.

PID Proportional-Integral-Derivative.

PLC Programmable Logic Controllers.

PMT Photomultiplier Tube.

ppb Parts Per Billion.

ppm Parts Per Million.

ppt Parts Per Trillion.

PTC Positive Temperature Coefficient.

RAM Random Access Memory.

ROM Read-Only Memory.

RTC Real Time Clock.

RTD Resistive Temperature Detector.

RTU Remote Terminal Unit.

SC Slow Control.

SCADA Supervisory Control And Data Acquisition.

SPI Serial Peripherals Interface.

SQUID Superconducting Quantum Interference Device.

SRV Safety Recovery Vessel.

SURF Sanford Underground Research Facility.

TCP Transmission Control Protocol.

TPC Time Projection Chamber.

UART Universal Asynchronous Receiver Transmitter.

UDP User Datagram Protocol.

UML Unified Modeling Language.

USB Universal Serial Bus.

WIMP Weakly Interacting Massive Particle.

Conteúdo

Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vii
Lista de acrónimos	ix
Conteúdo	xiii
I Motivação	I
1.1 Introdução	1
1.2 Evidências de matéria escura	1
1.3 A partícula WIMP	3
1.4 Princípios da detecção directa de WIMPs	4
1.5 A escolha do gás nobre liquefeito	7
1.6 Detector LUX	8
1.6.1 Descrição da estrutura	9
1.6.2 Sinais e o sistema de detecção	11
1.6.3 Electrónica de leitura	12
1.6.4 <i>Slow Control</i>	13
1.6.5 Sub-sistemas	14
1.7 Resultados da experiência LUX	15
1.7.1 Calibração	15
1.7.2 Resultados da primeira aquisição de dados	16
2 Sistemas de controlo e aquisição de dados	19
2.1 SCADA	19
2.1.1 Introdução histórica	19
2.1.2 Introdução e componentes	22
2.1.3 <i>Remote Terminal Unit</i>	23
2.1.4 PLC em vez de RTU	26
2.1.5 <i>Master Terminal Unit</i>	28
2.1.6 Sistema de comunicações	29
2.2 LUX <i>Slow Control</i>	30
2.2.1 Funcionalidades	30
2.2.2 Software	31
2.2.3 Hardware	32

2.3	Slow Control proposto para LZ	37
2.3.1	Especificações/Requisitos gerais	37
2.3.2	Especificações/Requisitos adicionais	37
2.3.3	Arquitectura	38
3	Tecnologias para medição de temperatura	39
3.1	Modos de permutação de calor	41
3.1.1	Condução	41
3.1.2	Convecção	42
3.1.3	Radiação	43
3.2	Tecnologias disponíveis	43
3.2.1	Termopar	44
3.2.2	Sensor resistivo RTD	45
3.2.3	Termistor	46
3.2.4	Circuito Integrado	47
3.3	Critérios de escolha	48
3.4	Sensor resistivo RTD de Platina	48
3.4.1	Tipos de construção do sensor	49
3.4.2	Medição da resistência	52
3.4.3	Erros	53
4	Sistema desenvolvido	57
4.1	Motivo e objectivo do desenvolvimento	57
4.2	Especificações	58
4.3	Princípio de funcionamento do sistema	58
4.4	Módulo de leitura	59
4.4.1	Interface analógica	60
4.4.2	Conversor analógico-digital	61
4.4.3	Microcontrolador	64
4.4.4	Conversor UART-USB	66
4.5	Módulo de processamento	66
4.6	Discussão das opções tomadas	68
4.7	Placa de testes	69
4.7.1	Lista de Erros	69
4.7.2	Propagação de erros	71
4.8	Testes	72
4.8.1	Precisão do sistema	73
4.8.2	Deriva com a temperatura	76
5	Conclusões	83
A	Esquema e desenho da placa de testes	85
B	Código do microcontrolador	93
	Bibliografia	101

Capítulo I

Motivação

I.1 Introdução

Na presente dissertação, encontra-se descrito o desenvolvimento de um protótipo de sistema de aquisição de dados para um tipo específico de sensores resistivos de platina para temperatura, conhecidos geralmente por *Resistive Temperature Detector (RTD)* de quatro fios. O sistema foi desenvolvido tendo em vista uma aplicação: a monitorização da temperatura em vários locais da experiência LUX-ZEPLIN (LZ). A experiência LZ está ainda na fase de projecto, mas sabe-se que consistirá num detector para matéria escura cujo material alvo é Xénon, terá 7000 kg de massa e vai substituir a experiência Large Underground Xenon (LUX), que consiste no maior detector de matéria escura do mundo actualmente em operação, com 350 kg de Xénon.

Todos os sistemas de controlo e aquisição de dados utilizados na experiência LZ serão supervisionados por um sistema SCADA (*Supervisory Control And Data Acquisition*). O sistema que será descrito nesta dissertação foi desenvolvido para operar sobre a supervisão do sistema SCADA da experiência LZ. O sistema de supervisão da experiência LZ ainda está em fase de projecto, tal como toda a experiência, mas sabe-se que será baseado no sistema SCADA da experiência LUX.

Sendo assim, antes da descrição do sistema desenvolvido e dos trabalhos relacionados com o desenvolvimento, será feita, neste capítulo, uma introdução à experiência LUX. No capítulo seguinte, será feita uma introdução aos sistemas SCADA em geral e aos sistemas SCADA da experiência LUX e LZ em particular. No capítulo 3 serão apresentadas tecnologias para a medição da temperatura e introduzidos os sensores RTD de quatro fios. Por fim, no capítulo 4 será descrito o sistema desenvolvido e no capítulo que se lhe segue serão apresentadas as conclusões.

I.2 Evidências de matéria escura

A primeira observação que levou à formulação da hipótese da existência de matéria escura, i.e., um tipo de matéria que não conseguimos ver mas que tem massa, foi levada a cabo em 1930 por um astrónomo suíço de nome Fritz Zwicky quando observava o aglomerado de galáxias Coma. O astrónomo mediu a quan-

tidade de luz emitida pelas estrelas e, partindo desse resultado, determinou a quantidade de massa visível que deveria estar presente no aglomerado. Posteriormente, recorrendo às leis da gravitação, juntamente com o resultado da medição da quantidade de massa do aglomerado, determinou a velocidade média de rotação do aglomerado em função da distância ao seu centro. Também medi directamente a velocidade de rotação do aglomerado. Comparou o resultado da medição directa da velocidade de rotação do aglomerado com o resultado calculado anteriormente e verificou que havia uma discrepância entre os dois resultados. Para explicar o resultado da medição da velocidade, a quantidade de massa presente no aglomerado teria de ser duas ordens de grandeza superior. Assim, sugeriu a hipótese da existência de um tipo de matéria escura a envolver o aglomerado de galáxias que lhe confere aquela velocidade observada. [1]

Mais tarde, com a descoberta da Radiação Cósmica de Fundo Cosmic Microwave Background (CMB) por Penzias e Wilson em 1964, surgiu outra evidência da existência de matéria escura no Universo. O estudo da CMB permitiu determinar a temperatura do Universo, 2,73 K, e ainda, chegar a conclusões sobre a natureza do Universo primitivo. Logo após o *Big Bang*, o Universo era um plasma extremamente denso, composto por partículas carregadas e fótons. Este plasma foi-se expandindo e arrefecendo durante cerca de $3,8 \times 10^5$ anos até chegar à chamada época da recombinação. Foi nesta época que os bariões se formaram e o Universo se tornou transparente à radiação electromagnética, i.e., fótons outrora acoplados a partículas carregadas devido às constantes interacções, passaram para o estado livre e dispersaram pelo Universo. Os fótons emitidos nesta "última dispersão" são hoje a Radiação Cósmica de Fundo. [2]

A sonda COBE (Cosmic Background Explorer) lançada em 1989, permitiu verificar duas propriedades fundamentais da CMB: 1) em larga escala a CMB é uniforme, 2,73 K e 2) a CMB é, portanto, o Universo primitivo, é quase um corpo negro perfeito (o que permitiu validar o uso da termodinâmica estatística na descrição do Universo primitivo). Embora a CMB seja extraordinariamente uniforme, o Radiómetro Diferencial da sonda detectou flutuações na CMB. Estas flutuações são muito pequenas, apenas cerca de $30 \pm 5 \mu K$, fazendo com que a CMB seja uniforme até uma parte em 10^5 . As flutuações detectadas devem-se a dois efeitos distintos. As flutuações de maior escala podem ser atribuídas ao efeito de Sachs-Wolfe: nas regiões que eram mais densas, no instante da última dispersão, foram emitidos fótons com menos energia do que os fótons emitidos em regiões menos densas, porque os primeiros tiveram que escapar de poços de potencial mais profundos que os segundos. As flutuações de menor escala devem-se às chamadas oscilações acústicas e são explicadas através de um modelo que trata os protões e fótons como um fluido que oscila devido à acção de dois tipos de força, à força intermolecular quando é comprimido e à força gravítica quando expandido. Resumidamente, as flutuações na CMB são indicadores de perturbações da densidade inicial que levaram à formação precoce de poços de potencial gravítico, bem como da dinâmica do fluido de protões e fótons. Desta forma, as flutuações da temperatura da CMB dependem da quantidade de bariões no Universo aquando da época da recombinação.[2, 3]

No entanto, estas flutuações são demasiado pequenas para serem tidas como a origem da formação de estruturas. Essencialmente, dado o tamanho das flutuações, a estrutura do Universo que vemos hoje não teria tido tempo para se

formar. O problema é o espaço temporal: a matéria que conhecemos só se tornou electricamente neutra na época da recombinação, antes disso, as forças electrostáticas impediam a matéria de se concentrar e começar a formar estruturas. Os resultados da COBE abrem o caminho para a hipótese da existência de um tipo de matéria electricamente neutra que, por efeito gravítico, antecipou o início do processo de formação de estruturas para antes da época da recombinação. [3]

Outra situação que torna evidente a existência de matéria escura é o efeito da lente gravítica em regiões do espaço onde não existe matéria "luminosa". Este método consiste em observar o desvio da direcção da velocidade de fotões na passagem por regiões do espaço onde actua um campo gravítico. Raios de luz emitidos por fontes distantes não progridem com direcção rectilínea na passagem por objectos de massa elevada, tais como estrelas, aglomerados de galáxias ou, neste caso, matéria escura. Na prática, este efeito é parecido com a refacção da luz ao ser transmitida entre dois meios, embora a física que explica os dois fenómenos seja diferente. Este efeito foi observado pela primeira vez em 1919 durante um eclipse solar na direcção do aglomerado de estrelas Hyades, cujas estrelas pareciam mover-se à medida que passavam por trás do Sol. Tal observação foi a primeira verificação experimental da teoria da relatividade geral. No entanto, apenas Fritz Zwicky viu alguma aplicação para aquele efeito, sugerindo o efeito da lente gravítica como método para medição da massa de aglomerados de galáxias, o que se revelou a prova de existência de matéria escura que teve mais sucesso até hoje. [2]

1.3 A partícula WIMP

Apesar das evidências, a natureza da matéria escura é, até hoje, desconhecida e, para já, pensa-se que pode existir sob várias formas. No entanto, existe uma teoria introduzida por Lee and Weinberg [4] que é favorecida pelos modelos cosmológicos. Consiste numa classe de partículas electricamente neutras, que deixou de estar em equilíbrio com a matéria bariónica em determinada altura após o *Big Bang* e que chega até aos nossos dias como uma relíquia térmica do Universo primitivo. Tem massa da ordem dos GeV-TeV e interage com a restante matéria através da Força Fraca e Força Gravitacional. As partículas da classe denominada WIMP (Weakly Interacting Massive Particle) são as candidatas a partícula da matéria escura que se pretende descobrir na Experiência LUX, LZ e em muitas outras experiências espalhadas pelo mundo, tais como SuperCDMS [5], XENON100 [6], DAMA [7], Edelweiss II [8] etc. Há teorias complementares do Modelo Padrão que prevêem a existência de uma partícula com estas características, como por exemplo, a Teoria da Supersimetria, que prevê a existência do Neutralino.

Esta partícula, χ existia em equilíbrio térmico e abundância no Universo primitivo, quando a temperatura do Universo era superior à massa da partícula, m_χ . O equilíbrio da sua abundância era mantido pela aniquilação da partícula, χ , e antipartícula, $\bar{\chi}$, em partículas mais leves l ($\chi\bar{\chi} \rightarrow l\bar{l}$) e vice-versa ($l\bar{l} \rightarrow \chi\bar{\chi}$). Em muitos casos (modelos) a partícula é Majorana, situação em que $\chi = \bar{\chi}$. Com o arrefecimento do Universo para temperaturas inferiores à massa da partícula,

o equilíbrio da abundância diminuiu exponencialmente até ao ponto em que a taxa da reacção de aniquilação se tornou inferior H , a taxa de expansão de Hubble. Neste ponto as interacções que mantinham o equilíbrio térmico deixaram de acontecer e, assim, a abundância de matéria escura manteve-se inalterada até hoje. [9]

Um modelo simplificado para a distribuição desta matéria escura "estagnada" (em termos de abundância) na nossa galáxia, sugere que os WIMPs encontram-se numa auréola isotérmica, que envolve toda a galáxia. Têm uma velocidade média de 270 km/s . O sistema solar move-se nesta auréola com uma velocidade de 220 km/s . Assim, da perspectiva da Terra deve observar-se a partícula com a soma dessas velocidades a vir predominantemente de um certo sentido.[10]

1.4 Princípios da detecção directa de WIMPs

Com base no modelo WIMP e na supersimetria, a detecção directa de matéria escura assenta na seguinte ideia: Se a galáxia está repleta de WIMPs e existe uma secção eficaz, muito pequena mas não nula, de interacção entre WIMPs e a restante matéria conhecida[9], então é possível detectar interacções entre WIMPs e a matéria. Não esquecendo que, como a probabilidade de interacção é muito reduzida, a maioria das partículas pode atravessar a Terra e não sofrer nenhuma colisão.

O objectivo das experiências de detecção directa de matéria escura é medir o número de eventos ocorridos por dia por kg de material alvo em função da energia depositada no detector. O espectro da energia depositada que se prevê observar devido ao recuo nuclear dos átomos alvo ao interagirem com WIMPs é obtido através da equação da energia transferida pelo WIMP para o núcleo:

$$Q = (m_r^2 v^2 / m_N)(1 - \cos\theta) \quad (1.1)$$

Em que $m_r = m_\chi m_N / (m_\chi + m_N)$ é a massa reduzida dos sistema, m_N a massa do átomo alvo, v a velocidade do WIMP e θ o ângulo de difracção no referencial do centro de massa. Tipicamente, um WIMP, com 100 GeV de massa e velocidade 270 km/s , depositará num detector de Xénon energias não superiores a 30 keV .

A taxa de eventos no detector depende da densidade ρ_0 de WIMPs perto da Terra e da distribuição de velocidades dos WIMPs na auréola perto da Terra. Em termos qualitativos, a taxa de eventos é simplesmente $R \approx n\sigma \langle v \rangle / m_N$ onde $n = \rho_0 / m_\chi$ é a densidade numérica de WIMP, σ é a secção eficaz da interacção elástica, $\langle v \rangle$ é a velocidade média dos WIMPs em relação ao detector e, por fim, a massa do detector, M_{det} , é dividida pela massa dos átomos alvo, m_N , para se obter o número total de átomos utilizados na detecção.

Assim, para obter um resultado quantitativo, deve ter-se em conta o facto que os WIMPs movem-se na auréola com velocidade determinada pela distribuição de velocidades $f(v)$, que a secção eficaz diferencial depende de $f(v)$ através do factor de forma nuclear, $F(Q)$, e que o detector tem um limiar de energia abaixo do qual é insensível ao recuo nuclear devido ao WIMP. Mais ainda, a Terra move-se na auréola, este movimento dá origem a uma variação anual da taxa de interacção que tem de ser tido em conta na distribuição de velocidades, $f(v)$. Tendo em

conta todos estes factos, obtém-se a equação para a taxa de eventos diferencial, segundo a ref. [9]:

$$\frac{dR}{dQ} = \frac{\sigma_0 \rho_0}{4v_e m_\chi m_r^2} F^2(Q) \left[\operatorname{erf} \left(\frac{v_{min} + v_e}{v_0} \right) - \operatorname{erf} \left(\frac{v_{min} - v_e}{v_0} \right) \right]$$

Onde $\sigma_0 \propto A^2 \propto m_N^2$ é a secção eficaz escalar, i. e. independente do spin, $v_{min} = \sqrt{Qm_N/2m_r^2}$, v_e a velocidade da Terra em torno do Sol e v_0 a velocidade de rotação do Sol em torno do centro da Galáxia.

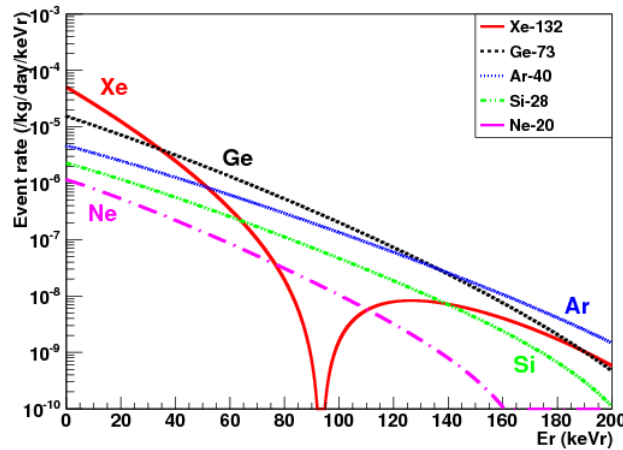


Figura 1.1: Taxa diferencial de eventos WIMP ($m_\chi = 100 \text{ GeV}$) em função da energia depositada (energia de recuo E_r) para vários tipos de átomos.

Pela análise do gráfico é possível observar que para o espectro de energias $E_r < 30 \text{ keV}$, a taxa de eventos máxima é da ordem de $10^{-5} \text{ eventos}/\text{kg}/\text{dia}$. Desde logo, percebe-se que existe uma grande dificuldade ao fazer estas experiências. A pequena taxa de eventos leva a que seja necessário construir um detector de massa elevada e/ou deixar a experiência adquirir sinal durante um longo período. Para além disso, leva a que o problema da radiação de fundo mereça uma atenção redobrada. À superfície da Terra, a taxa de raios cósmicos ou raios gama induzidos por raios cósmicos com energias da ordem dos $\text{keV} - \text{MeV}$ é superior a $100 \text{ eventos}/\text{kg}/\text{dia}$ [9], o que inviabiliza por completo a observação de eventos WIMP. É devido a este facto que ocorre incontornavelmente à superfície da Terra, que as experiências de detecção de matéria escura estão instaladas em laboratórios subterrâneos. No entanto, existe uma taxa residual de muões que conseguem chegar à mina onde se encontra o detector (mina de Homestake, EUA) e que é da ordem de $10^{-9} \text{ cm}^{-2} \text{ s}^{-1}$ [11]. Os muões dão origem a raios gama e neutrões, o que levanta a necessidade de ter um sistema de veto para discriminar eventos que coincidam com a passagem de muões, bem como blindar o detector. Mesmo assim, existem isótopos radioactivos no material utilizado na construção do detector, tais como as paredes do detector, os fotomultiplicadores, etc. Como esta radiação de fundo interage com a matéria, depositando maioritariamente a sua energia nos electrões é possível utilizar um método para discriminar recuo nuclear e recuo electrónico e, assim, distinguir eventos WIMP e eventos da radiação de fundo.

Observa-se também no gráfico que o Xénon é o tipo de átomo que permite obter a maior taxa de contagens dentro da gama de energias $E_r < 30 \text{ keV}$ no caso de o WIMP ter massa a rondar os 100 GeV . Esta é uma das vantagens da utilização do Xénon líquido como material alvo do detector.

A interacção de WIMPs e partículas de fundo com o material do detector resulta em recuo nuclear e electrónico. Estes dois tipos de resultado da interacção podem ser distinguidos utilizando mais do que um canal para a detecção da energia depositada pelas partículas no detector. Os canais de detecção são:

Emissão de fonões O recuo nuclear decorrente da colisão de um WIMP ou outra partícula com um átomo da rede de um cristal resulta na vibração da rede (detectável pelo aumento da temperatura). Recorrendo a um sistema de medição da temperatura suficientemente sensível instalado em volta do cristal pode detectar essa variação de temperatura e, assim, detectar a ocorrência do recuo nuclear. [3]

Ionização (emissão de electrões) A ionização ocorre no caso uma partícula colidir com um electrão (recuo electrónico), conferindo-lhe energia suficiente para superar o potencial de ligação e torná-lo num electrão livre. Posteriormente, sob a acção de um campo eléctrico gerado dentro do detector, esse electrão deriva em direcção a um sistema de multiplicação e detecção de carga onde se acaba por detectar o evento ionizante. [3]

Cintilação (emissão de fotões) Em geral, a interacção de uma partícula com um electrão de um átomo da matéria alvo do detector pode fornecer a esse electrão energia suficiente para apenas passar a um estado excitado. Decorrido o tempo de vida desse estado, o electrão volta ao estado fundamental emitindo um fotão com energia igual à diferença de energia dos dois estados. Este fotão é depois detectado por um fotodetector [3]. Em particular no caso do Xénon líquido, o recuo nuclear de um átomo de Xénon deixa o núcleo num estado excitado. Este núcleo liga-se posteriormente a outro átomo de Xénon, formando uma molécula em estado excitado. A duração do estado excitado da molécula é de curta duração, rapidamente a molécula separa-se em dois átomos e emite um fotão com comprimento de onda 175 nm . A detecção deste fotão permite detectar a ocorrência de um recuo nuclear. [10]

Um detector de matéria escura normalmente funciona com recurso a dois destes três tipos de sinal. Deste modo, através da diferente quantidade de energia que depositam em cada um destes canais de detecção, os eventos de fundo podem ser reconhecidos ao serem comparados com eventos WIMP (exceptuam-se os eventos de fundo que se comportem como WIMPs, i.e., os eventos originados por neutrões). Estes distinguem-se durante a análise do sinal, permitindo contabilizar os eventos WIMP.

1.5 A escolha do gás nobre liquefeito

De todas as técnicas de detecção directa de matéria escura, o detector Time Projection Chamber (TPC) preenchido com gás nobre liquefeito é uma das mais promissoras. Entre as várias vantagens destacam-se as seguintes:

1. Estes líquidos são densos e homogêneos, o que permite construir detectores com massa elevada. Este facto é crucial para procurar interações de secção eficaz reduzida.
2. A ionização permite obter uma boa resolução na determinação da posição dos eventos, permitindo, por sua vez, definir o volume fiducial do material alvo.
3. Os gases nobres liquefeitos não recolhem electrões livres do meio e a mobilidade dos electrões é maior nos gases nobres mais pesados, o que leva a que se consiga uma maior distância de deriva dos electrões ($> 1 m$).
4. São bons cintiladores, com eficiência de cintilação comparável à dos cintiladores de NaI ($\sim 40 \text{ fotões/keV}$).
5. Os gases nobres líquidos permitem discriminar recuos nucleares de recuos electrónicos graças à diferença entre as relações ionização/cintilação produzidas em cada uma das interações.

Entre os gases nobres o Xénon tem uma vantagem: não tem isótopos radioactivos com vida média longa e é relativamente fácil de purificar, permitindo obter um detector com baixo ruído intrínseco. As características do Xénon apresentadas na secção anterior e as que foram sendo apresentadas nesta secção são algumas das razões que levaram à escolha do Xénon para meio material alvo para preencher a TPC do detector LUX.

Existem outras técnicas para detectar WIMPs com outras vantagens e desvantagens. Uma delas - a utilizada pela colaboração CDMS (*Cryogenic Dark Matter Search*) - consiste num detector de ionização e de fonões. O parâmetro chave desta técnica é a "produção de ionização", que consiste na razão entre ionização e energia total de recuo. Este parâmetro é determinado, evento a evento, com base na medição em simultâneo do sinal de ionização e do sinal proveniente dos fonões. Um recuo electrónico, evento de fundo, produz muito mais ionização do que um recuo nuclear. A energia de recuo é determinada a partir do sinal gerado pelos fonões, corrigido dos recuos originados pelos electrões livres em deriva.

Na verdade, o detector da experiência CDMS é composto por um conjunto de 30 detectores, 19 cujo material alvo é o cristal de Germânio ($\approx 230 g$ cada um) e os restantes 11 são cristal de Silício ($\approx 105 g$ cada um). Um conjunto de eléctrodos recolhe, com a ajuda de um campo eléctrico de deriva, a carga produzida na ionização. Os fonões são recolhidos por uma "armadilha" de alumínio superconductor para quasi-partículas que, por sua vez, envia o sinal para um filme fino de Tungsténio. O eventos são detectados medindo a variação da resistência do filme de Tungsténio que resulta num sinal de corrente. Este sinal é injectado num amplificador SQUID (*Superconducting Quantum Interference Device*). A temperatura de operação do detector é de $50mK$. [12]

A vantagem deste tipo de detector é o baixo limiar de energia conseguido, 2 keV , o que permite o detector ter sensibilidade a WIMPs leves, com massa no intervalo $5 - 10\text{ GeV}$ [13]. A desvantagem é a dificuldade em manter a temperatura de operação (50 mK). Outra desvantagem é a dificuldade em construir cristais de Germânio e Silício com massa elevada. Tal como foi acima exposto, a sensibilidade a WIMPs aumenta com a massa de matéria alvo. Estes detectores tem massa três ordens de grandeza abaixo da massa dos detectores de gás nobre liquefeito (o detector LUX tem 300 kg de Xénon líquido).

1.6 Detector LUX

O detector LUX é uma *dual-phase Time Projection Chamber (TPC)* preenchido com Xénon líquido em equilíbrio com Xénon gasoso. Como se pode observar na figura 1.2, ao longo do interior do detector existe um campo eléctrico de deriva, E , com direcção e sentido da base superior do detector para a base inferior. Eventos que ocorrem dentro do detector dão origem a fotões de cintilação (sinal S1) e a ionização. Os electrões que escaparem à recombinação no local do evento, pela acção do campo eléctrico derivam em direcção à superfície do Xénon líquido e são extraídos para a fase gasosa. A velocidade de deriva dos electrões é de $1,51 \pm 0,01\text{ mm}/\mu\text{s}$ para um campo de deriva $181\text{ V}/\text{cm}$ e a eficiência de extracção dos electrões é de $0,65 \pm 0,01$, valor do campo de extracção na fase gasosa $6,0\text{ kV}/\text{cm}$ [14]. Na fase gasosa são produzidos fotões de electroluminescência que, por efeito de avalanche, dão origem a um sinal de grande amplitude (sinal S2). Ambos os sinais são detectados por fotomultiplicadores (Photomultiplier Tube (PMT)) localizados nas bases superior e inferior do detector. Os PMTs da base inferior detectam a maioria dos fotões primários, S1. Os PMTs da base superior detectam a posição xy do sinal S2 e, desta forma, determinam a posição dos eventos em 2D. A partir do tempo de deriva, determinado através da diferença entre o instante a que ocorre os sinal S1 e o instante a que ocorre o sinal S2, juntamente com o conhecimento da velocidade de deriva dos electrões no Xénon líquido, determina-se a terceira dimensão (a profundidade no detector) a que ocorreu o evento, 3D. Desta forma, é possível reconstruir a posição dos eventos em três dimensões dentro do detector.

O Xénon não tem isótopos radioactivos com tempo de vida longo e é passível de ser purificado, permitindo atingir um baixo nível de ruído intrínseco do detector. O ruído extrínseco é minimizado através da escolha de materiais pouco radioactivos para construir o detector e através da auto-blindagem, i.e., utilizar apenas um volume interior (fiducial) de Xénon como meio material alvo. Utiliza-se a parte exterior ao volume fiducial como meio de blindagem onde é depositada a radiação proveniente das paredes do detector ou como meio material do sistema de veto no caso dessa radiação de fundo não ser totalmente depositada no volume externo e conseguir penetrar no volume fiducial. Esta técnica é possibilitada pela capacidade de determinar a posição dos eventos em 3D. Outro método utilizado para mitigar o ruído externo é a discriminação de recuo nuclear (*Nuclear Recoil (NR)*), que ocorre no caso de interacções com WIMPs, e recuo electrónico (*Electron Recoil (ER)*), que ocorre no caso de interacções com gamas, baseado na razão entre a carga produzida e extraída do ponto de interacção (S2) e a luz de

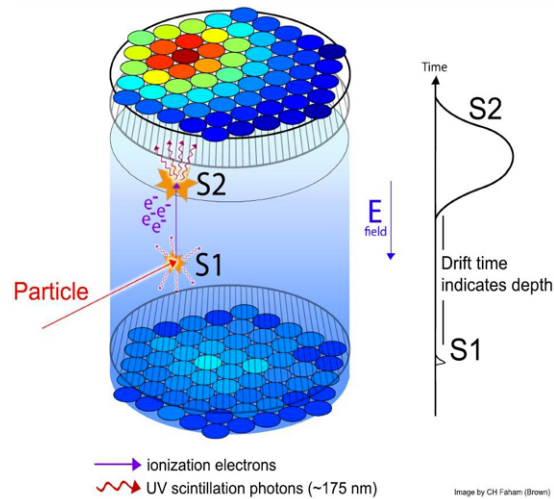


Figura 1.2: Esquema descritivo do funcionamento de um detector TPC de duas fases em dois momentos: (1) momento em que um WIMP interage no detector, produzindo o sinal S1; (2) momento em que os electrões libertados na ionização primária derivam até à fase gasosa do Xénon, onde, por efeito de avalanche (ionização secundária), é gerado o sinal S2.

cintilação produzida (S1) no mesmo evento. Num recuo nuclear é produzida mais luz de cintilação e menos carga do que num recuo electrónico, onde é produzida e extraída mais carga e menos luz de cintilação, i.e. $(S2/S1)_{RN} < (S2/S1)_{RE}$. A eficiência de discriminação entre NR e ER conseguida foi de $99,6\% \pm 0,1\%$ [14].

1.6.1 Descrição da estrutura

O detector é uma estrutura dodecagonal que encerra um volume correspondente a 300 kg de Xénon líquido. O sistema de detecção consiste em dois painéis com 61 fotomultiplicadores, cada um localizado nas bases superior e inferior da estrutura. O comprimento de deriva é 49 cm o diâmetro é 50 cm . A parede interna da TPC é constituída por 12 painéis reflectores de politetrafluoretileno (PTFE) que cobrem 48 anéis de cobre. Estes anéis têm como função garantir um campo de deriva o mais uniforme possível. A intensidade do campo de deriva é de 181 V/cm . [15]

No painel inferior existem duas grelhas, o cátodo e a grelha de protecção dos PMTs para blindar o efeito do campo E . No painel superior existem três grelhas, a gate, o ânodo e a grelha de protecção dos PMTs para blindar o efeito do campo E . Estas grelhas de protecção suportam diferenças de potencial até 100 kV e a sua tensão é ajustada de modo a diminuir o campo E na região dos PMTs. Entre a gate e o ânodo é gerado um campo de extracção com intensidade $3,1\text{ kV/cm}$ na fase líquida e 6 kV/cm na fase gasosa. A função deste campo é extrair os electrões da fase líquida do Xénon para a fase gasosa.[15]

Toda a estrutura é suportada pela parte superior. Nesta zona encontra-se um disco de cobre com 5 cm de espessura e 55 cm de diâmetro. Está ligado a um termossifão de grande capacidade e serve para controlar a temperatura do Xénon no interior do detector, extrair o calor presente nos cabos e para

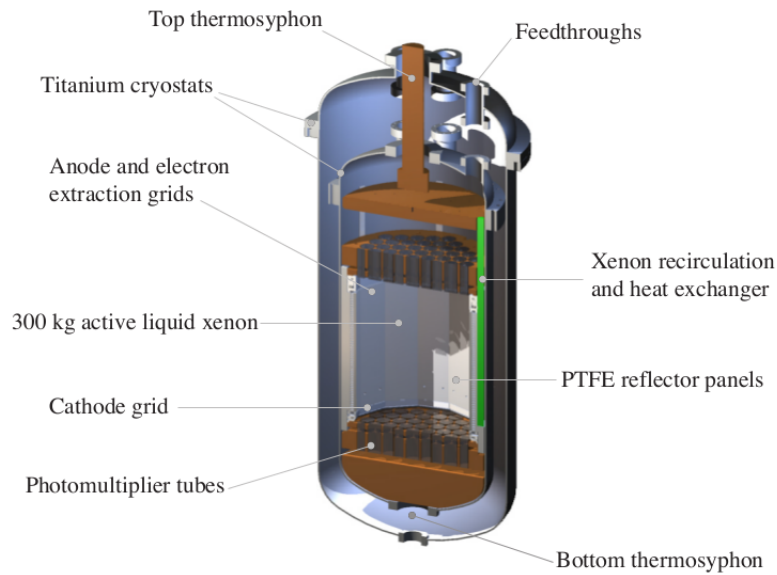


Figura 1.3: Estrutura mecânica do detector LUX TPC.

blindar raios gama. No painel inferior encontra-se uma estrutura semelhante com a mesmas funções. Todos os componentes foram projectados para não gerar forças de *stress* na gama de temperatura desde os $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ até às temperatura do Xénon líquido.[15]

A tensão nos anéis é determinada por um divisor de tensão que se estende entre o cátodo e o ânodo. Anéis contíguos são ligados por um par de resistências de $1\text{ }G\Omega$ em paralelo. O anel superior liga à *gate* através um par de resistências de $0,875\text{ }G\Omega$ em paralelo e o anel inferior liga ao cátodo através um par de resistências de $1,25\text{ }G\Omega$. [15]

O Xénon líquido encontra-se num reservatório. Este reservatório é isolado em termos de temperatura por outro reservatório em vácuo que o envolve e que mantém a temperatura com uma estabilidade de $\Delta T < 0,2\text{ }K$ e a pressão com estabilidade $\Delta P/P < 1\%$ [14]. Por sua vez, o detector é blindado contra a radiação exterior por um tanque de água com $7,6\text{ }m$ de diâmetro e $6,1\text{ }m$ de altura (figura 1.4). O tanque de água oferece melhor blindagem quando comparado com escudos de Chumbo ou Polietileno, tanto contra partículas gama como contra neutrões da radiação das paredes da mina, bem como da cauda da distribuição da energia dos neutrões provenientes dos muões que interagem com as paredes da mina [15]. O detector é mergulhado no tanque de água e fica pendurado por uma estrutura metálica.

Nas paredes do tanque encontra-se 20 PMTs que detectam a radiação de Cherenkov emitida na passagem de muões pela água do tanque. Um recuo nuclear que ocorra dentro do volume fiducial do detector e que coincida com a detecção, com uma determinada eficiência, de um muão no tanque de água é eliminado durante a análise de dados.

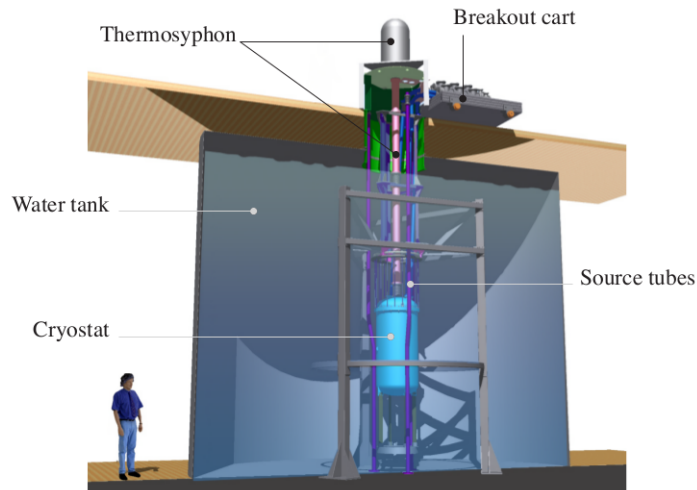


Figura 1.4: Tanque de água do detector LUX.

1.6.2 Sinais e o sistema de detecção

Dentro do detector podem ocorrer dois tipos de interações: o recuo nuclear, que consiste na interação com o núcleo dos átomos de Xénon e o recuo electrónico, quando a partícula interage com os electrões dos átomos de Xénon. É esperado que uma interação com uma partícula WIMP produza um recuo nuclear, ao passo que uma interação com uma partícula gama produza um recuo electrónico. A interação de uma partícula com o detector é caracterizada por dois sinais de cintilação. O primeiro sinal chamado de impulso S1 é a cintilação inicial que surge da interação com o Xénon líquido. A maior parte deste sinal (80%) é detectada pelo conjunto de PMTs da base inferior do detector devido à reflexão interna na superfície da fase líquida do Xénon.

A interação inicial também ioniza átomos de Xénon, libertando electrões no local da interação. Estes electrões são atraídos em direcção à superfície do líquido por efeito do campo eléctrico de deriva e, por isso, não recombinam com os átomos de Xénon. As grelhas imediatamente abaixo e acima do nível da superfície do líquido geram um campo eléctrico de extracção com intensidade superior ao campo de deriva. Este campo de extracção faz com que os electrões livres transitem da fase líquida para a fase gasosa e sejam acelerados. Os electrões ganham energia devido à acção do campo eléctrico e, ao interagirem com os átomos do gás, produzem cintilação através do processo de electroluminescência como é mostrado na figura 1.2. A cintilação produzida é proporcional ao número de electrões livres extraídos da fase líquida. Este sinal de cintilação, o impulso S2, é três ordens de grandeza superior ao impulso S1, dependendo da distância entre as grelhas, do campo aplicado e da pressão do gás de Xénon. O sinal S2 quando somado ao longo de todos os PMTs tem uma forma parecida com uma gaussiana [16]. A largura do sinal S2 aumenta com a profundidade a que ocorreu a interação no detector porque durante a deriva a difusão dos electrões aumenta e quanto maior for o comprimento de deriva maior é a difusão dos electrões. A razão entre as áreas dos sinais S2 e S1 é utilizada para discriminar um recuo nuclear de um recuo electrónico.

Para detectar os impulsos S1 e S2 são utilizados dois conjuntos de 61 PMTs

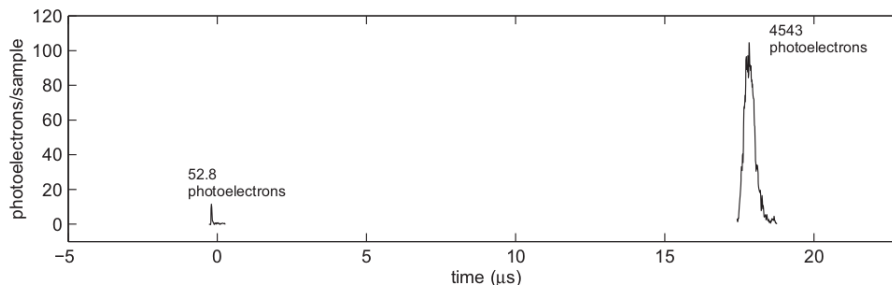


Figura 1.5: Impulsos S1 e S2 devidos a um recuo electrónico de $9,8 \text{ keV}$ durante os testes à superfície. Os sinais apresentados são a soma dos sinais individuais de quatro PMTs. O ganho de cada PMT é de 1×10^5 .

da Hamamatsu. Um dos conjuntos de PMTs encontra-se por cima da região do Xénon líquido e tem como função adquirir informação sobre a posição x-y do sinal S2. É possível reconstruir a posição do sinal S2 com uma exactidão de $\sim 1 \text{ cm}$, utilizando técnicas de reconhecimento de padrões desenvolvidas para as experiências XENON 10 e ZEPLIN. O outro conjunto de PMTs encontra-se na região da fase líquida do Xénon por baixo do cátodo e recolhe a maior parte de sinal S1.

Os PMTs são de 12 dinodos, o fotocátodo é sensível ao comprimento de onda da cintilação do Xénon líquido, 175 nm e a eficiência quântica média é de $33\% \pm 2,3\%$. O tempo de subida do sinal S1 é limitado pela resposta dos PMTs e é de $\sim 6 \text{ ns}$ [16]. O sinal S1 decai exponencialmente com uma constante de tempo efectiva de $\tau = 29 \text{ ns}$ [16].

1.6.3 Electrónica de leitura

O sistema de leitura dos PMT foi projectado e desenvolvido para maximizar a relação sinal-ruído na região da matéria escura ($< 40 \text{ keV}$) de modo a que mais do que 95% dos impulsos de fotoelectrão único sejam detectados acima do nível de ruído e para realizar calibrações em altas energias. [16]

O sistema lê simultaneamente os sinais provenientes dos 122 PMTs, bem como os sinais dos 20 PMTs localizados no tanque de água. A cadeia de componentes do sistema tem dois andares de amplificação. O pré-amplificador introduz um factor de ganho igual a 5 e o pós-amplificador que fornece três sinais com formatos diferentes, um para o digitalizadores do sistema DAQ, outro para os digitalizadores do sistema de *trigger* e outro para os discriminadores CAEN.[16]

Componente analógica

A cadeia de componentes da electrónica analógica começa com os PMTs e cabos coaxiais que transmitem o sinal da base dos PMTs até ao pré-amplificador. Um impulso de fotoelectrão único ao percorrer este cabo de 10 m sofre uma atenuação de 75% em relação à sua altura inicial mas mantém a área constante. O pós-amplificador está montado perto dos ADCs Struck e do *hardware* do sistema de *trigger*. Entre o pré e o pós-amplificador o sinal percorre novamente um cabo de 10 m onde é atenuado em 83% mas mantém a sua área. A tensão de operação

dos PMTs é de $1,23 \text{ kV}$ e tem um ganho de $3,3 \times 10^6$. Com este ganho a área de um impulso de fotoelectrão único é de $13,3 \text{ mV.ns}$ à saída do PMT com uma terminação de 50Ω . A resolução do pico de um fotoelectrão é em média 37%. [16]

Os pré-amplificadores introduzem um factor de ganho de 5 ao transferir o sinal do espaço do Xénon para o espaço exterior. Isto permite evitar problemas de reflexão do sinal que ocorrem ao transferir o sinal entre componentes com impedância diferente e reduz a influência da interferência electromagnética. Cada placa de pré-amplificação contém 8 canais e as placas são acondicionadas em zonas isoladas em conjuntos de 4. [16]

Os pós-amplificadores são amplificadores integradores construídos com uma largura de banda de 30 MHz para coincidir com a largura de banda dos ADCs Struck e DDC-8. Recebem os sinais dos pré-amplificadores por via de cabos coaxiais de 50Ω . Cada canal de entrada de um pós-amplificador produz três sinais de saída: uma saída para os ADCs flash Struck, uma saída rápida para os discriminadores CAEN e outra saída para um circuito somador de sinais analógicos de oito canais que, por sua vez, transfere o sinal para um processador de sinais digitais DDC-8. O ganho na saída para os Struck é de 1,5, o ganho na saída para os DDC-8 é de 2,8 e a saída para os discriminadores tem um ganho de 18. [16]

Componente digital

O sistema DAQ é constituído por 16 ADCs Struck de 8 canais. A taxa de conversão é de 105 MHz , tem uma resolução de 14 bits por canal e um ruído intrínseco de $20 \text{ nV}\sqrt{\text{Hz}}$. Cada entrada tem uma gama que vai de -1900 mV até $+100 \text{ mV}$. Os módulos Struck têm dois bancos de dados de 128 kS , o que permite transferir dados de um banco enquanto o ADC está a converter dados para o outro banco. O tempo que demora a trocar de banco de dados é 17 ms . A transferência de dados entre os ADCs e o computador é feita a 80 Mb/s via ligação por fibra óptica Gbit. [16]

O LUX utiliza um sistema de *trigger* digital baseado em DDC-8DSP. O sistema de *trigger* digitaliza os sinais dos PMTs a uma taxa de 64 MHz com uma resolução de 14 bit. O código que corre nos DDC-8 consegue identificar e distinguir dos impulsos S1 e S2. Isto permite fazer a sinalização de eventos S1, S2 ou ambos. Este sistema tem a capacidade de seleccionar eventos em termos da sua energia medindo a área do impulso S1. Tem também a capacidade de seleccionar eventos em termos da sua posição combinando a posição do sinal S2 nos PMTs do painel superior com o tempo decorrido entre os impulsos S1 e S2.

1.6.4 Slow Control

O sistema *Slow Control* monitoriza constantemente o estado geral do detector registando todos os parâmetros de interesse numa base de dados, acciona alarmes e notifica os responsáveis por email e mensagens de texto no caso de algum parâmetro ultrapassar os limites pré-estabelecidos. Para monitorizar o detector existe uma rede de instrumentos instalados no detector e sub-sistemas que medem e controlam a alta tensão no cátodo e nos PMTs, temperatura,

pressão, fluxo e nível de líquido no detector. Esta rede está ligada ao servidor *Slow Control* por um sistema de comunicações composto por fios de cobre, fibra óptica e vários *switch*. No total existem mais de 200 sensores monitorizados por dezenas de instrumentos que por sua vez são supervisionados pelo *Slow Control System*.

A principal interface do sistema com o utilizador dá-se através de um *web browser*, embora a flexibilidade da estrutura da base de dados permita que existam outras interfaces. Adicionalmente, foram desenvolvidas mais duas interfaces, ROOT e Matlab, para aplicações especiais de análise. [15]

1.6.5 Sub-sistemas

Sistema de circulação e purificação do Xénon

O sistema de circulação e purificação do LUX tem como função remover impurezas electronegativas e outras moléculas que afectam a difusão, deriva e extracção da carga libertada em cada interacção. O sistema baseia-se numa solução comercial (SAES MonoTorr) desenvolvida para a indústria de semicondutores. Esta abordagem é igual à que foi adoptada pelas experiências ZEPLIN-II e XENON10 onde foram atingidos muito bons resultados. O Xénon evapora do detector e é circulado através do *getter*, utilizando uma bomba de diafragma duplo. O fluxo e a pressão do Xénon são monitorizados pelo *Slow Control System*. A capacidade de circulação do Xénon pelo sistema de purificação pode chegar a 420 kg/dia. O Xénon é armazenado em depósitos térmicos envoltos em azoto líquido. Em caso de anomalia no sistema de armazenamento ou outra situação inesperada existem dois sistemas de emergência: (1) o Xénon é enviado para o SRV (*Safety Recovery Vessel*), (2) em último recurso, é utilizado um balão de emergência, para recuperar o Xénon no caso de ocorrer uma situação inesperada, como, por exemplo, um aumento descontrolado da pressão.

O sistema contém também uma componente de medição da pureza. São recolhidas amostras de até 0,5 l de Xénon na fase gasosa em quatro locais distintos dos sistema: à entrada e saída do *getter*, linha de retorno ao detector e da conduta de purga. A medição da quantidade de impurezas é feita através do método de espectroscopia de massa. Esta técnica é sensível a impurezas de Oxigénio e Azoto a um nível de 1 ppb e consegue detectar Kriptón ao nível de 1 ppt. Este sistema é calibrado periodicamente recolhendo de um local especial uma amostra de Xénon preparada com uma impureza conhecida. O sistema de medição da pureza serve para monitorizar o desempenho do *getter*, do sistema de purificação e, ainda, para confirmar que o sistema de circulação do Xénon se mantém bem isolado. [15]

Sistema Automático de Azoto Líquido

O sistema de Azoto líquido tem como função abastecer com Azoto líquido, de forma automática, o termossifão e o SRV. O sistema foi implementado recorrendo a *hardware* de controlo interligado com o *Slow Control*, que permite obter controlo lógico sobre as transferências de Azoto líquido.[17]

Sistema de arrefecimento

O sistema de arrefecimento é composto por cinco termossifões. Quatro dos termossifões arrefecem o detector e mantêm a sua temperatura a cerca de $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$. Cada termossifão é composto por uma cabeça fria, uma secção de evaporação e um condensador mergulhado em Azoto líquido. [18]

1.7 Resultados da experiência LUX

1.7.1 Calibração

Foram realizadas extensas calibrações com fontes de ER internas (Tritiometano, ^{83m}Kr) e fontes de RN externas (AmBe, ^{252}Cf). As fontes de ER foram injectadas no sistema de gás de Xénon de modo a que dispersassem uniformemente para obter uma calibração homogénea da região activa. Foi desenvolvido pela colaboração um processo de calibração com base numa nova fonte β^{-} de Tritiometano ($E_{max} = 18\text{ keV}$) que produz eventos até 1 keV_{ER} , figura 1.6, o que permitiu uma calibração da eficiência de detecção de ER com uma exactidão nunca antes conseguida. Posteriormente, o Tritiometano é totalmente retirado circulando o Xénon pelo sistema de purificação.

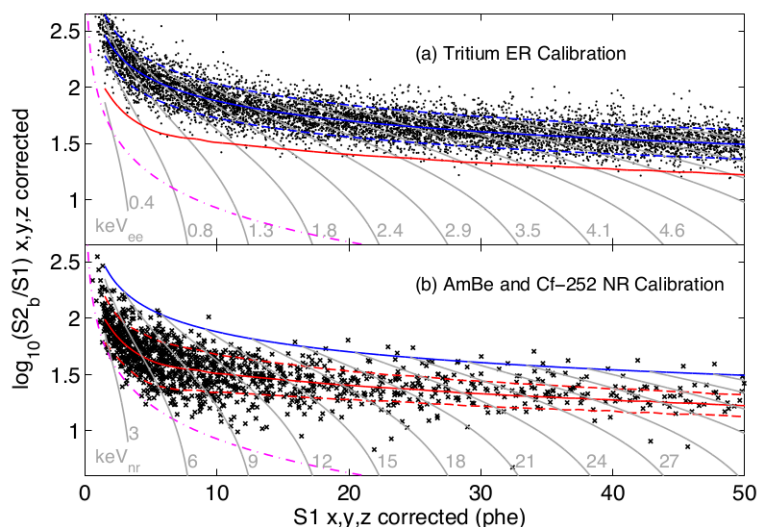


Figura 1.6: Calibração da resposta do detector nos 118 kg de volume fiducial. A calibração do ER encontra-se na parte (a) do gráfico e dos NR encontram-se na parte (b). A linha sólida representa a média e a linha a tracejado representa os limites de $1, 2,8\sigma$ dos ajustes Gaussianos aos dados de S1.

Foram realizadas injecções de ^{83m}Kr semanalmente para determinar o tempo de vida dos electrões e funções de correcção tridimensionais para a eficiência de detecção de fótons que combinam efeitos geométricos de recolha de luz e a eficiência quântica dos PMTs.

A calibração dos RN torna-se mais difícil, em parte, devido à excelente auto-blindagem do detector. Por isso, as calibrações com neutrões têm incluídos

efeitos sistemáticos, tais como dispersão múltipla, dispersões de Compton coincidentes do AmBe com gamas do ^{252}Cf e reacções (n, γ) que não são aplicáveis no modelo do sinal dos WIMPs. Estes efeitos produzem a variabilidade dos dados que se observa no gráfico b da figura 1.6 e que é superior à variabilidade esperada em dados de WIMPs. Deste modo, estes dados não são utilizados directamente na modelação da distribuição do sinal. O fundo de ER obtido no intervalo de $0,9-5,3 \text{ keV}_{ER}$ no volume fiducial foi de $3,1 \pm 0,2 \text{ mDRU}_{ER}$. [14]

1.7.2 Resultados da primeira aquisição de dados

A primeira aquisição de dados da experiência LUX teve a duração real de 85,3 dias decorridos entre os dias 21 de Abril e 8 de Agosto de 2013. Na determinação do tempo real de aquisição foi tido em conta o tempo morto do sistema de leitura (0,2%), o período de espera de 1 ms do *trigger* (2,2%) e foram excluídos os períodos de instabilidade no detector (0,8%) [14].

Durante o período de aquisição foi feita uma "*non-blind analysis*" porque foram retirados pequenos conjuntos de dados. Durante esta análise inicial da operação do instrumentos em condições de baixo fundo, foram utilizados dados da calibração e dados da aquisição para desenvolver algoritmos de análise.

Os sinais de todos os PMTs são somados e só depois é que esses dados são processados pelos algoritmos que seleccionam os sinais com interesse. Para que um sinal S1 seja válido é necessário que sejam detectados 0,25 fotoelectrões (um fotoelectrão produz um impulso com área $13,3 \text{ mV.n.s}$ [15]) em, pelo menos, dois PMTs num intervalo de 100 ns [14]. A taxa de contagem dos PMTs no escuro foi de 25 Hz . Estima-se que a taxa de eventos que geram um falso sinal S1 de 2 fotoelectrões a preceder um sinal S2 na região do NR é de 7 nHz (0,06 eventos no total dos dados). A eficiência de detecção de S2 acima do limiar de 200 fotoelectrões é superior a 99%. A eficiência relativa da detecção de NR é dominada pela identificação de S1. Determinou-se uma eficiência absoluta de 98% que foi estimada visualmente em comparação com a medição realizada a quando da injeção de Tritiometano no detector. As eficiências e exclusões de dados resultaram numa eficiência de detecção de WIMPs de 50% a $4,3 \text{ keV}_{NR}$ com 17% a 3 keV_{NR} e $> 95\%$ para energia superiores a $7,5 \text{ keV}_{NR}$.

Foram observados 160 eventos entre os 2 e 30 fotoelectrões (S1) dentro do volume fiducial nos 85,3 dias de aquisição, figura 1.7. Todos os eventos observados são consistentes com o fundo de NR previsto. A discriminação média de S1 entre 2-30 fotoelectrões foi de $99,6 \pm 0,1\%$, por isso, espera-se uma fuga de $0,64 \pm 0,16$ eventos ER a ocorrerem a baixo da média do NR. A distribuição espacial do fundo de ER corresponde ao esperado [14].

A secção eficaz mínima atingida foi de $7,6 \times 10^{-46} \text{ cm}^2$ para um WIMP com massa $33 \text{ GeV}/c^2$ [14]. Este resultado representa uma melhoria significativa em relação a resultados obtidos anteriormente por outras experiências.

A experiência vai continuar a decorrer em 2014 e 2015 no laboratório *Sanford Underground Research Facility (SURF)*. Estão em curso melhorias no detector e novas calibrações. O objectivo final é executar uma "*blind analysis*" – consiste em realizar a aquisição de dados sem olhar para os resultados obtidos e é a melhor forma de evitar a influência do experimentalista nos resultados, i.e., a tendência do experimentalista em conduzir a aquisição dos dados no sentido de

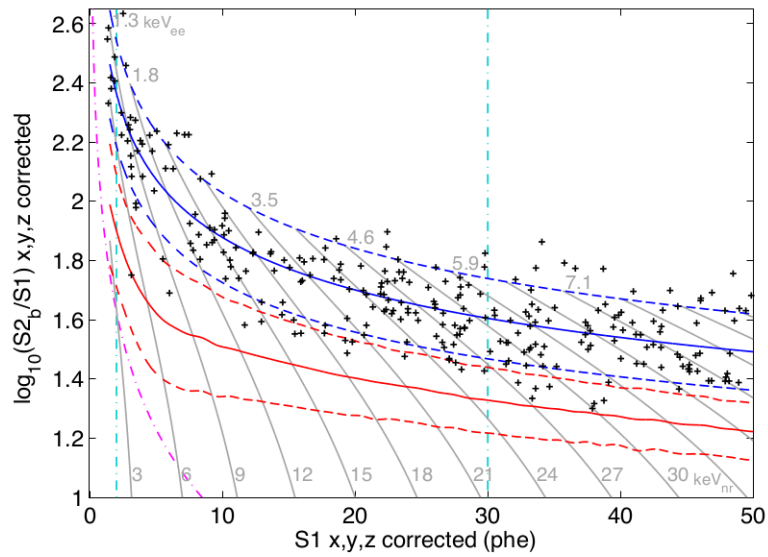


Figura 1.7: Resultados da Experiência LUX na região dos WIMPS. Representação dos eventos ocorridos no volume fiducial de 118 kg durante os 85,3 dias de procura por matéria escura.

um determinado resultado [19] – durante um período de aquisição de dados de 300 dias de modo a melhorar a sensibilidade do detector e, assim, explorar outras regiões do espaço dos parâmetros do WIMP.

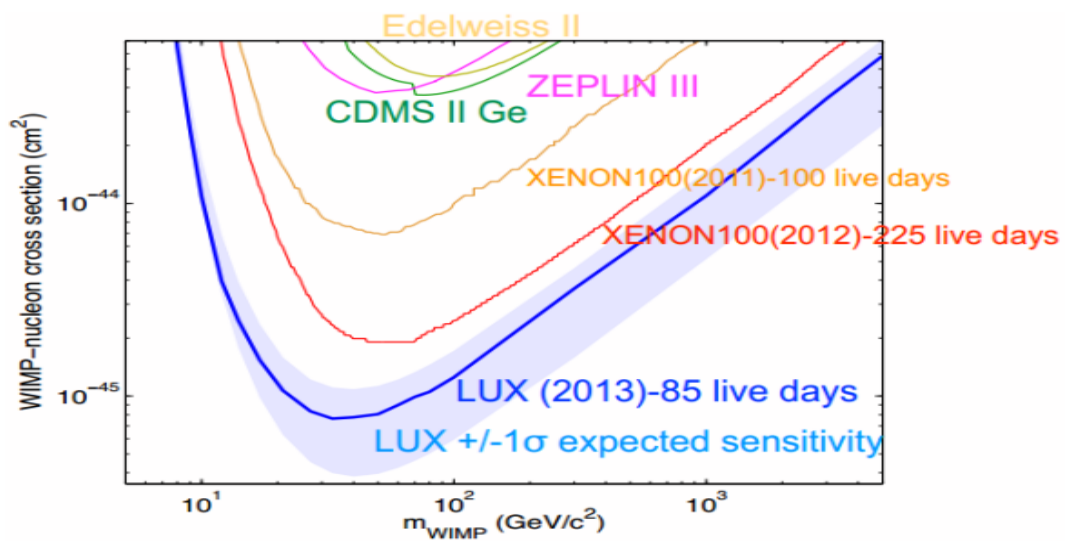


Figura 1.8: Sensibilidade do detector LUX e comparação com a sensibilidade atingida por outras experiências que procuram o candidato a matéria escura WIMP.

Capítulo 2

Sistemas de controlo e aquisição de dados

2.1 SCADA

Supervisory Control And Data Acquisition (SCADA), é o termo que combina o controlo supervisor e a aquisição de dados. Consiste num sistema centralizado composto por uma rede industrial de computadores que monitoriza e controla processos ou equipamentos industriais e também, mais recentemente, experiências científicas de grande dimensão e complexidade [20, 21, 22]. A operação de um sistema SCADA engloba a recolha de dados através de unidades terminais remotas (Remote Terminal Unit (RTU)), a transferência desses dados para uma unidade central, o processamento e transformação dos dados em informação e a apresentação da informação em diversas interfaces com o operador (Human Machine Interface (HMI)). Se necessário são gerados e enviados, automaticamente ou pelo operador, comandos de controlo destinados aos controladores do processo ou RTUs. [23, 24]

2.1.1 Introdução histórica

A aquisição de dados nos primeiros sistemas SCADA era feita através de mostradores analógicos, luzes e impressoras de gráficos. O controlo de processos era feito com lógica de relés. O controlo supervisor era executado pelo operador que actuava manualmente vários botões de controlo. Este sistema era, e ainda é, utilizado para fazer o controlo supervisor e a aquisição de dados em muitas indústrias e fábricas de produção de energia. [25]

Este tipo de SCADA baseado na ligação directa entre transdutores e o painel tinha como vantagens:

- Ser um sistema simples, sem CPU, memórias ROM ou RAM;
- Os sensores e actuadores eram ligados directamente aos mostradores, luzes e botões do painel;
- Adicionar um transdutor era quase sempre fácil e barato.

No entanto, esta abordagem trazia demasiadas desvantagens:

- Um sistema com centenas de transdutores torna-se impossível de gerir pela quantidade de cabos existente;
- A quantidade e o tipo de dados é mínima e rudimentar;
- Adicionar transdutores torna-se progressivamente mais difícil à medida que o sistema é expandido; a reconfiguração do sistema acaba por se tornar impossível;
- Não é possível executar simulações com dados reais;
- O armazenamento de dados é mínimo e difícil de gerir;
- Não é possível monitorizar dados ou alarmes à distância, pelo que é necessária a presença de um operador 24h por dia.

Com a invenção da CPU e de outros dispositivos electrónicos, os fabricantes juntaram electrónica digital aos equipamentos baseados em relés. Surgiram assim as Programmable Logic Controllers (PLC). As PLCs são ainda hoje os sistemas de controlo mais utilizados na indústria. Com a crescente necessidade de monitorizar e controlar cada vez mais transdutores, foi-se acrescentando e distribuindo PLCs e os sistemas foram ficando mais inteligentes e com tamanho mais reduzido.

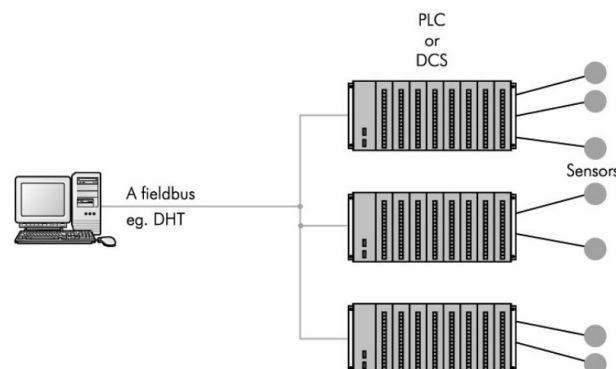


Figura 2.1: Exemplo simples de um sistema SCADA baseado em PLCs, rede *bus* e PC, [26]

Sistemas SCADA constituídos por uma rede de PLCs ligadas a um PC têm como vantagens:

- O computador poder guardar uma grande quantidade de dados;
- Os dados poderem ser apresentados no formato que o operador quiser;
- a capacidade de ligar até centenas de sensores ao sistema;
- O operador poder desempenhar e utilizar dados de simulações reais no sistema;
- As RTUs podem recolher vários tipos de dados;
- Os dados podem ser consultados em vários locais e não apenas num único local central.

As desvantagens são:

- O sistema é mais complicado do que o tipo de sistema sensores-painel;
- São necessários operadores mais qualificados, tais como analistas de sistemas e programadores;
- Com várias centenas de sensores existe, ainda, uma grande quantidade de fios;
- O operador tem acesso ao sistema apenas até ao nível das PLCs.

À medida que foi aumentando a procura por sistemas mais pequenos e mais inteligentes, foram sendo desenvolvidos sensores com a inteligência e capacidade de comunicação das PLCs. Estes dispositivos são geralmente conhecidos por sensores inteligentes. Os sensores inteligentes comunicam directamente com um PC através de redes *bus* tais como *Modbus*, *DeviceNet* ou *Foundation Fieldbus*. Estes dispositivos possuem inteligência suficiente para fazer aquisição de dados, comunicar com outros dispositivos e desempenhar funções de controlo de processo. Cada dispositivo destes pode ter mais do que um sensor ou actuador na mesma placa. Tipicamente, um sensor inteligente é um dispositivo único que contém uma entrada analógica ligada a um sensor; uma saída analógica, o código para um algoritmo PID (Proportional-Integral-Derivative), um módulo de comunicação, um microcontrolador e memória para programas. [26]

Um sistema baseado em PC e sensores inteligentes interligados por rede *bus* têm as seguintes vantagens:

- O número de fios é reduzido ao mínimo;
- Os operadores têm acesso ao sistema até ao nível dos sensores;
- Os dados recebidos podem ter mais informação e.g., número de série, modelo, data de instalação e por quem foi instalado o sensor;
- Os sensores inteligentes são dispositivos do tipo "*plug-and-play*", i.e., são fáceis de instalar e de substituir;
- Sendo dispositivos de tamanho reduzido significa que o sistema de aquisição de dados ocupa um espaço reduzido.

As desvantagens são:

- É necessário operadores muito bem qualificados;
- O custo destes sensores é superior ao custo dos sensores para PLCs (no entanto, este aumento de custo nos sensores é compensado pela ausência do custo das PLCs).

2.1.2 Introdução e componentes

Um sistema SCADA consiste numa ou várias unidades de aquisição de dados (RTU) que enviam os dados adquiridos para uma unidade central, (MTU) por intermédio do sistema de comunicações. A unidade central apresenta os dados ao operador num écran. Este por sua vez introduz comandos através de um écran táctil ou de um teclado permitindo-lhe executar um conjunto de operações de controlo [25].

Dados adquiridos constantemente e com exactidão permitem optimizar as operações e o processo da fábrica (ou experiência), para além de outros benefícios, tais como eficiência, fiabilidade e segurança. Tudo isto resulta em menores custos de operação quando comparado com outros processos não automatizados.

Um sistema SCADA, hoje em dia, tem essencialmente quatro níveis de *hardware* organizados da forma que se mostra na figura 2.2:

- Instrumentação de medição e controlo
- RTU (Unidade remota)
- Sistema de comunicações (Modem, meio físico de comunicações)
- MTU (Unidade central)

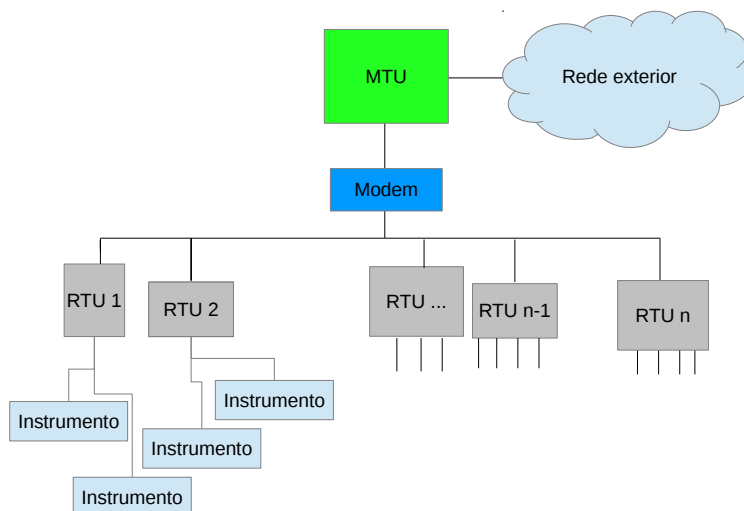


Figura 2.2: Arquitectura de um sistema SCADA.

A RTU faz a interface com os instrumentos de medição espalhados por vários locais remotos. O sistema de comunicações serve de via de passagem para os dados e comandos trocados entre a unidade central e as unidades remotas. O meio de comunicação pode ser fios de cobre, fibra óptica, ondas rádio, linha telefónica ou até via satélite. Existem protocolos de comunicação e algoritmos de

detecção e correcção de erros para garantir a eficiência e fiabilidade da transferência dos dados. A unidade central (ou unidades intermédias) recolhem os dados das várias RTUs e, geralmente, têm uma interface para apresentar os dados e permitir ao operador a introdução de comandos de controlo. Em sistemas SCADA que cobrem áreas vastas, as unidades intermédias servem para recolha de dados e para repetição das comunicações entre as unidades remotas e a unidade central. [23, 26]

2.1.3 Remote Terminal Unit

A RTU é o dispositivo de aquisição de dados e controlo baseado em microprocessador que monitoriza e controla um ou vários processos em locais remotos. A principal função desta unidade é controlar processos ou equipamentos e recolher dados de instrumentos de medição e enviar esses dados para a unidade central. Em alguns casos estas unidades permitem que a sua configuração e programação seja feita a partir da unidade central. Tradicionalmente, a RTU comunica directamente com a unidade central mas, dependendo da topologia da rede, é possível que a comunicação seja feita com outras RTUs. A RTU pode desempenhar também a função de repetidor de comunicações para outras unidades remotas que não estejam ao alcance da unidade central, por exemplo, nos casos em que o meio de comunicação é as ondas rádio. [26]

As RTUs são classificadas, de um modo geral, em função do número de entradas digitais e analógicas que contêm. Uma RTU pequena tem entre 10 a 20 entradas analógicas ou digitais, uma RTU de tamanho médio tem cerca de 100 entradas digitais e 30 a 40 entradas analógicas. Uma RTU com número de canais superior é considerada grande.

Tipicamente, uma RTU é constituída pelos seguintes módulos de *hardware*:

- Unidade de processamento e memória associada;
- Módulo de entradas analógicas;
- Módulo de saídas analógicas;
- Contadores de sinais digitais;
- Módulo de entrada digitais;
- Módulos de saída digitais;
- Interface de comunicação;
- Fonte de alimentação.

Unidade de processamento

Normalmente é um microprocessador de 16 ou 32 bit. A capacidade total de armazenamento é, geralmente, de 256 kB até 4 MB dividida em três tipos:

- I. EPROM - *Erasable Programmable Read-Only Memory*;

2. RAM - *Random Access Memory*;
3. EEPROM - *Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory*.

Para executar operações matemáticas de elevada complexidade, pode existir também um processador dedicado a operações matemáticas que é referido como coprocessador.[25]

Neste módulo costuma existir um conjunto de luzes LED para diagnosticar o funcionamento do processador e dos restantes módulos (luxes de falha do CPU, falha no módulo de entradas analógicas, etc).

Outro componente deste módulo é o relógio de tempo real (*Real Time Clock (RTC)*), com calendário completo (desde segundos até mês e ano). Este relógio é vital para marcar o instante temporal dos eventos e, assim, permitir que mais tarde se reconstitua a sequência temporal dos eventos registados pela RTU. Módulos integrados numa rede TCP/IP podem dispensar o RTC e obter a contagem do tempo a partir da rede através do protocolo NTP (*Network Time Protocol*).

Está também incluído o *Watchdog Timer*. Este é um temporizador que verifica se o programa da RTU está a ser executado como previsto. O programa da RTU deve reiniciar o temporizador do *Watchdog Timer* uma vez por ciclo do programa. Se esta reiniciação da contagem do tempo não for executada num intervalo de tempo menor que o período definido no *Watchdog Timer*, significa que o ciclo do programa ficou preso, e não estava a ser executado correctamente, e o *Watchdog Timer* reinicia o dispositivo.

Módulo de entradas analógicas

O módulo de entradas analógicas é composto por quatro componentes:

- Multiplexador;
- Amplificador;
- Conversor Analógico-Digital;
- Interface de comunicação

Multiplexador É o dispositivo de entrada de sinais que transfere sequencialmente cada sinal ao circuito de processamento de sinal. Desta forma, elimina-se a necessidade de um ADC por cada entrada analógica.

Amplificador Por vezes, os sinais analógicos que se pretende medir têm uma amplitude pequena. Para se poder utilizar toda a gama de entrada do Conversor Analógico-Digital (*Analogue-to-Digital Converter (ADC)*) estes sinais de pequena amplitude são amplificados.

Uma característica importante dos amplificadores é a deriva da função de resposta em ordem à temperatura e ao tempo. Um amplificador calibrado responde com zero à saída quando não há sinal à entrada. No entanto, ao longo do tempo ou com a mudança de temperatura acaba por ter uma resposta diferente. A deriva do amplificador com o tempo é, normalmente, dada em ppm/s e a deriva com a temperatura é, normalmente, dada em ppm/°C.

Conversor Analógico-Digital A função do ADC é medir a amplitude do sinal analógico e traduzir essa amplitude num código digital.

As especificações de um ADC são:

- **Resolução:** Quando se descreve as características gerais de um ADC, a resolução é o número de bits no qual o ADC traduz o sinal analógico. É também a menor variação do sinal analógico detectável pelo ADC e que provoca a mudança de 1 LSB (Least Significant Bit) no código à saída do ADC. A tradução (ou quantificação) dos sinais analógicos tem sempre associado um erro de $\pm 1/2$ LSB introduzido pelo ADC.
- **Não linearidade diferencial, DNL:** Num ADC ideal a transição de um código para o seguinte é feita entre intervalos iguais a 1 LSB do sinal analógico. A não linearidade diferencial é o desvio da largura de um bit em relação ao ideal. DNL superior a 1 LSB leva ao desaparecimento de, pelo menos, um código.
- **Não linearidade integral, INL:** É o desvio máximo entre o ponto de transição de um código para o seguinte e o ponto de transição correspondente à função de transferência ideal, com os erros de ganho e de *offset* removidos. O erro INL vem em unidades de LSB ou em ppm.

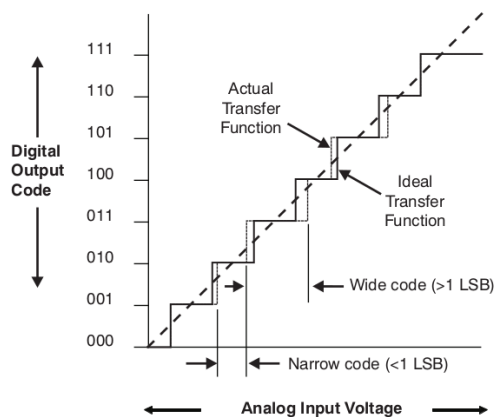


Figura 2.3: Não linearidade diferencial.

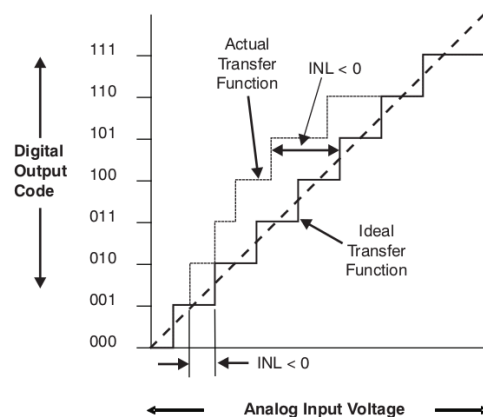


Figura 2.4: Não linearidade integral.

- **Erro do ganho:** Diferença entre o declive da curva de transferência real e a ideal do ADC, dada em percentagem.
- **Erro de *offset*:** O erro de *offset* é a diferença entre o valor de *offset* desejado e o valor real. Este erro afecta todos os códigos do ADC com a mesma grandeza.

Alguns ADCs com entrada diferencial representam o sinal em *two's complement*. Este método consiste em, por exemplo, num ADC de 4 bits, representar um sinal 0 V com o código digital 0000, o sinal correspondente ao fundo de escala positivo do ADC com o código 0111 e o sinal correspondente ao fundo de escala negativo com o código 1000.

Métodos de ligação: Existem dois métodos de ligação do sinal ao módulo de aquisição: ligação simples e ligação diferencial. Por norma, deve optar-se sempre que possível pela ligação diferencial, pois com este método consegue-se anular o ruído comum aos dois condutores do sinal.

- **Ligação não diferencial:** Em placas de aquisição com entradas não diferenciadas, cada sinal ocupa apenas uma entrada (pino). Todos os sinais de entrada têm referência nos $0V$ da placa. O pino de entrada com a tensão de referência da placa é o AGND, as referências dos sinais de entrada são ligadas a este pino visto que, por exemplo, apenas é necessário um multiplexador.
- **Ligação diferencial:** Este método de ligação permite maior imunidade ao ruído. Este também é o método que se deve adoptar quando a referência do sinal e a referência da placa de aquisição estão a tensões diferentes e não podem ser ligadas entre si.

A ligação não diferencial não é recomendada para distâncias muito grandes ($> 0,5m$) entre o sensor e a placa de aquisição. As vantagens deste método de ligação são: (1) permitir um número maior de entradas, (2) a ligação ser simplificada e (3) simplificar a electrónica de aquisição.

Software

No desenvolvimento do *software* para a RTU deve ter-se em conta as seguintes recomendações [25].

- Manter um registo de erros ocorridos na RTU e nos instrumentos sob o controlo da RTU;
- Acesso remoto ao registo de erros;
- O *software* deve continuar a ser executado mesmo durante uma falha na alimentação da RTU ou outro tipo de falhas;
- Devem existir ferramentas de configuração e diagnóstico para:
 - Instalação de *hardware* e *software*;
 - Desenvolvimento de código para aplicações;
 - Registo de erros;
 - Operação local e remota.

2.1.4 PLC em vez de RTU

PLC é um dispositivo generalizado baseado em microprocessador que foi desenvolvido para controlar equipamentos e processos industriais. Inicialmente, as PLCs foram projectadas para executar as funções que, até à época, eram desempenhadas por sistemas de relés, interruptores e contadores/temporizadores mecânicos. Posteriormente, foi adicionada a função de controlo e aquisição de sinais analógicos. A vantagem das PLCs em relação a RTUs é o facto de serem

dispositivos generalizados e, por isso, adaptáveis a uma grande variedade de aplicações. As PLCs são também dispositivos compactos e por isso, ocupam menos espaço (em comparação com outras soluções). No entanto, existem desvantagens. Como são dispositivos de carácter geral, não estão preparados para aplicações com requisitos específicos, tais como a telemetria via rádio.

No entanto, encontra-se em desenvolvimento o conceito de *Soft PLC*. Este conceito baseia-se na utilização de um PC para emular as funções de uma PLC. Recorrendo a uma *Soft PLC* consegue-se ter acesso ao nível de controlo de processo a partir do sistema SCADA, ultrapassando o problema da variedade de ferramentas e linguagem de programação dos fabricantes e consegue-se um sistema de controlo verdadeiramente integrado. Assim, por estas razões e outras, nomeadamente, o baixo custo e o sucessivo aumento do desempenho dos PCs, observa-se uma tendência crescente em utilizar o PC como controlador de processo em substituição das PLCs. [27]

Para programar as PLC existem algumas linguagens de programação que estão definidas na norma da Comissão Internacional de Electromecânica de 1992 intitulada *International Standard for Programmable Controllers part 3, IEC 1131-3*. Nesta norma encontram-se cinco linguagens, das quais três são de tipo gráfico e duas são de tipo textual, que são as seguintes, respectivamente: (1) *Ladder Logic Diagram*, (2) *Function Block Diagrams*, (3) *Sequential Function Charts*, (4) *Instruction List* e (5) *Structured Text*. [28]

Ladder Logic Diagram A linguagem mais utilizada hoje em dia para programação de PLCs envolve diagramas de escada. Os diagramas de escada são uma forma simples e conveniente para os trabalhadores da fábrica programarem PLCs, que podem não estar familiarizados com computadores e com a programação de computadores. Para usar lógica em diagramas de escada não precisam de aprender uma linguagem de programação. A programação é feita incluindo os componentes apropriados nos "degraus da escada". Os componentes estão representados no painel de programação e podem ser de dois tipos: contactos e bobinas. Os contactos representam interruptores, relés de contacto e outros elementos similares. As bobinas representam vários tipos de cargas tais como motores, indutâncias, temporizadores e contadores.

Function Block Diagrams Permite a introdução de instruções de alto nível. As instruções são compostas por blocos operacionais. Cada bloco tem uma ou mais entradas, assim como uma ou mais saídas. Dentro de cada bloco são executadas operações sobre as entradas para transformar os sinais nas saídas desejadas. Os blocos funcionais incluem operações, tais como temporizadores, contadores, algoritmos de controlo usando equações (e.g. o algoritmo de controlo PID), manipulação de dados e transferência de dados para outros sistemas baseados em computador.

Sequential Function Charts Também chamadas método *Gracfet*, apresentam graficamente as funções sequenciais de um sistema automatizado como uma série de passos e transições de um estado do sistema para outro estado seguinte. A

função sequencial gráfica tornou-se numa norma para a documentação de controlo lógico e sequencial em grande parte da Europa.

Instructions List Permite introduzir diagramas em lógica de escada na memória do PLC. Neste método, o programador usa uma linguagem de baixo nível para construir os diagramas em lógica de escada introduzindo as instruções que especificam os vários componentes e a forma como se relacionam em cada degrau da escada.

Structured Text É uma linguagem de programação de alto nível passível de se tornar a mais comum, no futuro, para programar PLCs e PCs usados em aplicações de automação e controlo. A principal vantagem de utilizar uma linguagem de alto nível é a capacidade de desempenhar cálculos e processamento de dados sobre valores que não apenas do tipo binário. Diagramas de escada e outras linguagens de baixo nível são normalmente muito limitadas nas suas capacidades para controlar e operar outros sinais que não sejam do tipo lógico. A capacidade de executar cálculos e processamento de dados permite o uso de algoritmos mais complexos, comunicações com outros sistemas baseados em computador, apresentação de informação no monitor e a entrada de dados por operadores humanos.

2.1.5 *Master Terminal Unit*

A unidade central (Master Terminal Unit (MTU)) tem duas funções principais: a recolha periódica de dados das RTUs e estações secundárias e o controlo das unidades remotas através da interface com o operador. Outras funções da unidade central são:

- Estabelecimento da comunicação, que envolve inicializar e configurar cada RTU, bem como carregar as RTUs com os programas de controlo e aquisição de dados.
- Gestão do meio de comunicação, que implica (caso o modo de operação seja cliente-servidor) questionar periodicamente todas as RTU por dados (*polling*), enviar comandos para as RTUs, registar alarmes e eventos na base de dados e no écran do operador (enviar alertas via mensagens de texto ou correio electrónico também é uma opção comum) e também fazer a ligação entre várias RTUs.
- Diagnóstico do estado das RTUs, que envolve recolher informação sobre falhas, desgaste e possíveis causas de problemas, bem como antecipar potenciais problemas, e.g., sobrecarga de dados na memória dessas unidades.

O *software* da unidade central é composto por três componentes, o sistema operativo, o *software* SCADA e o *software* da aplicação SCADA.

O *software* SCADA consiste em *software* comercial que é desenvolvido pelas marcas que se encontram no mercado e é configurado pelo utilizador. É composto por quatro blocos principais que são: aquisição de dados, controlo, base de dados e interface com o utilizador/operador (HMI).

2.1.6 Sistema de comunicações

O sistema de comunicações SCADA depende da dispersão geográfica dos dispositivos de controlo e aquisição de dados. Geralmente, a rede mais utilizada é *Ethernet* (par entrançado ou fibra óptica) implementada recorrendo a *hardware* e protocolos tal como *User Datagram Protocol (UDP)* ou *Transmission Control Protocol/Internet Protocol (TCP/IP)*. A diferença é que UDP coloca mais ênfase na rapidez da transmissão. O protocolo UDP limita-se apenas a enviar os pacotes de dados sem verificar a recepção, enquanto que o protocolo TCP garante a fiabilidade da comunicação com métodos para verificação da entrega dos pacotes de dados e com prejuízo na rapidez.

Topologias de rede

Em termos de topologia de rede, existem três categorias principais, que podem ser conjugadas para formar sistemas mais complexos:

Peer-to-peer Esta é a topologia de rede mais simples, onde a transmissão de dados ocorre apenas entre duas estações. Uma das estações é a unidade central (cliente) e a outra pode ser ou uma unidade secundária ou uma RTU (servidores). É possível que a comunicação seja em modo *full-duplex*, utilizando dois canais de comunicação (por exemplo, no caso de comunicação rádio, transmitindo e recebendo em frequências diferentes), ou em modo *half-duplex*, utilizando sempre o mesmo canal de comunicação para receber e transmitir.

Multi-point e Meshed Na configuração *multi-point* há uma estação cliente e várias estações servidoras. Por norma, as comunicações ocorrem sempre entre a estação cliente e as estações servidoras. No caso em que dois servidores precisam de comunicar entre si, a comunicação ocorre por intermédio da estação cliente que actua como moderador.

Como alternativa, existe a possibilidade de todas as estações comunicarem entre si em ligação *peer-to-peer*. Esta topologia, chamada *meshed network*, é mais complexa e requer protocolos sofisticados para gerir o acesso ao meio, evitar colisões entre pacotes de dados enviados por estações que tentam transmitir ao mesmo tempo e resolver o problema quando as colisões ocorrem.

Relay station Nesta configuração existe uma estação servidora que se encontra fora do alcance da estação cliente. As comunicações entre as duas estações ocorrem por intermédio de uma estação repetidora. Nesta configuração existem dois modos de repetição das transmissões, o *armazenamento* e *reenvio* ou o *reenvio em simultâneo*.

No modo de operação *armazenamento* e *reenvio* a estação repetidora recebe a mensagem, guarda-a e depois transmite-a na mesma frequência de comunicação com que a recebeu. Neste modo não há transmissões em simultâneo, pelo que as comunicações são mais demoradas do que no modo de operação *reenvio em simultâneo*. No entanto, a vantagem é ser a solução com menor custo.

A *repetição em simultâneo* é geralmente a mais utilizada para aumentar o alcance da estação cliente. Neste modo existe uma estação repetidora situada

num ponto geograficamente elevado que retransmite as comunicações em simultâneo e em frequências diferentes. Isto implica que todas as estações tenham a capacidade de transmitir e receber em frequências diferentes.

2.2 LUX Slow Control

O *LUX Slow Control* é o sistema de monitorização e controlo da experiência LUX. Foi desenvolvido para reunir, virtualmente, num único local, toda a informação produzida pela instrumentação instalada nas diferentes partes (i.e. sub-sistemas) da experiência (detector, sistema de circulação do Xénon, sistema de purificação, ...). O sistema tem uma arquitectura modular orientada para os sub-sistemas, o que torna fácil a tarefa de expandir o sistema, tanto em termos de *hardware* como em termos de *software*.

Numa perspectiva de alto-nível, o sistema tem duas funções: a monitorização do "estado de saúde" do detector e o controlo de operações. A monitorização do "estado de saúde" do detector envolve a monitorização e o armazenamento de parâmetros que determinam o estado operacional do detector (temperatura, pressão, nível do Xénon, alta-tensão nos PMTs e grelhas, ...), bem como alertar para a ocorrência de comportamentos anormais do detector ou dos restantes sistemas. O controlo de operações é crucial para a segurança e manutenção do equipamento e materiais durante os processos de arrefecimento com Azoto líquido, o reaquecimento até à temperatura ambiente, o enchimento com o Xénon líquido, etc.

O Slow Control tem cerca de 500 canais de entrada e saída que fazem interface com mais de duas centenas de sensores e dezenas de controladores. A base de dados é acessada entre 1000 a 2000 vezes por segundo. O sistema encontra-se em operação ininterrupta desde Julho de 2012 e tem guardados mais de 30 GB de dados que podem ser consultados em qualquer momento.

2.2.1 Funcionalidades

As funções do *LUX Slow Control* são [29, 30]

1. **Monitorização dos parâmetros do detector** Os parâmetros do detector sob monitorização são: temperatura, pressão, vácuo, nível do Xénon líquido e pureza do Xénon. A temperatura do detector é monitorizada em 63 locais distintos. Existem também termómetros nos equipamentos externos do detector. O nível de Xénon é monitorizado em 9 locais.
2. **Controlo e monitorização** Os sistemas sob controlo são: sistema de circulação do Xénon, sistema de controlo da temperatura, fontes de alta-tensão para as grelhas e para os PMTs, sistema de armazenamento e distribuição do Azoto líquido e sistema de armazenamento do Xénon.
3. **Segurança** O sistema de segurança é composto por um conjunto de alarmes e *watchdogs*. O sistema pode executar acções correctivas automaticamente ou, em caso de gravidade maior, alerta as pessoas responsáveis pelo sistema que se encontra fora de controlo, através de sirenes, luzes, correio electrónico ou mensagens de texto, dependendo da gravidade da situação.

4. **Interface com o utilizador** Todos os dados são armazenados numa base de dados principal que se encontra no laboratório subterrâneo junto ao detector. À superfície existe uma base de dados que é replica da base de dados principal (*mirror data base*).

A interface remota com o utilizador é feita por via de uma página *web* escrita em *php* e que pode ser aberta em qualquer navegador *web*. No entanto, a flexibilidade da estrutura da base de dados permite o desenvolvimento de outras interfaces. Para além desta, existem outras duas interfaces locais, *Root* e *MATLAB*, que foram desenvolvidas para casos de análise específicos. A interface permite também aceder ao histórico dos parâmetros, controlar o acesso dos utilizadores e gerir privilégios de leitura e escrita.

5. **Registo/Histórico de actividades** Esta função permite registar na base de dados todos os parâmetros que são monitorizados, eventos ocorridos e a actividade de cada utilizador.

2.2.2 Software

O sistema é centrado numa base de dados *MySQL*, onde se encontra a lista de processos independentes que podem estar a correr, ou não, na mesma máquina onde existe a base de dados.

A base de dados principal (*SC Master*) é replicada em tempo-real e de forma continua para uma outra base de dados (*SC Master mirror*) que existe numa outra máquina separada fisicamente. Isto permite ter *backup* em tempo-real da *SC Master*, bem como reduzir as comunicações com a *SC Master*, visto que todos os parâmetros da experiência podem ser consultados na *SC Master mirror*.

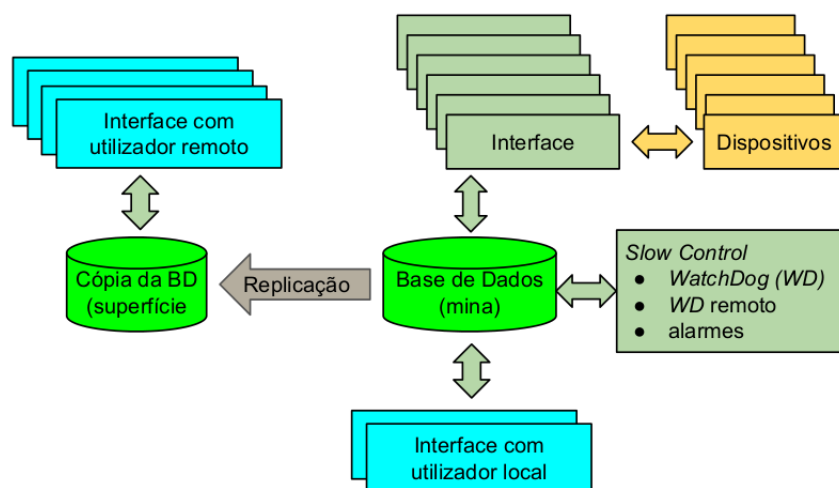


Figura 2.5: Diagrama da arquitectura do software do *LUX Slow Control*.

Os alarmes são configurados (limites e frequência de verificação) através da interface *web*. Um alarme consiste num processo que verifica periodicamente se, na base de dados, o valor de um determinado parâmetro se encontra fora dos limites definidos pelo operador. Caso o valor do parâmetro esteja fora dos limites ou caso o sistema não consiga ler o sinal gerado pelo sensor, o processo sinaliza

esse acontecimento deixando uma *flag* na base de dados a indicar a existência de um alarme e deixa também uma mensagem de alerta no local dos registos. Um segundo processo monitoriza os registos e, caso encontre o registo de um alarme, envia uma mensagem de alerta para um conjunto pré-definido de pessoas. Os alarmes são enviados via correio electrónico ou mensagem de texto (SMS) para pessoas que não se encontram presentes no laboratório. As pessoas presentes no laboratório são avisadas através de luzes e sirenes. Se ninguém tomar conhecimento do alarme dentro de um certo intervalo de tempo, os alertas são enviados para um conjunto maior de pessoas.

Os processos registam-se a si próprios na base de dados e um conjunto de dois *Watchdogs* asseguram que os processos são executados, assegurando ainda o funcionamento um do outro. O *Watchdog* secundário encontra-se numa máquina remota para verificar se a rede de comunicações está operacional. Este *Watchdog* não depende da base de dados para enviar mensagens de alarmes.

A principal interface com o utilizador foi implementada em php e html. Desta forma, através de qualquer navegador *web* consegue-se ter todo o controlo sobre a experiência que o sistema fornece sem necessitar de *plugins* no lado do cliente, do tipo JAVA ou AJAX. Outras interfaces podem ser desenvolvidas desde que sejam aptas para comunicar com o servidor MySQL. Para além da interface *web* existem outras interfaces já desenvolvidas, em Matlab e em ROOT.

O *software* do *LUX Slow Control* é *open source* (*software* cujo código fonte pode ser consultado, alterado e (re)distribuído livremente) e foi desenvolvido por James Nikkel. [30]

2.2.3 Hardware

Os níveis de *hardware* do *LUX Slow Control* são:

- **Instrumentos de medição:** Sensores de temperatura, pressão, nível de fluido, vácuo; balanças; sistema de medição da pureza do Xénon;
- **RTU:** Módulos ADAM; caixas de *hardware* dedicado; controladores de processo (temperatura e fluxo)
- **Sistema de comunicações:** Fios de cobre; conversores Ethernet-RS232/485; *Switch* principal e *Switchs* secundários;
- **MTU:** *SC Master*; *SC Master mirror* (réplica do *SC Master*); Automated Controlled Recovery to SRV (ACRS), Sistema Automático de Azoto Líquido (secção 1.6.5).

Instrumentos de medição:

Sensores de Temperatura Os sensores de temperatura utilizados na experiência LUX são Resistive Temperature Detector (RTD) PT100 da Omega [31]. Estes sensores consistem num filme fino de platina depositado sobre um substrato cerâmico, cuja resistência varia de forma significativa em função da temperatura. A resistência do sensor é de $100 \Omega \pm 40 m\Omega$ à temperatura $0^\circ C$.

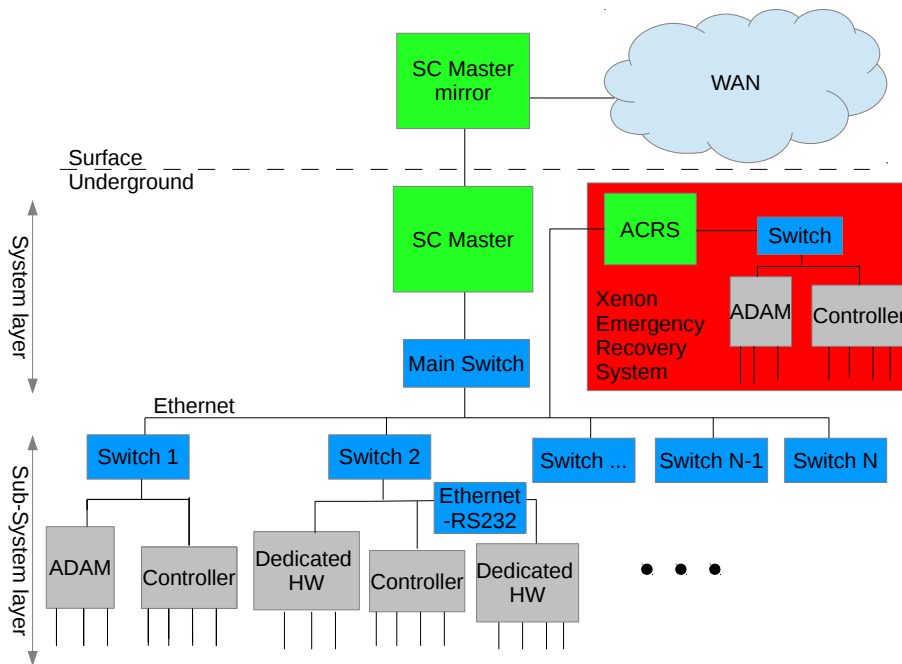


Figura 2.6: Diagrama da arquitectura da rede de hardware do *LUX Slow Control*

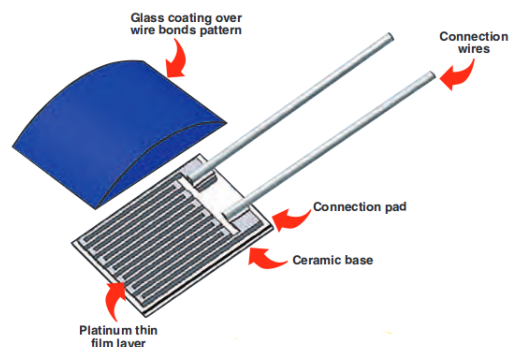


Figura 2.7: Sensor de temperatura RTD, PT100 classe AA. Fabricante: Omega.

Estes sensores estão montados em placas Cirlex[®] instaladas com parafusos de forma a pressionar o substrato do sensor contra a superfície cuja temperatura se está a monitorizar e, assim, garantir um bom contacto térmico entre o substrato do sensor e a superfície sob monitorização. Só no detector foram montados 40 sensores no interior do detector em contacto com o Xénon e 23 na zona de vácuo entre os crióstatos interior e exterior.

O processo de calibração dos sensores consistiu em montar 14 sensores numa placa de alumínio coberta por um isolante térmico. Depois colocou-se o sistema em vários banhos térmicos de Azoto líquido, de gelo e álcool etílico e à temperatura ambiente até atingir o equilíbrio térmico. Um sensor foi escolhido para servir de referência e foram guardadas as diferenças de temperatura entre cada sensor sob teste e o sensor referência. Foram executadas cinco medições por sensor e por banho térmico. A precisão obtida para a medição da temperatura é de $170mK$. [15]

Sensores de nível de fluido Os sensores de nível utilizados consistem num condensador que está em contacto com o fluido e cuja capacitância varia à medida que o fluido vai preenchendo o espaço entre os dois condutores, desde que a permitividade eléctrica do fluido seja diferente da permitividade eléctrica da matéria que antes ocupava esse espaço. [15]

Na experiência LUX são utilizadas duas variantes de sensores de nível, um baseia-se num condensador de fios paralelos e o outro num condensador de placas paralelas. Os sensores de placa paralelas estão instalados paralelamente à superfície do Xénon líquido e têm como resposta um sinal lógico que informa se o sensor está ou não submerso. Existe um junto à base inferior do detector e um junto à base superior. O sensor de fios paralelos está instalado perpendicularmente à superfície do fluido e permite determinar o nível do fluido no interior do detector. Os sensores de placas paralelas servem para calibrar os sensores de fios paralelos.

RTUs:

Módulos ADAM

Os sensores de temperatura utilizados na experiência são monitorizados na sua maioria por módulos ADAM, modelo 6015, da *Advantech*.

Os módulos ADAM são dispositivos de controlo e aquisição de dados com ligação Ethernet e implementam os protocolos Modbus, TCP/IP, UDP e HTTP. Incluem funcionalidades *Input/Output*, aquisição de dados, monitorização distribuída, funcionalidades estas que podem ser acedidas localmente através da rede local ou remotamente através da *internet*. Cada módulo tem capacidade para ligar até 7 sensores RTD (*Resistive Temperature Detector*) de 2 ou 3 fios.

Características principais Estes são dispositivos construídos para serem facilmente conectados a uma rede existente baseada em Ethernet, o protocolo de comunicação em rede mais utilizado em todo o mundo. Para isso, contém um *chip* que implementa o protocolo Ethernet que suporta taxas de transmissão de dados até 100 *Mbps* e também o protocolo Modbus/TCP, um protocolo de comunicação muito utilizado em meio industrial. Tem endereço IP, o que permite ligar o dispositivo directamente à *internet*, podendo assim ser acedido remotamente.

O módulo ADAM 6015 vem, de origem, com funções matemáticas pré-instaladas. São funções para calcular o mínimo, o máximo e a média de um conjunto de dados.

Cada dispositivo destes vem, de origem, também com uma página *web* que apresenta os dados em tempo-real, alarmes e informações de estado relativas à comunicação com a rede local ou com a *internet*. Para abrir esta página no *browser* de um computador é necessário instalar primeiro uma *Java Virtual Machine*. A página pode ser re-programada pelo utilizador de forma a ser adaptada a um aplicação específica e instalada de novo no módulo ADAM.

Especificações Cada módulo tem 7 canais para ligar até 7 RTDs. A conversão de sinais em cada canal é feita para 16 bit, com gama de entrada programável em

todos os canais. Os dados são transmitidos para o computador em graus Celsius ($^{\circ}C$.)

Entrada analógica:

- **Canais: 7;**
- **Impedância de entrada:** $< 10 \Omega$;
- **Modos de ligação:** 2 ou 3 fios;
- **Tipos de RTDs:** Pt 100, IEC RTD 100, JIS RTD 100, Pt 1000, Balco 500, Ni 518;
- **Exactidão:** $\pm 0,1\%$ ou melhor;
- **Desvio da calibração:** $\pm 6 \text{ ppmV}/^{\circ}C$;
- **Desvio do zero:** $\pm 6 \mu V/^{\circ}C$;
- **Resolução:** 16 bit;
- **Taxa de aquisição:** 10 Hz;
- **CMR @ 50/60 Hz:** 90 dB;
- **NMR @ 50/60 Hz:** 60 dB;

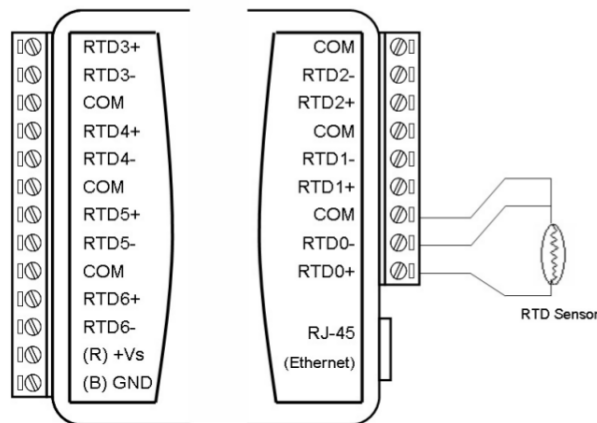


Figura 2.8: Esquema da interface física do módulo ADAM. Inclui sete canais analógicos diferenciais para RTDs, um porto de comunicação Ethernet e uma entrada para alimentação.

Especificações gerais:

- **Protecção contra alta tensão:** $\pm 35 \text{ VDC}$;
- **Protecção contra descargas de electricidade estática/tensão transitória**
- **Detecção de fios queimados**

- **Watchdog Timer**
- **Isolamento:** 2000 *VDC*;
- **Alimentação:** 10 – 30 *VDC* não regulada;
- **Consumo:** 2 *W* a 24 *VDC*;

Interface com o utilizador O fabricante fornece um pacote de software, ADAM.NET, que depois de instalado no computador anfitrião, permite ao utilizador configurar e operar módulos ADAM de toda a série 6000, que inclui o modelo 6015. Este pacote de *software* vem com uma interface gráfica que facilita o processo de configuração e permite também, posteriormente, monitorizar localmente os dispositivos que estiverem em rede com o anfitrião.

MTU:

Automated Controlled Recovery to SRV

O Automated Controlled Recovery to SRV (ACRS) consiste num computador embecido, programado para gerir o processo de recuperação do Xénon de forma "limpa" e controlada, no caso de ocorrer um aumento inesperado de pressão no detector (devido a uma falha na alimentação ou anomalia dos equipamentos de controlo do detector). No caso de falha de energia no laboratório, o ACRS possui um sistema de alimentação alternativa baseado numa célula combustível de metanol, que fornece a energia necessária para poder funcionar durante mais de sete dias.



Figura 2.9: Safety Recovery Vessel (SRV).

O ACRS controla quatro válvulas (DV4, CVI, SV49 e SV50). As quatro válvulas estão ligadas em série entre o detector e o SRV juntamente com um controlador de fluxo (*Mass Flow Controller I*, MFC I). Numa situação normal de operação, as válvulas DV4, SV49 e SV50 encontram-se fechadas. Se a pressão do detector aumentar e se o SRV estiver num estado que permita a recuperação do Xénon, todas as condutas de saída do detector são fechadas, à excepção da DV4. A ligação entre a DV4 e o SRV é feita através do MFC I e abrindo as válvulas

SV49 e SV50. Assim, à medida que a pressão no detector aumenta, o conteúdo do detector é forçado a sair em direcção ao SRV. A fase líquida do Xénon situa-se entre $161,40K$ e $165,05K$, pelo que uma pequena diminuição da pressão pode levar à rápida formação de gelo. Controlando o fluxo com o MFCI, evita-se que o Xénon congele durante este processo.

2.3 Slow Control proposto para LZ

2.3.1 Especificações/Requisitos gerais

Com base na experiência obtida em LUX, a necessidade de desempenho que se encontra projectada para o LZ Slow Control e que foi também o desempenho do LUX Slow Control, é:

- Taxa de aquisição: $\sim 1 Hz$
- Tempo de resposta (latência): $< 1 s$
- Transmissão de dados: $\sim 1 kB/min/canal$

Para ligar instrumentação/sensores ao LZ Slow Control, o sistema irá incorporar as seguintes interfaces:

- RTD de quatro fios
- Entrada analógica
- Saída analógica
- Relés (*On/Off*)
- Série (RS232/RS485)
- Ethernet

Caso o instrumento/sensor não possua uma destas interfaces, deverá ser incluído no instrumento o conversor de protocolo para umas destas interfaces fornecidas pelo sistema.

2.3.2 Especificações/Requisitos adicionais

Em acréscimo aos requisitos acima especificados, será necessário um pequeno conjunto de canais com especificações para um desempenho superior. Entre eles estão, por exemplo, os canais de comunicação com: os sensores de temperatura e pressão do sistema de circulação e sistema remoção do Kriptón, com as válvulas de injeção do Kriptón e com outro tipo de sensores menos comuns (câmara, rádio, acústico).

Com o sistema utilizado em LUX conseguem-se, em casos excepcionais, taxas de aquisição até $10 Hz$ e tempos de resposta até $0,1 s$, para um número limitado de canais. Caso seja necessário um desempenho mais elevado, a solução passa

por desenvolver uma placa de aquisição de dados dedicada com sistema operativo embebido Linux onde possa correr o *Slow Control driver* do *hardware*, em vez de correr na máquina central. Os dados produzidos por esta placa seriam guardados numa base de dados dedicada a este dispositivo e assim a carga sobre o sistema central é reduzida.

2.3.3 Arquitectura

Os parâmetros da experiência que vão ser monitorizados e controlados podem ser classificados em parâmetros críticos e parâmetros não críticos, de acordo com o risco e consequências que podem advir do descontrolo do parâmetro.

- **Parâmetros críticos** são aqueles que podem resultar em perigo para os operadores, equipamento danificado ou fuga de Xénon.
- **Parâmetros não críticos** são todos os restantes que não conduzem a uma situação de perigo iminente, em caso de descontrolo e os alarmes não sejam prontamente atendidos.

Assim, o sistema proposto assenta numa arquitectura híbrida onde co-existem dois sistemas distintos, cada um deles dedicado ao controlo e monitorização de uma das duas classes de parâmetros atrás definidas. São eles o *Slow Control*, igual ao do LUX dedicado aos parâmetros não críticos e um sistema de PLCs dedicado aos parâmetros críticos.

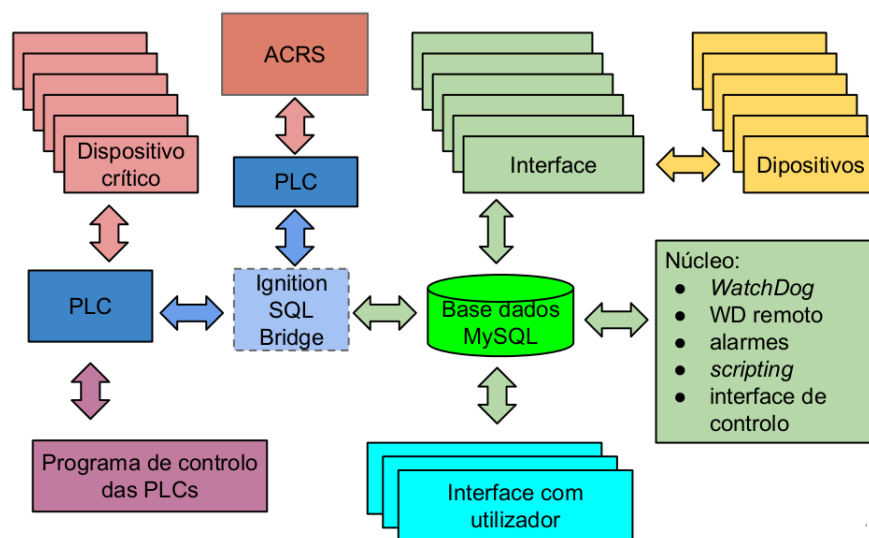


Figura 2.10: Diagrama com o resumo da proposta de arquitectura para o LZ *Slow Control*.

O sistema híbrido é centrado numa base de dados MySQL tal como o LUX *Slow Control*. A ligação entre a base de dados e as PLCs será feita com recurso ao Ignition, um pacote de *software* comercial SCADA do fabricante Inductive Automation.

Capítulo 3

Tecnologias para medição de temperatura

A medição de grandezas físicas é uma das tarefas fundamentais levadas a cabo pelo homem. Todo o conhecimento possuído pelo homem é obtido através dos sentidos e a capacidade de sobrevivência é fruto da reacção que tem a esse conhecimento. A curiosidade, inteligência e consciência são adaptações do ser humano que lhe permitem preparar-se para o inesperado. Os sensores e instrumentos de mediação estendem a capacidade de o homem obter conhecimento do Universo para lá da informação que é possível adquirir através dos seus sentidos. A temperatura é a propriedade dos sistemas termodinâmicos que permite quantificar a noção táctil de quente e frio. Permite que esses dados sensoriais sejam expressos em números.

Em Termodinâmica, a temperatura é introduzida por meio do conceito de equilíbrio térmico e a consistência da sua definição pressupõe o chamado Princípio Zero: *todos os sistemas em equilíbrio térmico com um sistema de referência têm em comum o valor de uma propriedade, a temperatura*. Um termómetro em equilíbrio térmico com um sistema regista a temperatura deste. Sem o Princípio Zero, a Termometria, ciência e técnica das medidas de temperatura, não podia existir. [32]

A medição da temperatura faz-se com a ajuda de termómetros. Há vários tipos de termómetros mas o fundamental em todos eles é a existência de uma propriedade facilmente mensurável, que varia com a temperatura, chamada propriedade termométrica. O valor da temperatura medido com um destes termómetros chama-se temperatura empírica, que deve distinguir-se da chamada temperatura termodinâmica ou absoluta que é definida no quadro da Segunda Lei: *existe uma propriedade dos sistemas, chamada entropia, que não pode diminuir em sistemas isolados termicamente*.

Para se obter o valor de uma temperatura empírica - que se passará a designar por t para distinguir da temperatura absoluta que se designa por T - medida com um destes termómetros, normalmente é necessário relacioná-la com outra. A relação entre duas temperaturas empíricas define-se como a razão entre os respectivos valores das suas propriedades termométricas, X . Assim, para obter o valor de uma das temperaturas, atribui-se um valor à outra, que se escolhe como ponto de referência. Para ponto de referência é normal escolher-se o ponto triplo da água. Designando por t_3 a temperatura do ponto triplo da água,

a equação da termometria escreve-se assim:

$$\frac{t}{t_3} = \frac{X}{X_3} \quad (3.1)$$

O ponto de referência pode ser outro qualquer, mas o mais utilizado é o ponto triplo da água. A temperatura do ponto triplo da água é $t_3 = 273,16 \text{ K}$ (corresponde a $0,01 \text{ }^\circ\text{C}$).

Outros possíveis enunciados para a Segunda Lei, todos eles equivalentes entre si, são o teorema de Carnot e o seu corolário ou segundo teorema de Carnot:

A máquina de Carnot proporciona o máximo rendimento entre todas as máquinas funcionando entre as mesmas duas fontes de calor.

Todas as máquinas de Carnot funcionando entre as mesmas fontes de calor têm o mesmo rendimento, independentemente da substância operante.

Destes teoremas pode deduzir-se a escala universal de temperatura. Se o rendimento do ciclo de Carnot não depende da substância que o realiza, só pode depender das temperaturas das fontes. Ora, se todos os ciclos que se realizam entre as mesmas temperaturas têm o mesmo rendimento, esse facto pode ser usado para definir uma temperatura absoluta (qualquer propriedade que cuja variação, em ordem à temperatura, não dependa da substância concreta pode servir para definir uma escala de temperaturas absolutas). Este foi o raciocínio efectuado pelo físico escocês William Thompsom de título Lord Kelvin.

Na proposta de Lord Kelvin, para conhecer a temperatura T de um corpo faz-se funcionar um ciclo de Carnot entre uma fonte de calor à temperatura de referência T^* e uma fonte à temperatura do corpo com temperatura desconhecida. A propriedade termométrica é o calor permutado entre a fonte e o corpo. Conhecendo o calor, Q , que o corpo recebe ou cede e o calor Q^* cedido ou recebido pela fonte à temperatura, T^* , pode conhecer-se o valor da temperatura T usando a equação (3.1):

$$T = T^* \left| \frac{Q}{Q^*} \right| \quad (3.2)$$

A unidade SI é o kelvin cujo símbolo é K . O kelvin define-se como sendo $1/273,16$ da temperatura termodinâmica do ponto triplo da água.

A escala Celsius foi estabelecida com base em dois pontos de referência: o ponto de gelo, $t_g = 0 \text{ }^\circ\text{C}$, e o ponto de vapor, $t_v = 100 \text{ }^\circ\text{C}$. Estes dois valores foram atribuídos arbitrariamente de modo que a escala fosse centesimal. A temperatura na escala de Celsius é dada por

$$t = 100 \frac{X - X_g}{X_v - X_g} \text{ (}^\circ\text{C)} \quad (3.3)$$

A relação entre a escala de temperatura de temperatura termodinâmica e a escala Celsius é a seguinte:

$$t = T - 273,15 \quad (3.4)$$

Contudo, a medição de temperaturas termodinâmicas é extremamente difícil e dispendiosa para servir as necessidades de precisão, exactidão e gama de temperaturas da investigação científica, da indústria e do comércio. Torna-se mais prático adoptar uma escala de temperaturas baseada em termómetros de

grande repetibilidade, calibrados em pontos fixos cujas temperaturas foram determinadas com métodos da Termodinâmica. A primeira destas escalas foi proposta por Callendar em 1899 baseada no termómetro de resistência de platina descoberto por Davy em 1821 e, posteriormente, melhor estudado por Siemens. Callendar propôs uma escala de temperaturas mais prática do que utilizada na época com termómetros de gás, com três pontos fixos: o ponto do gelo, o ponto do vapor de água e o ponto de fusão do Enxofre. A escala foi definida fixando um intervalo de 100° entre o ponto de gelo e de vapor de água e fixando o ponto de fusão do Enxofre a $444,5^\circ$, determinado com um termómetro de gás calibrado nos outros dois pontos da escala. [33]

Assim surgiram as *International Temperature Scales (ITS)*. A primeira foi criada em 1927, *ITS27* a partir da revisão da escala de temperaturas de Callendar e cobria o intervalo de temperaturas a partir de -190°C . Daí em diante sucederam-se várias revisões, 1948, 1968 e 1990 sendo esta a que vigora actualmente. As revisões foram tornando a escala mais próxima da escala de temperaturas absolutas, melhorando as equações que definem as temperaturas interpoladas entre pontos fixos e estendendo a gama de temperaturas cobertas pela escala. [33]

3.1 Modos de permutação de calor

A temperatura está fundamentalmente ligada à permutação de calor tal como é mostrado no raciocínio para determinar a temperatura absoluta. O calor flui sempre das altas para as baixas temperaturas. Por outro lado, para determinar a temperatura de um sistema, a definição de temperatura impõe a condição de equilíbrio térmico entre o sistema e o termómetro, ou seja, a troca de calor entre os dois corpos tem de ser nula. Medir uma temperatura implica sempre a transferência de uma porção da energia interna entre o objecto e o sensor. Quando um sensor é colocado dentro ou em contacto com o objecto, dá-se um fluxo de calor através da interface entre o objecto e o sensor. O sensor aquece ou arrefece, i. e., permuta calor com o objecto, recebendo ou cedendo energia interna.

Os modos de permutação de calor são: condução, convecção e radiação.

3.1.1 Condução

A condução de calor foi descrita por Joseph Fourier numa lei empírica que ficou conhecida com o seu nome. A lei de Fourier refere que: o fluxo de calor, q , resultante da condução térmica é proporcional ao módulo do gradiente de temperatura mas com sinal oposto. [33]

A condutividade térmica é uma quantidade vectorial que dá a informação não só da quantidade do fluxo de calor mas também a direcção e sentido. Se a temperatura diminui com x , q é positivo tem a direcção e sentido de x . Se a temperatura aumenta com x , q é negativo, tem a direcção de x e sentido contrário. Sendo k , a constante de proporcionalidade então,

$$\vec{q} = -k\nabla T \quad (3.5)$$

q tem unidade de W/m^2 . A constante k é a chamada condutividade térmica e tem unidade $W/m \cdot K$.

A condução de calor ocorre, utilizando o exemplo de um gás, do seguinte modo: sabe-se que a velocidade de uma molécula depende da sua temperatura. Considere-se a condução de calor entre uma parede quente e uma parede fria, situação representada na figura 3.1 e ignorando o efeito da gravidade. As moléculas do gás perto da parede quente chocam com a parede e são agitadas pelas suas moléculas. Desta colisão as moléculas do gás emergem com velocidade superior e colidem com outras moléculas do gás que se encontram à sua direita transferindo energia para estas. Este processo continua até as moléculas do gás transferirem energia à parede fria. [33]

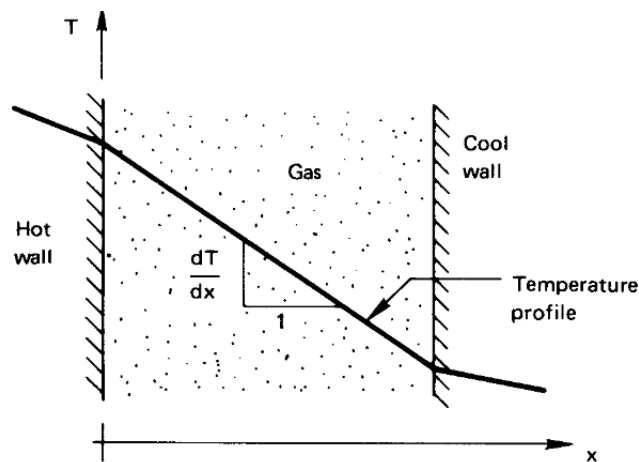


Figura 3.1: Condução de calor num gás entre duas paredes, uma quente (à direita) e outra fria (à esquerda).

Com os sólidos dá-se um processo idêntico até certo ponto, já que as moléculas da rede cristalina vibram em torno da sua posição de equilíbrio e a rede cristalina vibra como um todo. Nos electrões livres de metais e nos electrões da banda de condução de semicondutores acontece também algo parecido. A condução de calor ocorre de forma mais eficiente nos sólidos do que num gás devido à distancia entre moléculas no sólido ser menor do que no gás e a secção eficaz das moléculas ser maior no sólido do que no gás. Nos metais e semicondutores o processo é ainda mais eficiente porque, para além das moléculas, existem também os electrões como transportadores de energia térmica.

3.1.2 Convecção

Uma situação típica de convecção é a seguinte: um corpo previamente aquecido é imerso num fluido a temperatura inferior à do corpo e que se encontra em movimento. O fluido localizado imediatamente em redor da fronteira física do corpo forma uma camada que fica ligada ao corpo. O calor do corpo é conduzido para esta camada de fluido que, por sua vez, conduz o calor para as camadas de fluido que se encontram em movimento. Ao processo de transferência de calor de um corpo para um fluido em movimento chama-se convecção.[33]

O fluxo de calor transferido por convecção é proporcional à diferença entre a temperatura do corpo, T_{corpo} , e a temperatura do fluido T_{fluido} , que passa pelo corpo:

$$q = h(T_{corpo} - T_{fluido}) \quad (3.6)$$

A constante de proporcionalidade, h , é o chamado coeficiente de transferência de calor e tem unidade $W/m^2 \cdot K$. Esta equação traduz de forma simplificada a convecção. O coeficiente h pode depender da diferença de temperatura ($(T_{corpo} - T_{fluido}) \equiv \Delta T$). Na convecção forçada situação em que o ΔT é pequeno e o fluido é forçado a circular pelo corpo, h é independente da temperatura. No entanto, na situação de convecção natural, situação em que o fluido circula no sentido ascendente quando em contacto com um corpo quente, ou no sentido descendente, quando em contacto com um corpo frio, h varia tipicamente com $\Delta T^{1/4}$ ou $\Delta T^{1/3}$. Se corpo estiver a uma temperatura suficiente para colocar o fluido em ebulição, então nesse caso h varia com ΔT^2 . [33]

3.1.3 Radiação

Todos os corpos transferem energia para o ambiente em redor através da emissão de radiação electromagnética. A intensidade dessa radiação depende da temperatura do corpo e das características da sua superfície. Esta radiação térmica cobre o espectro que vai desde as ondas rádio, passando pelo infra-vermelho, visível, ultravioleta e pode chegar ao Raio-X em corpos a temperaturas muito altas. Esta radiação tem origem na oscilação dos átomos do corpo em torno da posição de equilíbrio devido à energia térmica. Os átomos funcionam como uma carga em movimento oscilatório e, pelas leis do electromagnetismo, sabe-se que uma carga com movimento acelerado emite radiação. [33]

A lei de Stefan-Boltzmann descreve a relação entre o fluxo de energia radiante e a temperatura do corpo.

$$e(T) = \epsilon \sigma T^4 \quad (3.7)$$

onde e é a energia radiante com unidade W/m^2 , ϵ é a emissividade da superfície do corpo e pode tomar valores desde 0 até 1 (intervalo fechado), e.g. para o corpo negro tem valor 1, σ é a constante de Stefan-Boltzmann que tem o valor $5,6704 \times 10^{-8} W/m^2 \cdot K^4$ e T é a temperatura absoluta. [33]

3.2 Tecnologias disponíveis

A escolha do dispositivo a ser utilizado na medição da temperatura dependerá da precisão, da gama de temperaturas necessárias para a medição e do tipo de aplicação. Por vezes, é necessário que a medição da temperatura seja feita recorrendo a técnicas não invasivas, tais como termometria por infra-vermelhos ou termometria acústica. Estes são os métodos utilizados para determinar a temperatura de metais ou vidro em estado líquido e são mais complexos do que os métodos referidos no parágrafo anterior.

No entanto, no caso da medição da temperatura para a experiência LZ, é necessário que o sensor responda à mudança de temperatura com um sinal eléctrico que possa ser digitalizado e armazenado. Assim, a escolha está limitada a sensores do tipo termopar, resistência de platina, termistor e junção de semicondutores. Convém ter em mente que o uso de técnicas invasivas envolve a perturbação do meio, i.e., o meio sob medição adquire uma temperatura diferente daquela que teria caso o sensor não estivesse presente. É também que ao utilizar uma protecção para o sensor está a aumentar-se a massa térmica e a resistência térmica do sensor, o que leva a uma degradação da resposta. Esta degradação é mais severa na medição da temperatura de gases do que de líquidos.

De seguida, serão introduzidos os sensores eléctricos que podem ser utilizados para medir a temperatura. Os sensores estão classificados em *passivos* ou *activos*. Os sensores activos não necessitam de corrente ou tensão de excitação para produzir sinal, como é o caso do Termopar. Os sensores passivos necessitam de uma corrente de ou tensão de excitação, como é o caso do sensor resistivo, do Termistor e do sensor de semiconductor. Os sensores estão também classificados em sensores *absolutos* ou *relativos*. Um sensor absoluto mede a temperatura em relação ao zero absoluto ou em relação a outro ponto de temperatura. Um sensor relativo mede a diferença de temperaturas entre dois objectos em que um deles é chamado a referência.

A abordagem aos vários tipos de sensor, bem como o motivo da escolha do sensor a adoptar, serão feitas segundo os seguintes critérios: gama de temperatura, precisão, ambiente de operação, estabilidade, durabilidade, tempo de resposta, distância ao sistema de aquisição, custo do sensor.

3.2.1 Termopar

O Termopar é constituído por dois fios (par de fios) de metais ou ligas metálicas diferentes e por um fio de condução de sinal, o que forma três junções de ligas metálicas como se pode ver na figura 3.2. A junção que se coloca em contacto com o corpo sob medição chama-se *junção quente*. As outras duas junções, que servem de referência, chamam-se *junções frias*. O Termopar é um sensor activo, gera uma diferença de potencial em resposta à temperatura, não necessita de corrente ou tensão de excitação. Pertence também à classe dos sensores relativos porque a tensão gerada depende da diferença de temperatura entre as duas junções. Para medir temperaturas com um Termopar, a junção fria serve de referência à medição. Há duas hipóteses para lidar com a junção fria: ou se mede a temperatura absoluta desta junção com um sensor absoluto, tal como um RTD, Termistor, LM35, etc. ou coloca-se a junção num banho térmico de temperatura conhecida, tipicamente, uma mistura de água líquida e gelo.[34]

O efeito que descreve o funcionamento do Termopar é explicado pela Física da Matéria Condensada e chama-se efeito de Seebeck [35].

Convém notar que a diferença de potencial gerada pelo sensor tem um valor muito pequeno (da ordem das dezenas de microvolt por Kelvin). O sinal produzido por Termopares que se encontrem muito distanciados do sistema de aquisição sofre bastante degradação devido ao ruído electromagnético, caso não se tome as devidas precauções. [36]

Alguns dos tipos de Termopares que existem disponíveis são:

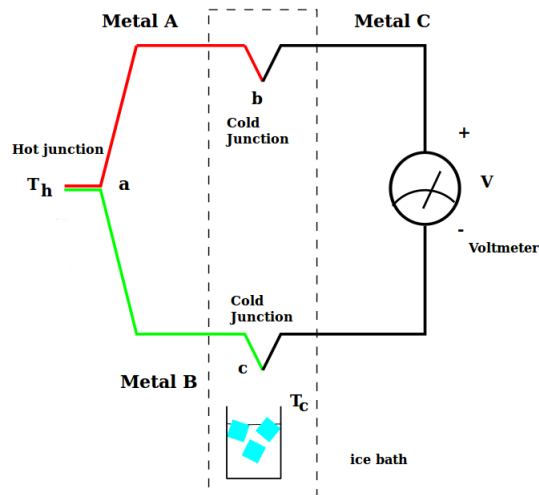


Figura 3.2: Esquema representativo do sensor Termopar.

Tipo E: 10% Ni/Cr (+) e Constantan (-), $-270^{\circ}C$ e $870^{\circ}C$;

Tipo J: Fe (+) Constantan (-) , $-210^{\circ}C$ e $760^{\circ}C$;

Tipo K: 10 % Ni/Cr (+) e 5% Ni/Al/Si (-) -270 e $1260^{\circ}C$;

Tipo R e S: Pt/Rh (+) e Pt (-), $-50^{\circ}C$ e $1480^{\circ}C$;

Tipo T: Cu(+) e Constantan (-), $-270^{\circ}C$ e $370^{\circ}C$;

Tabela 3.1: Tabela com resumo das vantagens e desvantagens do Termopar.

Vantagens	Desvantagens
Larga gama de temperaturas	Não linear
Robusto	Baixa amplitude do sinal
Baixo custo	Necessita de referência
Grande variedade	Instável
Não necessita de fonte de alimentação	

3.2.2 Sensor resistivo RTD

Os sensores ou detectores de temperatura resistivos (Resistive Temperature Detector (RTD)) são feitos de um material cuja resistência à passagem de corrente eléctrica é sensível à temperatura. Este material está ligado a duas pontas de fio condutor e, normalmente, tem um revestimento protector. É um sensor de temperatura absoluta e é um sensor activo, necessita de uma corrente eléctrica de excitação. A passagem da corrente de excitação pelo sensor dá origem a uma diferença de potencial que é medida. A resistência do sensor é determinada

recorrendo à lei de Ohm. O material resistivo escolhido costuma ser Níquel, Platina ou Cobre. Para temperaturas superiores a $600\text{ }^{\circ}\text{C}$ são utilizados RTD de Tungsténio. De todos, a Platina é o mais utilizado devido a precisão com que permite medir a temperatura (pode chegar a 1mK), à estabilidade da função de resposta ao longo do tempo e também devido à durabilidade e longevidade do sensor. A gama de temperaturas dos RTDs de Platina situa-se entre $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $630\text{ }^{\circ}\text{C}$. [34]

Tabela 3.2: Tabela com resumo das vantagens e desvantagens do RTD.

Vantagens	Desvantagens
O mais estável	Caro
O mais preciso	Necessita de fonte de corrente
Mais linear que o Termopar	Pequena amplitude do ΔR
	Baixa resistência absoluta
	Auto-aquecimento

3.2.3 Termistor

O nome Termistor vem da aglutinação das palavras da língua inglesa *thermal resistor*. Tal como o nome indica, este é um sensor de temperatura resistivo. É feito de metal-óxido, pertence a classe dos sensores de temperatura absolutos, i.e., mede a temperatura em relação à escala de temperatura absoluta ou outra. Pertence também à classe dos sensores passivos, necessitando de uma corrente de excitação. Há dois grupos de Termistores, os PTC (*Positive Temperature Coefficient*) e os NTC (*Negative Temperature Coefficient*). A desvantagem do Termistor é o facto de a função de resposta ser não-linear, como se pode observar na figura (3.3). Isto implica que tenha de ser calibrado para a gama de temperaturas que se pretende medir antes de ser utilizado pela primeira vez. No entanto, a grande vantagem do Termistores é que, em alguns intervalos curtos de temperatura, é possível fazer uma aproximação linear à função de resposta. Neste caso, a variação da resistência com a temperatura é bastante grande, o que permite obter uma precisão notável nos resultados da medição da temperatura.[34]

Termistor NTC Um Termistor convencional feito de metal-óxido tem um coeficiente de temperatura negativo, a sua resistência diminui com o aumento da temperatura. A sua resistência, tal como em qualquer outro material resistivo, é determinada pelas suas dimensões e pela resistividade do material que o compõe. A relação entre a resistência do sensor e a temperatura é altamente não linear. Termistores produzidos em massa têm uma tolerância típica à temperatura nominal ($25\text{ }^{\circ}\text{C}$) relativamente grande, $\pm 20\%$.

Termistor PTC O Termistor PTC é feito de substâncias cerâmicas poli-cristalinas. Os compostos base normalmente são Bário, Titânio e Estrôncio substâncias estas altamente resistivas que são tornadas semicondutoras através da adição de

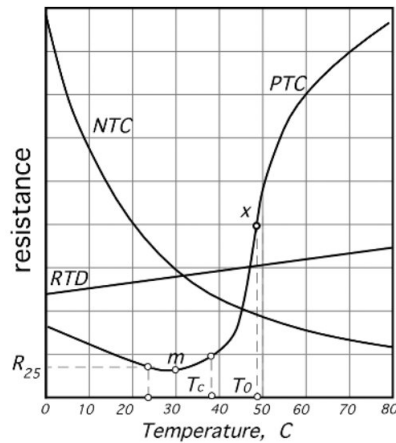


Figura 3.3: Comparação dos gráficos das funções de resposta dos Termistores PTC e NTC com a função de resposta do RTD.

dopantes. Acima da temperatura de Curie, estes materiais compostos sofrem um rápido aumento na resistência, como se pode observar na figura (3.3).

Tabela 3.3: Tabela com resumo das vantagens e desvantagens do Termistor.

Vantagens	Desvantagens
Boa sensibilidade	Não linear
Rápido	Gama de temperatura limitada
Medição com apenas dois fios	Frágil
	Necessita de fonte de corrente
	Auto-aquecimento

3.2.4 Circuito Integrado

A junção de semicondutores sensor de temperatura ou *Integrated Circuit sensor* é baseado na junção de semicondutores tipo n e tipo p . Esta junção apresenta uma forte dependência da temperatura e encontra-se, por exemplo, em díodos ou em transístores bipolares. Se uma junção pn estiver directamente polarizada, a tensão entre os terminais da junção pode ser tomada como uma medição da temperatura da própria junção. Uma das características mais importantes desta propriedade é o seu elevado grau de linearidade. Isto permite que a junção pn possa ser utilizada como um sensor de temperatura muito prático. Como a função de resposta é linear, o processo de calibração consiste apenas em determinar dois pontos.[34] O sinal de resposta do circuito integrado sensor de temperatura pode ser analógico ou digital e, por vezes, é de leitura directa, i.e., 273 K corresponde a $273\ \mu\text{A}$. Existem dois tipos de circuito integrado sensor de temperatura:

- Saída em tensão (e.g. 10 mV/K)
- Saída em corrente (e.g. $1\ \mu\text{A/K}$)

Um exemplo, muito conhecido, deste tipo de sensor é o circuito integrado LM35 do fabricante National Semiconductors.

Tabela 3.4: Tabela com resumo das vantagens e desvantagens da utilização do IC como sensor de temperatura.

Vantagens	Desvantagens
O mais linear	$t < 200\text{ }^{\circ}\text{C}$
A melhor sensibilidade	Necessita de fonte de alimentação
Baixo custo	Lento
	Auto-aquecimento

3.3 Critérios de escolha

Tabela 3.5: Tabela com os critérios de selecção e respectivas características de cada um dos tipos de sensor.

	Termopar	RTD	Termistor	IC
Gama de temperatura ($^{\circ}\text{C}$)	-270 até 1300	-200 até 630	-804 até 150	-554 até 150
Precisão ($^{\circ}\text{C}$)	2,0	0,1	1,0	0,5
Tempo de resposta (s)	< 1	0,2 - 6	1 - 5	4 - 60
Repetibilidade ⁽¹⁾	**	***	*	**
Excitação	-	Fonte de corrente	Fonte de tensão	Fonte de tensão
Distância ⁽²⁾	C	L	L	C
Custo (€)	1 - 50	25 - 1000	2 - 10	1 - 10

⁽¹⁾ Probabilidade de sensores de fabricantes diferentes terem função de resposta igual, classificada em:

*** (alta), ** (média), * (baixa).

⁽²⁾ Distância entre o sensor e o módulo de aquisição, classificada em: C-Curta($\sim cm$), M-Média($\sim m$) ou L-Longa($\sim 10 m$).

3.4 Sensor resistivo RTD de Platina

Os sensores resistivos de Platina para medição da temperatura são instrumentos notáveis devido as características impressionantes que possuem. A gama da medição de temperaturas vai de $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ até $630\text{ }^{\circ}\text{C}$ e a precisão da medição pode atingir 1 mK . Podem ser utilizados durante longos periodos nas várias temperaturas de operação e, mesmo assim, continuar com uma óptima precisão, o que é uma característica notável destes sensores. Tipicamente, são especificados segundo a sua resistência a 0°C , em 50, 100, 1000 ou 2000 Ω .

A função de resposta da platina à temperatura foi descoberta por Callendar-Van Dusen. Callendar descobriu que a resistência da Platina varia quadraticamente em relação à temperatura com as constantes A e B :

$$R(t) = R(0^{\circ}C) (1 + At + Bt^2) \quad (3.8)$$

Mais tarde descobriu que era necessário uma parcela com uma terceira constante C adicional à equação para descrever a relação entre temperatura e resistência abaixo dos $0^{\circ}C$,

$$R(t) = R(0^{\circ}C) [1 + At + Bt^2 + C(t - 100)t^3] \quad (3.9)$$

na qual a constante C é zero para temperatura superiores a $0^{\circ}C$. Esta é a equação de Callendar -Van Dusen, cujo gráfico é apresentado na figura 3.4 e que foi a base das escalas de temperaturas de 1927, 1948 e 1968. Os valores típicos das constantes para termómetros resistivos de platina industriais são:

$$A = 3,908 \times 10^{-3} \text{ }^{\circ}C^{-1}$$

$$B = -5,80 \times 10^{-7} \text{ }^{\circ}C^{-2}$$

$$C = 4,27 \times 10^{-12} \text{ }^{\circ}C^{-4}$$

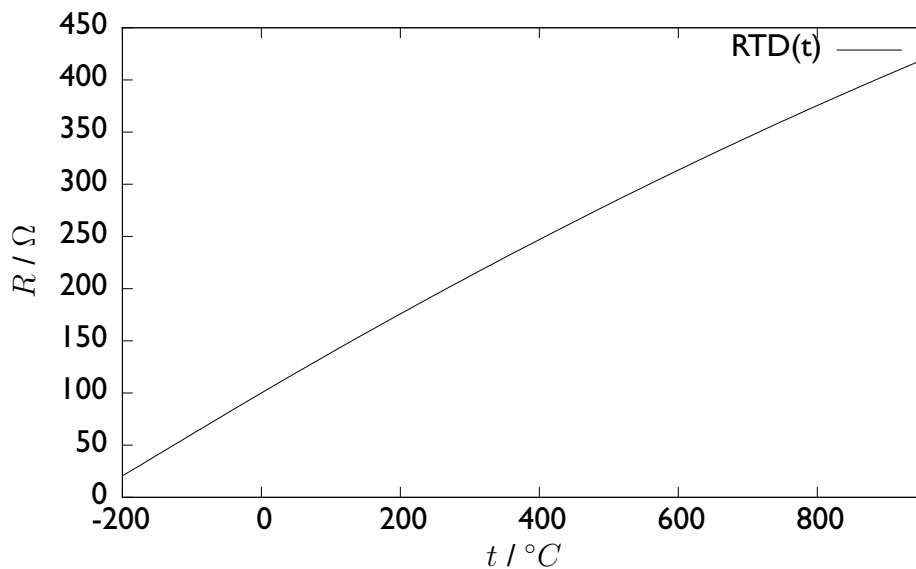


Figura 3.4: Gráfico da função de resposta do sensor RTD de Platina no intervalo de temperaturas entre $-200^{\circ}C$ e $960^{\circ}C$.

3.4.1 Tipos de construção do sensor

O objectivo principal ao construir um sensor e montá-lo num invólucro é permitir que o material resistivo possa responder livremente às variações de temperatura sem que seja afectado pelo ambiente que o rodeia, como, por exemplo, químicos corrosivos, vibração, pressão ou humidade. No caso específico dos sensores de platina, os factores que mais seriamente afectam o seu funcionamento são choques mecânicos e forças de tensão provenientes da expansão térmica.

Basicamente, um sensor de platina consiste numa bobina de fio de Platina montada com alguma folga num material isolador que serve de suporte. Embora, por um lado, a folga permita que ambas as matérias se expandam, por outro lado, torna o instrumento frágil e susceptível de sofrer choques mecânicos. Pequenas

pancadas ou vibrações fazem com que algumas partes da bobina dobrem e, assim são introduzidos defeitos que aumentam a resistência da bobina.

A solução imediata para este problema é montar o sensor de forma totalmente suportada, i.e., sem nenhuma folga. Neste caso, levanta-se um problema diferente. Quando é transferido calor para o sensor, os coeficientes de expansão térmica da bobina e do suporte são diferentes, o que faz com que a bobina seja esticada ou atrofiada. Se a força de tensão for pequena, a deformação é elástica e, por isso, temporária. Mas se a força de tensão for elevada, a deformação é plástica e, portanto, permanente. Em ambos os casos, o fio sofre deformações, o que introduz defeitos e leva ao aumento da resistência ou até à quebra do fio. [33]

Assim sendo, existem várias formas diferentes de construir um sensor de Platina que consistem em diferentes compromissos entre robustez física e precisão da medição. Serão descritas os vários tipos de construção do sensor de Platina.

Sensor de Platina de referência

O sensor de Platina de referência é o sensor resistivo com a melhor precisão, chegando a 1 mK . Devido a esta característica é o sensor utilizado unicamente na manutenção da escala de temperaturas ITS-90, na calibração de outros instrumentos e em aplicações de grande precisão. Consiste numa bobina de fio de Platina de elevada pureza montada de forma folgada num suporte de mica ou quartzo. O invólucro é um tubo de vidro ou quartzo.

É um instrumento extremamente delicado e frágil relativamente a choques mecânicos e vibrações. Choques de grande intensidade podem introduzir erros de 10 mK ao passo que exposição prolongada a vibrações pode introduzir um erro de 100 mK . No entanto, se forem tomadas todas as precauções este tipo de sensor pode ser utilizado durante períodos superiores a um ano, com desvios à função de calibração inferiores a 1 mK .

Sensor de Platina suportado parcialmente

Para obter um sensor mais robusto do que o sensor de referência é necessário suportar a bobina de platina o mais possível, mas de forma a que possa expandir e contrair livremente com a variação da temperatura. Existem dois tipos industriais de construir um sensor suportado parcialmente. Um consiste num suporte de óxido de Alumínio em forma de hélice na qual é enrolada a bobina de Platina. O outro consiste em introduzir a bobina de platina no interior de um suporte de óxido de alumínio. Em algumas aplicações, depois de introduzida a bobina o interior do suporte é enchido com pó de óxido de Alumínio para uma melhor fixação.

Os sensores de platina suportados parcialmente que são utilizados em laboratório permitem obter medições da temperatura com precisão entre 2 mK e 20 mK , com sensibilidades à vibração diferentes, dependendo do grau de protecção do fio de platina.[33]

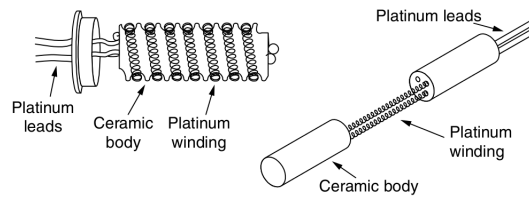


Figura 3.5: Desenhos representativos dos dois tipos industriais de construção do sensor de Platina suportado parcialmente.[33]

Sensor de platina suportado totalmente

Este é o tipo de construção que tem como resultado o sensor de platina com a maior robustez. Consistem em envolver por completo a bobina de platina em vidro ou cerâmica de alumínio. Desta forma, a susceptibilidade à vibração e ao choque mecânico é reduzida ao mínimo. No entanto, a elevada robustez não permite a livre expansão e contracção do fio de platina e do substrato. Isto faz com que o sensor tenha menor estabilidade da função de resposta no longo prazo e uma maior histerese.

Os sensores de platina suportados totalmente permitem obter medições da temperatura com precisão entre 20 mK e 200 mK , com a mínima sensibilidade à vibração e ao choque mecânico.

Sensor de filme fino de platina

Os sensores de bobina de fio de platina têm duas grandes desvantagens: uma deve-se ao facto de nenhum dos vários tipos de construção permitir que os sensores sejam montados de forma automática e, assim, diminuir o custo de produção do sensor; a outra é o elevado tempo de resposta do sensor, que se situa tipicamente entre 2 s e 6 s . Para muitas aplicações a rapidez e o baixo custo são o mais importante.

O sensor de filme fino de platina consiste na deposição em forma de meandro grego de um filme fino de platina sobre um substrato de óxido de alumínio. Desta forma, obtém-se um sensor por terço do custo dos outros tipos de sensor e com um tempo de resposta de cerca de $0,2\text{ s}$. [37]

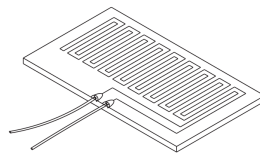


Figura 3.6: Desenho representativo do sensor de filme fino de platina, sem invólucro.[37]

Existem também sensores deste tipo, cujo substrato é um plástico resistente a altas temperaturas para fornecer maior flexibilidade ao sensor. Este tipo de substrato é mais indicado para aplicações que necessitem de uma resposta rápida e para medição da temperatura de superfícies.

A precisão do sensor de filme fino de platina é igual à do sensor de platina suportado totalmente, mas a gama de temperatura é menor, sendo a temperatura

máxima não superior a $200\text{ }^{\circ}\text{C}$.

3.4.2 Medição da resistência

A medição da resistência do sensor RTD pode ser feita recorrendo a vários métodos. Os métodos são a ligação com dois fios, três fios, quatro fios e pseudo quatro fios:

- **Dois fios:** Consiste em medir directamente a diferença de potencial no extremos do RTD. Este método é utilizado quando a resistência de cada um dos fios de ligação ao sensor é conhecida e posteriormente compensada durante o processamento dos dados, ou quando os fios são curtos e as resistências são desprezáveis. Caso contrário, como do ponto de vista do sistema de medição não é possível distinguir a resistência do sensor, $R(t)$, da resistência dos fios, R_L , é dado, erradamente, pelo sistema de medição que a resistência do sensor é $R(t) + R_{L1} + R_{L2}$.

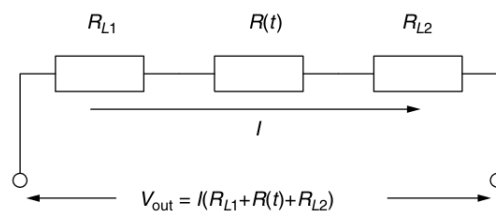


Figura 3.7: Desenho do circuito de medição da resistência do RTD com dois fios, com ênfase nas resistências dos fios de ligação ao sensor, R_{L1} e R_{L2} .[37]

- **Três fios:** Neste método são efectuadas duas medições da tensão, uma inclui o sensor a outra inclui apenas a resistência do fio R_{L2} , admitindo que a corrente de excitação não passa por R_L que está ligada a uma entrada de alta impedância do sistema de aquisição.

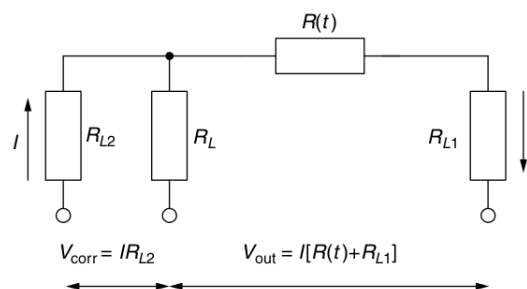


Figura 3.8: Desenho do circuito de medição da resistência do RTD com três fios, com ênfase nas resistências dos fios de ligação ao sensor, R_L , R_{L1} e R_{L2} .[37]

Os dois sinais são posteriormente subtraídos. Admitindo que as resistências dos fios são iguais $R_{L1} = R_{L2} = R_L$, obtém-se a resistência do sensor $R(t) + R_L - R_L = R(t)$. Se as resistências dos fios não forem iguais é introduzido um erro na medição.

- **Quatro fios:** Aqui a corrente de excitação do sensor passa por um dos pares de fios e a medição da queda de potencial no sensor é medida com o outro par de fios. Sendo a medição feita com um sistema com alta impedância de entrada, idealmente, não passa corrente nos fios que ligam o sistema ao sensor pelo que não há queda de potencial ao longo dos fios e, portanto, não há erro na medição.

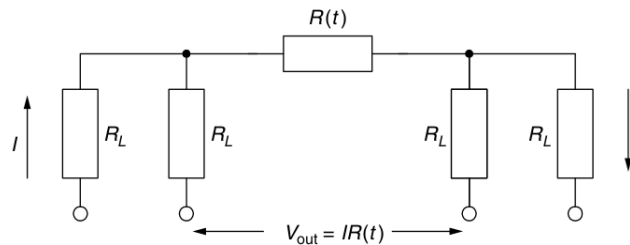


Figura 3.9: Desenho do circuito de medição da resistência do RTD com quatro fios, com ênfase nas resistências dos fios de ligação ao sensor, R_L .

- **Pseudo quatro fios:** Este método é uma forma de adaptar o método de quatro fios à ponte de Wheatstone, tirando proveito das vantagens de ambas as técnicas. Com a evolução da electrónica de aquisição a ponte de Wheatstone para medição da resistência caiu em desuso, no entanto, ainda existem muitos instrumentos de precisão construídos com esta técnica. Neste caso, o sensor tem apenas dois fios, mas o circuito é composto por mais dois fios com características iguais às dos fios de ligação do sensor. Tal como no método dos três fios, se o fios forem iguais à queda de potencial no fios de ligação ao sensor é compensada pela queda de potencial dos fios sem sensor.

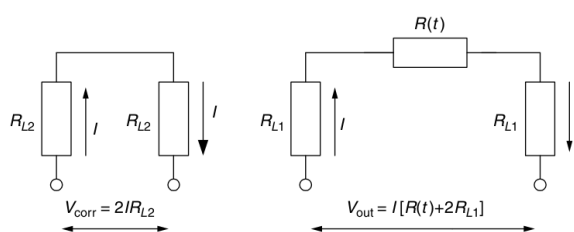


Figura 3.10: Desenho do circuito do método pseudo quatro fios com ênfase para a resistência dos fios de ligação.[37]

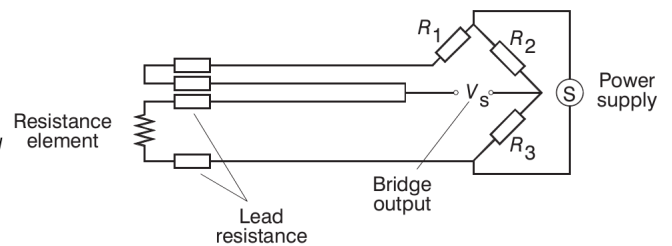


Figura 3.11: Desenho do circuito de medição do método pseudo quatro fios implementado numa ponte de medição de resistência de Wheatstone.[33]

3.4.3 Erros

Auto-aquecimento

A passagem de uma corrente eléctrica pelo sensor para medir a resistência, corrente de excitação, faz com que o sensor dissipe energia para o meio sob medição e, assim, provoque um aumento da temperatura. A potência dissipada no sensor

é I^2R . Recorrendo a um modelo simples é possível determinar o aumento da temperatura provocado pela corrente que passa no sensor. [33]

$$\Delta T = \frac{I^2 R(t)}{h} \quad (3.10)$$

onde ΔT é o aumento da temperatura devido ao erro de auto-aquecimento, I é a corrente de excitação, $R(t)$ é a resistência eléctrica do sensor à temperatura t e h é a constante de dissipação de calor do sensor em $W/^\circ C$.

Este modelo depende da constante de dissipação estimada pelo fabricante e, sendo assim, não é a melhor forma de determinar a correcção da medição. É possível obter uma melhor correcção com a realização de duas medições da temperatura com dois valores de corrente de excitação diferentes. Desta forma, é possível extrapolar o valor da temperatura do sensor quando a corrente de excitação é nula,

$$T_0 = T_1 - \frac{I_1^2}{I_2^2 - I_1^2}(T_2 - T_1) \quad (3.11)$$

Expansão térmica

A maior contribuição para a incerteza da medição da temperatura com sensores de platina industriais vem das deformações provocadas no fio de platina pela diferença entre o coeficiente de expansão térmica, o suporte e o coeficiente de expansão térmica do fio de platina do sensor. Esta diferença na expansão térmica dá origem a dois efeitos causadores de erro: o primeiro, a deformação elástica causa histerese, o segundo, a deformação plástica, causa um desvio permanente da resposta do sensor em relação à função de calibração (*drift*). O coeficiente de expansão térmica da platina é cerca de $9 \text{ ppm}/^\circ C$. No caso dos suportes para feitos de vidro, o coeficiente de expansão encontra-se num intervalo $\pm 1 \text{ ppm}/^\circ C$ em relação ao coeficiente da platina. Os valores são muitos próximos o que é uma grande vantagem mas, a partir de temperaturas ligeiramente altas, tipicamente entre $400^\circ C$ e $500^\circ C$, o coeficiente de expansão do vidro aumenta de um factor de três. Os suportes para o sensor feitos de cerâmica de Alumínio tem um coeficiente de expansão tipicamente entre 8 e $10 \text{ ppm}/^\circ C$. Os coeficientes da Platina e da cerâmica são um pouco diferentes o que dá origem a erros de maior grandeza do que no caso do vidro, mas a cerâmica é melhor do que o vidro em termos de resistividade eléctrica.

Seja qual for o material do substrato, existe sempre uma expansão térmica diferencial tipicamente de cerca de $1 \text{ ppm}/^\circ C$. À medida que a temperatura aumenta o fio é esticado e o seu comprimento aumenta. Para forças de tensão pequenas, a deformação do fio não é permanente e, assim que a temperatura diminui, o fio volta a adquirir o comprimento inicial. O substrato acaba por ser incapaz de manter ao longo do tempo, a força de tensão sobre o fio e este acaba por relaxar e deslizar em relação ao substrato. Assim, o substrato quando sujeito a um aumento de temperatura seguido de uma diminuição da temperatura, expande e estica o fio de platina, depois, o fio relaxa e aproxima-se do comprimento original, posteriormente quando a temperatura diminui, o substrato comprime o fio. Esta sequência de eventos dá origem a histerese que tem como consequên-

cia a introdução de incerteza na medição da temperatura como é mostrado na figura 3.12. [33]

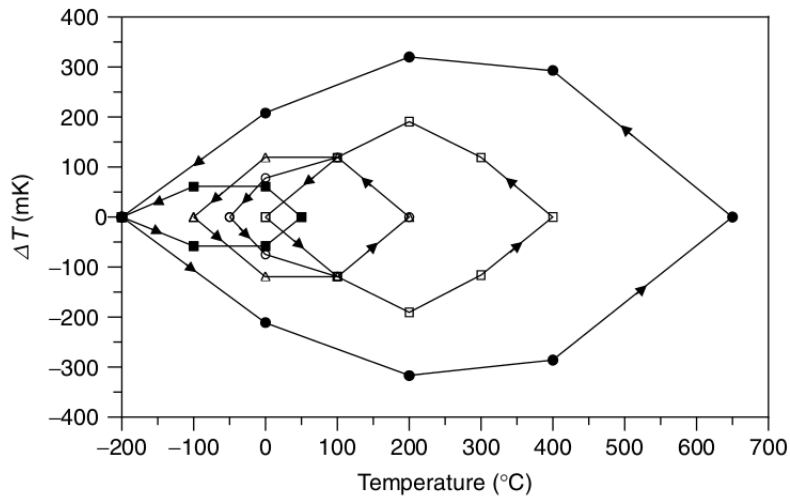


Figura 3.12: Histerese de um sensor de platina suportado totalmente. A histerese é proporcional à gama de temperatura coberta pelo sensor.

O erro devido à expansão térmica introduz um limite inferior à precisão do sensor RTD, visto que não pode ser anulado. Por exemplo, nos dados apresentados figura 3.12, o sensor para temperaturas entre $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, apresenta uma precisão mínima de 100 mK .

Capítulo 4

Sistema desenvolvido

4.1 Motivo e objectivo do desenvolvimento

O objectivo deste projecto é construir um protótipo de um sistema de aquisição de dados compatível com interface para RTD de quatro fios, de acordo com as especificações definidas pela colaboração LZ.

O detector da experiência LZ vai ser envolvido num crióstato. O crióstato irá manter, com grande precisão, o Xénon líquido à temperatura $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$. A temperatura do Xénon contido no detector ao longo do decorrer da experiência é um parâmetro fundamental para o correcto funcionamento do detector. Este parâmetro tem de ser monitorizado continuamente e de forma fiável não só durante o decorrer da experiência mas também durante as operações de enchimento e esvaziamento do detector com Xénon líquido. A melhor forma de garantir uma aquisição de dados de forma fiável e contínua é utilizando um sistema dedicado à monitorização da temperatura do detector.

A colaboração concluiu que a medição da temperatura deve ser feita recorrendo a sensores RTD de quatro fios. A decisão baseia-se em duas razões principais: o sensor RTD faz parte do grupo de sensores que são utilizados em funções de monitorização e controlo e que respondem com um sinal eléctrico que pode ser lido por um sistema de aquisição de dados; é também deste grupo de sensores o único que cumpre a especificação imposta pela colaboração da gama de temperatura para medição, de $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ até $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, e a especificação da precisão da medição, $< 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$, como se pode ver na tabela com os critérios de escolha dos sensores, tabela 3.5. As especificações deste sistema encontram-se na secção seguinte.

Os sistemas de aquisição de dados com interface para RTD de quatro fios que estão disponíveis no mercado são tipicamente sistemas topo de gama com custo por canal bastante elevado¹. Para além das especificações que se mencionou e que foram impostas pela colaboração, o sistema deve, ainda, ser competitivo com os sistemas comerciais, no que respeita ao custo por canal.

¹ Como exemplo o sistema de aquisição de dados da Omega Engineering com quatro canais de entrada para RTD de 2,3 e 4 fios, custa 675.00\$, <http://www.omega.com/pptst/pt-104a.html> (Setembro de 2014)

4.2 Especificações

As especificações do sistema desenvolvido, impostas pela colaboração LZ são:

Parâmetros de funcionamento:

- Gama de medição da temperatura: $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ a $50\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Taxa de aquisição de dados: (Tip.) 1 Hz , (Máx.) 5 Hz
- Precisão da medição de temperatura: $< 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Deriva máxima: $< 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Potência máxima dissipada por sensor: $< 1\text{ mW}$
- Temperatura de operação: $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ até $40\text{ }^{\circ}\text{C}$

Entradas/Saídas:

- Entrada analógica para RTD de quatro fios
- Porta de comunicação Ethernet

4.3 Princípio de funcionamento do sistema

O sistema que desenvolvi consiste numa RTU de um sistema SCADA dedicada à monitorização da temperatura. A função principal do sistema é medir a resistência do sensor RTD, transformar a resistência em temperatura utilizando a função inversa² da função de resposta do sensor RTD, guardar os dados da temperatura lida por cada sensor e enviar os dados para a MTU sempre que a MTU emitir o comando de pedido de dados.

Na maioria dos sistemas SCADA o método de comunicações é o método do cliente-servidor [23] e é também assim que funciona o SCADA da experiência LUX e LZ. Neste método os comandos circulam no sentido da MTU para a RTU e a informação circula no sentido contrário, da RTU para a MTU. O sistema interpreta o comando recebido, no caso de ser uma ordem, executa a ordem e em resposta envia uma mensagem a relatar o sucesso ou o insucesso da execução, e. g., reiniciar o módulo de leitura. No caso de ser um pedido de informação o sistema envia a informação pedida em resposta ao comando, e.g., temperatura medida no canal I.

O sistema é composto por dois tipos de módulos (figura 4.1): módulos de leitura e módulo de processamento. Podem ser ligados vários módulos de leitura a um módulo de processamento, dependendo do número de canais necessário. O módulo de leitura é responsável por:

- Excitação dos sensores;
- Condicionamento e digitalização do sinal gerado pelos sensores.

²A função inversa da função de resposta do sensor RTD encontra-se armazenada no *software* do módulo de processamento. Os cálculos da transformação da resistência em temperatura são executados no módulo de processamento (o módulo de processamento é descrito na secção 4.5).

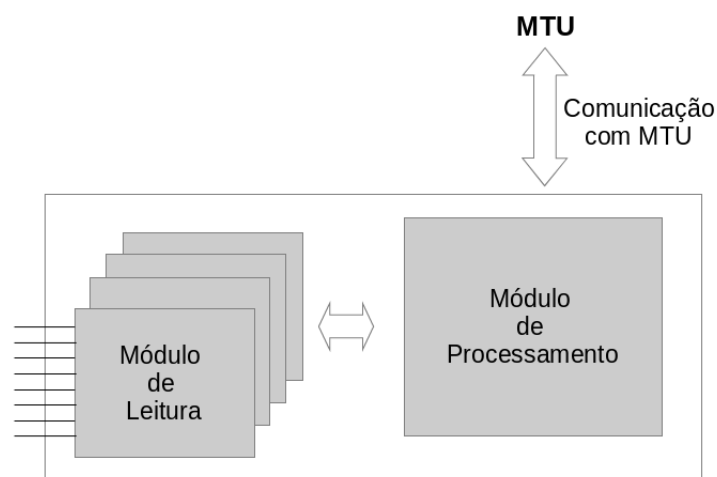


Figura 4.1: Diagrama de blocos do sistema desenvolvido. O sistema é composto por dois tipos de módulos: módulo de leitura e módulo de processamento. Dependendo do número de canais pretendido, o sistema pode ter vários módulos de leitura (cada um tem 8 canais de entrada).

O sinal em formato digital é transferido do módulo de leitura para o módulo de processamento. Por sua vez, o módulo de processamento é responsável por:

- Recepção e armazenamento dos dados;
- Cálculo e armazenamento dos parâmetros de calibração incluindo correcção com a temperatura ambiente;
- Conversão dos dados em temperatura;
- Interpretação dos comandos vindos da MTU;
- Envio de comandos simples para o módulo de leitura;
- Envio da temperatura medida em cada canal para a MTU;
- Apresentação da informação sob forma de tabelas e gráficos numa página web.

4.4 Módulo de leitura

O módulo de leitura, figura 4.2, é composto por:

- Interface analógica composta por 8 circuitos de condicionamento de sinal;
 - Elimina altas frequências
 - Elimina interferência de modo comum
 - Amplifica o sinal
 - Protege contra descargas electromagnéticas

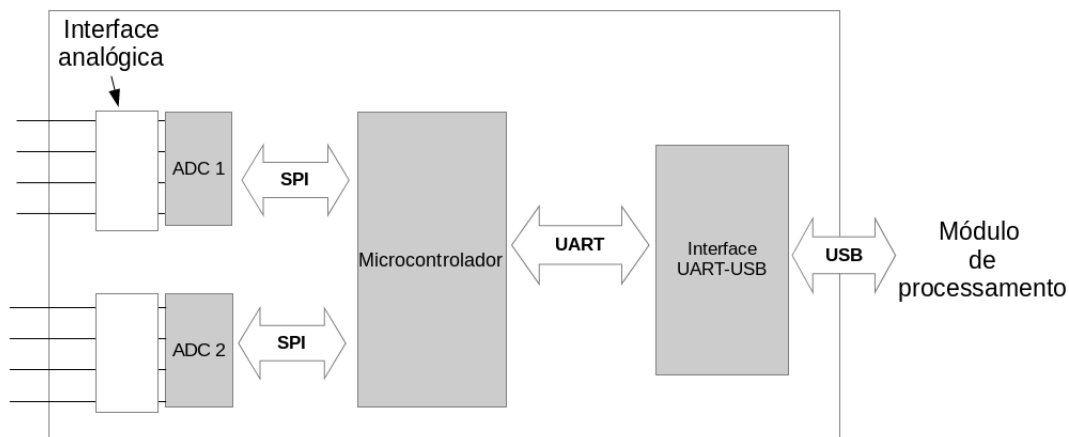


Figura 4.2: Diagrama de blocos do módulo de leitura. O módulo de leitura é composto por dois ADCs, um microcontrolador e uma interface USB para comunicação com o módulo de processamento.

- Conversor Analógico-Digital;
 - Dois dispositivos ADS1248 (Texas Instruments) [38]
 - Inclui fonte de corrente de excitação programável
- Microcontrolador;
- Interface USB com módulo de processamento;

4.4.1 Interface analógica

O circuito de condicionamento de sinal do módulo de leitura é composto por: filtro passa-baixo e circuito de amplificação com entrada diferencial. Na figura 4.3 encontra-se o esquema do circuito.

O sensor RTD é excitado por uma corrente de 1 mA que o faz produzir um sinal com amplitude que pode ir de $18,52\text{ mV}$ até $119,4\text{ mV}$. Estas são as amplitudes correspondentes aos valores extremos do intervalo de temperaturas de medição $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $50\text{ }^{\circ}\text{C}$, respectivamente. A corrente de excitação é gerada pela fonte de corrente de excitação que vem integrada no ADS1248.

O sinal proveniente do sensor é conduzido até ao módulo de leitura onde se encontra o circuito de condicionamento de sinal. No circuito de condicionamento o sinal é filtrado por um filtro passa-baixo e amplificado em modo diferencial. O filtro passa-baixo tem frequência de corte aproximadamente em 16 Hz . Mais à frente na secção 4.6, são explicadas as opções tomadas.

A amplificação do sinal em modo diferencial é feita por um amplificador de instrumentação com ganho de aproximadamente 20 V/V . Depois de amplificado o sinal é digitalizado pelo ADC ADS1248 com gama de entrada definida em $2,4\text{ V}$.

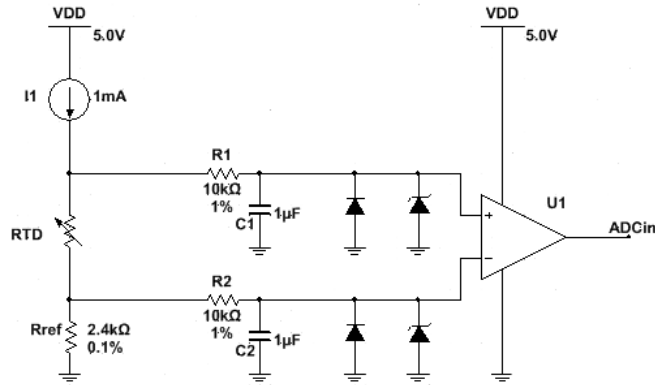


Figura 4.3: Esquema do circuito de condicionamento do sinal. Este circuito encontra-se em cada uma das 8 entradas do módulo de leitura. O circuito de realimentação do amplificador não foi representado na figura propositadamente, porque foram testados vários amplificadores que têm circuitos de realimentação diferentes. O amplificador da figura é apenas uma representação do ponto do circuito onde ocorre a amplificação da componente diferencial do sinal e não um desenho representativo de um amplificador de instrumentação.

4.4.2 Conversor analógico-digital

O conversor é o ADS1248 do fabricante Texas Instruments [38]. Para além do circuito de digitalização com resolução de 24 bits e filtro digital, este dispositivo tem incluídos outros módulos de *hardware* que são: multiplexador com capacidade para 4 entradas diferenciais ou 7 não diferenciais, amplificador de ganho programável cujo ganho pode ir de 1 até 128 V/V , interface de comunicação série SPI (*Serial Peripherals Interface*), duas fontes de corrente programáveis com capacidade para gerar correntes até 1,5 mA e oscilador interno.

A electrónica de aquisição encontra-se toda integrada no dispositivo analógico e digital. O dispositivo encerra em si todos os componentes de *hardware* necessários para compor uma interface para sensores RTD de dois, três ou quatro fios. Na equipa havia experiência de trabalho com estes dispositivo, nomeadamente o Doutor Francisco Neves que utilizou um dispositivo igual no desenvolvimento do Sistema Automático de Azoto líquido (secção 1.6.5). Por estes motivos, fez todo o sentido incluir este dispositivo no sistema que foi desenvolvido, pois permitiu poupar tempo de desenvolvimento e diminuir o custo final do sistema.

Multiplexador O multiplexador liga os oito canais do ADS1248 ao amplificador de ganho programável. Os canais podem ser configurados para sete entradas não diferenciais, quatro entradas diferenciais ou uma qualquer combinação possível entre entradas diferenciais e não diferenciais. O multiplexador também permite ligar as fontes de corrente de excitação a qualquer um dos canais.

Qualquer canal analógico pode ser configurado como entrada positiva ou negativa através do registo MUX0.

Nos canais de entrada do ADC encontram-se díodos de protecção contra descargas electrostáticas. Para impedir que os díodos entrem em condução, a tensão à entrada não pode crescer em 100 mV em relação à tensão de alimen-

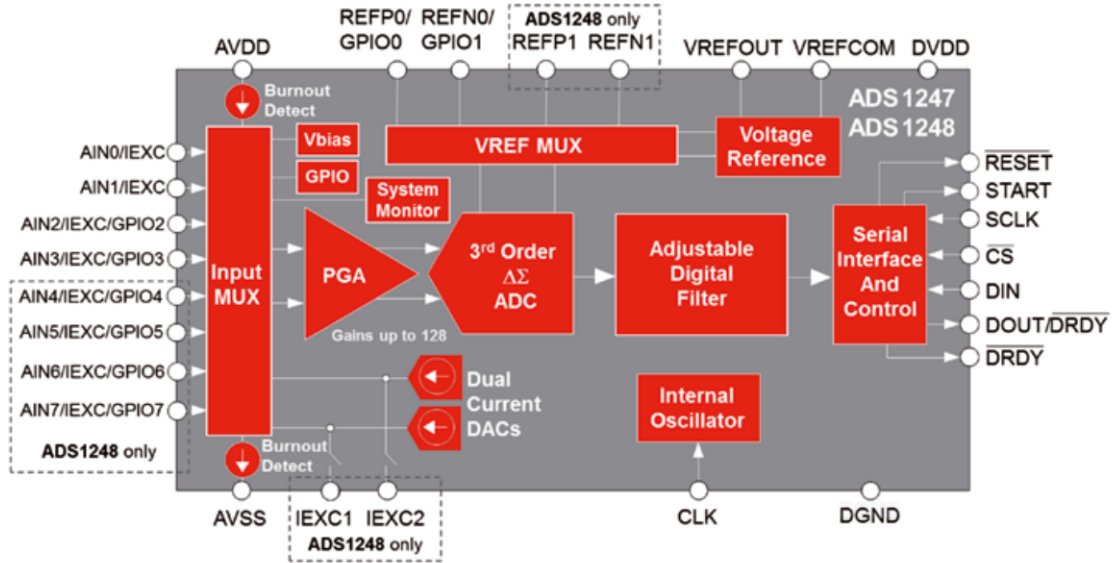


Figura 4.4: Diagrama de blocos representativos das entradas, saídas e os vários módulos que integram o ADS1248.

tação positiva e vice-versa na tensão de alimentação negativa. [38]

Amplificador de ganho programável O amplificador tem ganho variável e pode ser configurado para os seguintes ganhos: 1, 2, 4, ..., 128 V/V , escrevendo no registo SYS0.

A entrada do amplificador tem alta impedância, no entanto, existe uma corrente de entrada que é conhecida. O valor da corrente de entrada varia com a taxa de aquisição de dados e vai dos $0,5 nA + 0,1 nA/V$ para as taxas de aquisição mais baixas e que corresponde à impedância efectiva de $5 G\Omega$ até aos $8 nA + 2 nA/V$ para a taxa de aquisição máxima que corresponde à impedância efectiva de $0,3 G\Omega$ [38]

Conversor Analógico-Digital e Filtro Digital O conversor analógico-digital é do tipo delta-sigma ($\Delta\Sigma$). O ADC $\Delta\Sigma$ tem alta resolução, 24 bits, para sinais contínuos ou de relativamente baixa frequência (em relação à frequência de amostragem do modulador). É composto por um modelador de terceira ordem seguido de um filtro digital e um decimador. A taxa de amostragem do modelador vai de $32k amostras/s$ até $512k amostras/s$. Depois de o sinal passar pelo decimador a taxa de aquisição de dados é reduzida para a taxa definida no registo SYS0 que pode ser de $5 Hz$ até $2 kHz$. [38, 39, 40]

A frequência de corte do filtro digital para as taxas de aquisição de $5 amostras/s$ e $10 amostras/s$ é de $2,26 Hz$ e $4,76 Hz$, respectivamente. A atenuação de sinais de interferência com $50 Hz$ e $60 Hz$ é inferior a $-70 dB$ para as mesmas taxas de aquisição de dados. [38]

Fontes de corrente de excitação Existem no ADS1248 duas fontes de corrente de excitação. A corrente de saída é programável e pode tomar os seguintes valores: $50 \mu A$, $100 \mu A$, $250 \mu A$, $500 \mu A$, $1000 \mu A$ e $1500 \mu A$. O erro do valor da

corrente é de 6% do fundo de escala[38]. Cada fonte de corrente pode ser ligada a um pino de saída dedicado ou a qualquer um dos pinos de entrada analógica do dispositivo.

Sistema de monitorização do dispositivo O dispositivo tem a capacidade de monitorizar o próprio estado de funcionamento. Tem capacidade para medir: a tensão de alimentação analógica e digital (AVDD e DVDD), a tensão de referência externa (VREF) e a temperatura a que se encontra.

A medição da tensão de referência é feita utilizando a referência interna de 2,048 V. Para medir a temperatura interna, o dispositivo possui dois díodos que são ligados ao sistema de digitalização quando esta função é seleccionada. O coeficiente de temperatura dos díodos é $405 \mu V/^{\circ}C$ e a sua tensão à temperatura de $25^{\circ}C$ é de $118 mV$. Estes valores são dados da *datasheet* do dispositivo.[38]

Controlo da conversão do ADC O dispositivo tem um pino START que permite controlar o início da conversão com a máxima precisão. Enviando um impulso para o pino START inicia-se imediatamente uma nova conversão. O tempo de conversão depende da taxa de aquisição de dados seleccionada. O fim da conversão é indicado com mudança de estado do pino \overline{DRDY} que passa do estado lógico 1 para o estado lógico 0. Depois de a conversão terminar, o dispositivo entra automaticamente em modo de baixo consumo e mantém-se neste modo de operação enquanto o pino START estiver no estado lógico 0. Durante o modo de baixo consumo é possível transferir os dados da conversão através da interface SPI. No entanto, o dispositivo não responde a outro tipo de comunicações enquanto o pino START estiver no estado lógico 0.

O dispositivo vem configurado de origem para converter continuamente se o pino START for mantido sempre no estado lógico 1. Com o pino START sempre no estado lógico 1 o dispositivo converte continuamente o canal de entrada definido previamente no registo MUX0.

Pino de reiniciação O dispositivo tem também um pino \overline{RESET} . Quando o dispositivo detecta uma mudança de estado descendente (mudança do estado lógico 1 para o estado lógico 0) neste pino, o dispositivo é imediatamente reiniciado. Neste estado todos os registos são repostos com os valores originais. O dispositivo mantém-se neste estado enquanto o pino \overline{RESET} for mantido no estado lógico 0. Após o estado do pino \overline{RESET} ser alterado para o estado lógico 1 o dispositivo demora a $0,6 ms$ até sair do estado de reiniciação, dado que a frequência do oscilador é $4,096 MHz$. Assim as comunicações com o dispositivo só devem ser retomadas $0,6 ms$ após o pino \overline{RESET} voltar ao estado lógico 1.

Formato dos dados O dispositivo envia os dados de 24 bits no formato *two's complement*. O LSB (bit menos significativo) tem o valor de $(V_{REF}/G)/(2^{23} - 1)$ onde G é o ganho do PGA. O fundo de escala positivo é traduzido no código 0x7FFFFFFF e o fundo de escala negativo é traduzido no código 0x800000. Estes são também os valores do sinal de saída quando ocorre saturação devido a sinais de entrada com amplitude que ultrapassa o fundo de escala.

Interface de comunicação A interface de comunicação do dispositivo segue a norma SPI e tem adicionalmente o sinal de fim de conversão ($\overline{\text{DRDY}}$). Os pinos que compõem a interface SPI e respectivas funções são:

- **$\overline{\text{CS}}$** O pino de selecção do dispositivo. Este pino activa as comunicações SPI. Este pino deve estar num estado lógico 0 antes de se iniciar a transferência de dados e deve manter-se o pino nesse estado durante o tempo que demorarem as comunicações. O funcionamento do pino $\overline{\text{DRDY}}$ não depende do estado do pino $\overline{\text{CS}}$. Colocar este pino no estado lógico 1 desactiva apenas as comunicações SPI, a conversão de dados continua e, uma vez terminada, o pino $\overline{\text{DRDY}}$ muda de estado.
- **SCLK** Sinal de relógio da comunicação série. Neste pino entra o sinal de relógio fornecido pelo dispositivo mestre, que sincroniza a comunicação entre os dois dispositivos. Os dados são transferidos para o pino de entrada DIN na variação descendente do sinal de relógio e os dados são enviados pelo pino DOUT na variação ascendente do sinal de relógio.
- **DIN** Pino de entrada de dados. Este pino opera em conjunto com o SCLK durante a recepção de dados.
- **DOUT** Este pino tem dois modos de operação, operação como pino de saída de dados e a operação combinada de $\overline{\text{DRDY}}$ e DOUT. No sistema desenvolvido e aqui descrito, o modo de operação deste pino é sempre de saída de dados. (Como se verá mais, a frente o sinal de fim de conversão de dados ($\overline{\text{DRDY}}$) serve de interrupção externa ao microcontrolador e o pino de entrada de dados da interface SPI do microcontrolador não coincide com o um dos pinos de interrupção externa do microcontrolador motivo pelo qual estes sinais tiveram que ser divididos por dois pinos.)
- **$\overline{\text{DRDY}}$** Pino de sinalização do fim da conversão. Quando o sinal do pino $\overline{\text{DRDY}}$ muda do estado lógico 1 para 0, significa que o resultado da última conversão se encontra disponível para ser enviado. Os dados são enviados fornecendo ao dispositivo 24 ciclos de relógio no pino SCLK.

4.4.3 Microcontrolador

O microcontrolador utilizado no módulo de leitura é o PIC18F4520 [41]. Tem processador de 8-bit, memória para programas de 32 *kBytes* e módulos de comunicação SPI e UART. Foi escolhido um microcontrolador da família PIC18 da Microchip porque, para as funções que o microcontrolador desempenha, um processador de 8-bit é suficiente e porque pode ser programado utilizando um compilador da linguagem de programação C.

O microcontrolador foi programado para:

- Inicializar e configurar o ADS1248;
- Controlar a conversão de dados do ADS1248;
- Transferir os dados adquiridos do ADS1248 para o módulo de processamento;

- Interpretar e executar os comandos vindos do módulo de processamento;

O código desenvolvido para o microcontrolador é baseado em interrupções, uma interrupção de alto nível e uma interrupção de baixo nível. A interrupção de alto nível é uma interrupção externa desencadeada pelo sinal de fim de conversão do ADS1248. A rotina de serviço à interrupção de alto nível pede os dados convertidos ao ADS1248, guarda-os temporariamente num *buffer* e sinaliza o ciclo principal para o facto de se encontrar novos dados no *buffer* para serem enviados.

Executar a transferência de dados do ADS1248 para o microcontrolador com uma interrupção de alto nível permite cumprir o objectivo principal do sistema: a aquisição de dados a uma taxa de aquisição pré-definida. Caso contrário, não haveria a garantia que a taxa de aquisição seria cumprida e que os dados não seriam perdidos no ADS1248 devido a conclusão de uma nova conversão. Garante-se também que os dados não são perdidos durante a transferência para o microcontrolador por uma interrupção de maior prioridade.

A interrupção de baixo nível é uma interrupção desencadeada pelo módulo de comunicação UART na chegada de caractere ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*). A rotina de serviço à interrupção de baixo nível executa a leitura e interpretação do caractere recebido e guarda-o temporariamente num *buffer*. Um comando recebido pode ter uma, duas ou três partes separadas pelos caracteres ' ' (espaço), ':' (dois pontos) ou '=' (igual). O fim da mensagem com o comando é determinado pelos caracteres '\n' ou '\r'. Quando é detectado o fim da mensagem, o ciclo principal é sinalizado para o facto de que se encontra no *buffer* um novo comando para ser executado.

O ciclo principal começa por limpar o *watchdog timer* e depois verificar o estado das sinalizações que indicam se o *buffer* de dados está cheio ou se o *buffer* de comandos tem um novo comando. No caso de a sinalização de dados estar activada, o ciclo chama a função de envio de dados, os dados são enviados para o módulo de processamento e desactiva a sinalização. No caso de a sinalização de novo comando no *buffer* estar activada, o ciclo compara o comando recebido com os comandos suportados. Caso o comando recebido corresponda a um dos comandos suportados, o ciclo executa o comando e responde de acordo com a tarefa comandada, caso contrário, despreza o comando e responde com uma mensagem de erro. No fim o *buffer* é esvaziado e sinalização é desactivada. O *watchdog timer* controla o funcionamento do ciclo. O temporizador *watchdog timer* está configurado para um período de 1,024 s. O período de contagem é reiniciado no início do ciclo principal. Caso o ciclo fique preso o *watchdog timer* reinicia o microcontrolador.

Na figura 4.5 encontra-se o diagrama da actividade do ciclo principal em linguagem UML, (*Unified Modeling Language*).

Os comandos suportados pelo microcontrolador são:

- readChannel n, com n = 0, 1, 2, 3 ou 4. O canal 0 mede a temperatura do sensor de temperatura interno do ADS1248. Os restantes canais são canais para sensores RTD;
- readRegister:x, onde x é o nome do registo. Devolve o conteúdo do registo x do ADS1248;

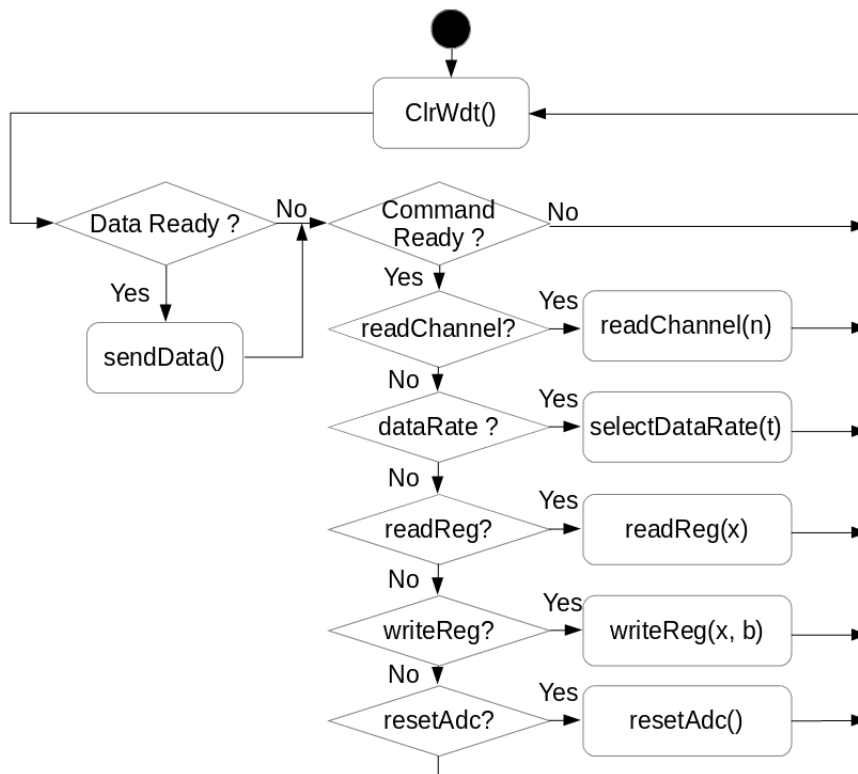


Figura 4.5: Diagrama da actividade do ciclo principal do programa do microcontrolador do módulo de leitura.

- writeRegister:x b Comando para escrever o byte b no registo x. Serve para alterar a configuração do ASD1248;
- dataRate t Altera a taxa de aquisição de dados do dispositivo para a taxa t;
- resetAdc Comando para reiniciar o dispositivo ADS1248;

4.4.4 Conversor UART-USB

O conversor UART-USB é um dispositivo que permite simplificar o desenvolvimento de interfaces USB, reduzindo o número de componentes necessários. O dispositivo é o FT232R do fabricante Future Technologies Devices International [42].

4.5 Módulo de processamento

O módulo de processamento é baseado no computador embutido ARM (Advanced Risc Machine) Raspberry Pi [43].

O Raspberry Pi foi escolhido pelas seguintes vantagens:

1. Tem sistema operativo Linux;
2. Inclui portas de comunicação USB e Ethernet;
3. Pela facilidade expansão com outros módulos de hardware;

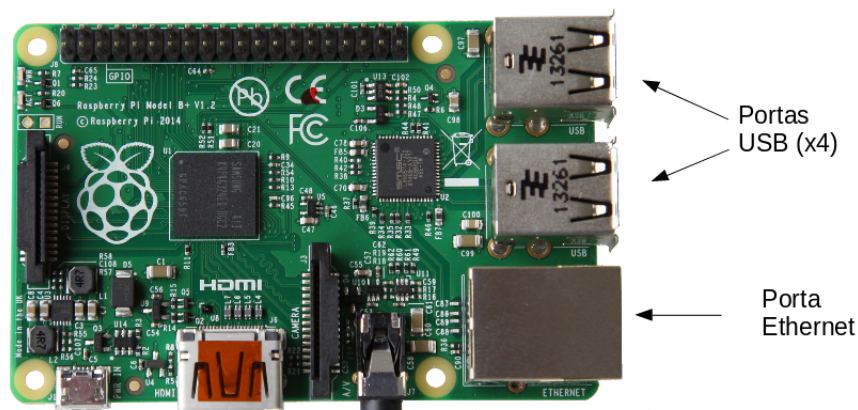


Figura 4.6: Raspberry Pi modelo B+.[43]

O facto de o Raspberry Pi ter sistema operativo Linux permitiu utilizar o *software* de aquisição de dados desenvolvido pela colaboração LUX, poupando-se, assim, bastante tempo de desenvolvimento e de correcção de erros. Para estabelecer a comunicação entre o Raspberry Pi e o módulo de leitura desenvolvi, o código fonte para a interface "Slow Control"(secção 2.2.2 e figura 2.5).

Além do sistema operativo base (distribuição Raspbian), foram também instalados os seguintes pacotes de *software* livre: linguagem PHP para desenvolver páginas web, o servidor de páginas web APACHE e o software de gestão de base de dados MySQL. Assim, conseguiu-se construir um sistema que executa funções avançadas: base de dados local, servidor web, interface local, interface remota e *scripting* em Python.

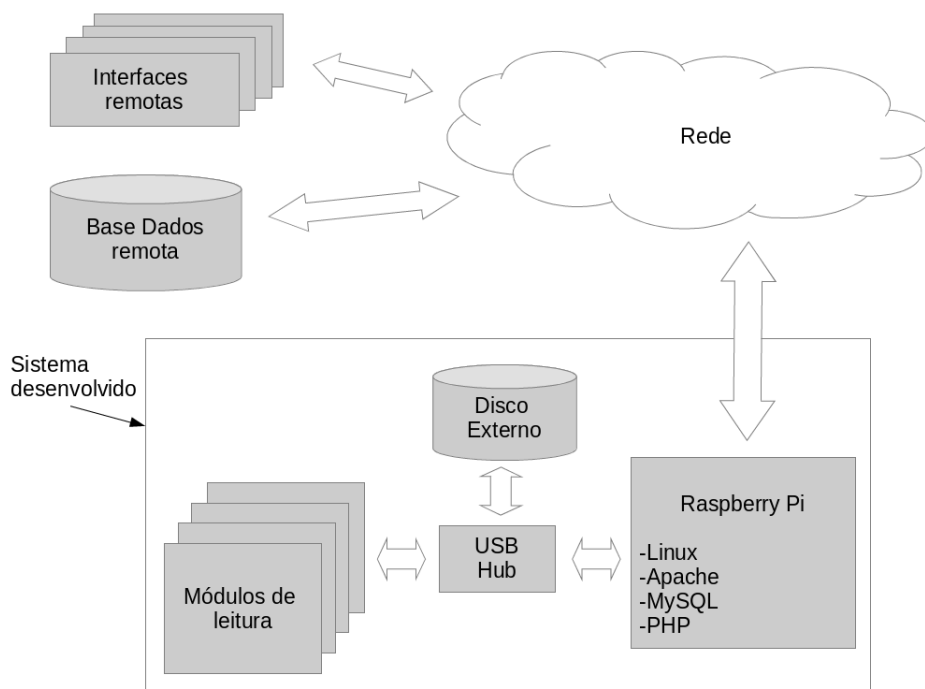


Figura 4.7: Esquema do sistema completo e do seu funcionamento. Na implementação da prova-de-conceito, foi utilizada a placa de testes (secção 4.7) como módulo de leitura.

Foi realizada uma implementação tipo prova-de-conceito do sistema com Raspberry Pi acoplado por interface USB à placa de testes. O *software* do LUX Slow Control foi instalado e permitiu:

- Adquirir os dados da placa de testes e guardá-los na base de dados local;
- Mostrar a temperatura actual, bem como o histórico da temperatura num período definido pelo utilizador num terminal local e remoto.
- Enviar os dados adquiridos para uma base de dados remota;
- Envio de dados em resposta a comandos enviados por um computador remoto, realizando assim funções de RTU.

4.6 Discussão das opções tomadas

O sensor RTD é um sensor passivo, precisa de uma corrente para gerar uma tensão que possa ser lida pelo sistema de aquisição. A corrente de excitação dos sensores é de 1 mA . A variação da resistência do sensor com a temperatura não é muito acentuada (gráfico 3.4) pelo que o valor da corrente de excitação não deve ser muito baixo, caso contrário, o sinal terá muito pouca amplitude. Por outro lado, quanto maior for o valor da corrente que passa pelo sensor maior é a potência dissipada por efeito de Joule e a potência dissipada por cada sensor não pode ultrapassar 1 mW (secção 4.2).

Para a temperatura de $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ o sensor tem de resistência $R_{RTD} = 119,4 \pm 0,04\ \Omega$ [31]. A corrente de excitação é $I = 1 \pm 0,09\text{ mA}$, o que resulta numa dissipação máxima de energia de $0,13\text{ mW}$.

A frequência de corte do filtro passa-baixo é, $f_c = 16\text{ Hz}$. O tempo de resposta do sensor RTD de filme fino utilizado na experiência LZ é de $t = 200\text{ ms}$ [31]. A frequência de corte foi escolhida de forma a que o tempo de carga, τ , do condensador fosse metade do tempo de resposta do sensor - para tempo de carga do condensador recorreu-se à "regra de algibeira" que consiste em utilizar para valor do tempo de carga de condensador a constante de tempo RC multiplicada por dez. Desta forma, o filtro não degrada a resolução temporal do sensor. O filtro é composto por uma resistência de $10\text{ k}\Omega$ e um condensador com capacidade $1\ \mu\text{F}$. Pela "regra" enunciada há pouco, o tempo de carga do condensador é $\tau \approx 10 \times 10\text{ k} \times 1\ \mu = 100\text{ ms}$.

O sinal gerado pelo sensor RTD de quatro fios é transportado por dois fios, filtrado e lido em modo diferencial. A medição do sinal é feita por amplificadores de instrumentação ligados aos canais de entrada do dispositivo de aquisição. Colocar amplificadores a fazer o condicionamento do sinal em vez utilizar o amplificador que vem no dispositivo tem por objectivo a criação de uma barreira de protecção de última instância contra a destruição do dispositivo de aquisição por descargas electrostáticas. Esta barreira permite que uma descarga de amplitude que ultrapasse o limite de protecção dos dispositivos destrua apenas o amplificador desse canal e não o dispositivo de aquisição. Assim, neste caso hipotético, perde-se apenas um canal de medição da temperatura em vez de quatro canais.

4.7 Placa de testes

Depois de projectado o sistema, foi necessário testá-lo para determinar o seu desempenho, assim como para escolher um amplificador de instrumentação entre os vários que se encontram disponíveis. Com recurso ao programa CadSoft EAGLE, desenhei uma placa de circuito impresso para efectuar os testes. A placa de testes inclui os mesmos componentes do módulo de leitura: circuito de condicionamento de sinal, ADC, microcontrolador e interface USB.

A placa tem duas camadas de circuito. A alimentação para dispositivos analógicos foi separada da alimentação para dispositivos digitais. Foram utilizados condensadores de desacoplamento de 100 nF junto aos pinos de alimentação dos dispositivos. Foi também incluída na placa uma entrada para o programador, PICkip 2 [44], do microcontrolador.

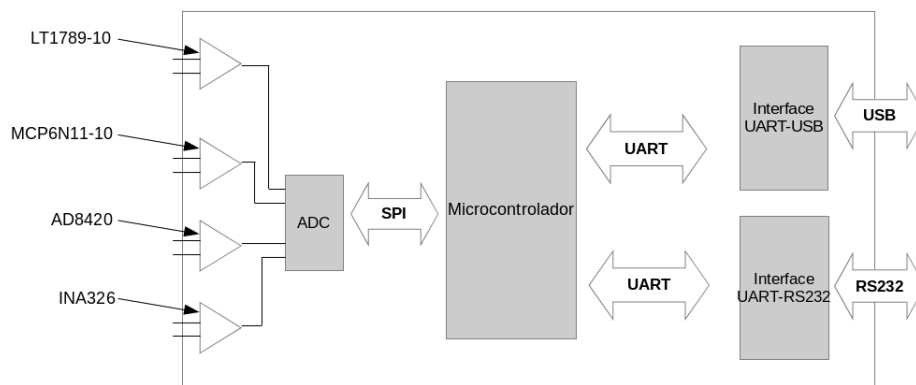


Figura 4.8: Diagrama de blocos da placa de testes que desenhei e construí.

Os amplificadores testados foram: LT1789-10 da Linear Technologies [45], MCP6N11-10 da Microchip [46], AD8420 da Analog Devices [47] e INA326 da Texas Instruments [48]. Para além dos amplificadores, a placa de testes inclui também quatro ligações para RTD de quatro fios cada uma ligada a um amplificador, um dispositivo de aquisição ADS1248, um microprocessador PIC18F4520, um conversor de protocolos de comunicação série FT232R e uma porta USB. Como na equipa não havia experiência de trabalho com o FT232R foi também incluída uma porta RS232 e um conversor de protocolos de comunicação série MAX323CPE [49] que converte UART em RS232 e com o qual existe bastante experiência, com o objectivo de facilitar a resolução de problemas que pudessem surgir com o FT232R. O esquema e o desenho do circuito da placa de testes encontram-se no apêndice A.

4.7.1 Lista de Erros

Os erros contabilizados representam o pior dos casos possíveis.

I. Sensor, RTD, [31]

Tolerância da resistência	0,04 Ω
---------------------------	---------------

2. Filtro

Tolerância da resistência	1%
Corrente de fuga do condensador	Desprezável

3. Amplificadores (UI). [45, 46, 47, 48]

Valor dos erros na tensão de entrada:

	<u>LT1789-10</u>	<u>MCP6N11-10</u>	<u>AD8420</u>	<u>INA326</u>
Erro do ganho (%)	0,25	1	0,1	0,2
Deriva do ganho com temperatura (ppm/°C)	50	6	10	25
Tensão de <i>offset</i> , V_{OS} (μV)	300	500	125	100
Deriva de V_{OS} com a temperatura ($\mu V/^\circ C$)	0,7	9	1	0,4
Corrente de entrada $\times R_{1,2}$ (μV) ³	400	0,1	270	20
Corrente de <i>offset</i> $\times R_{1,2}$ (μV) ³	40	0,01	10	20
Tensão de ruído (nV/\sqrt{Hz})	90	9,5	55	97
Corrente de ruído $\times R_{1,2}$ (nV/\sqrt{Hz}) ³	0,62	0,01	0,8	1,5

4. ADC [38]

Erro do ganho	0,02%
Deriva do ganho	0,025%
Tensão de <i>offset</i>	15 μV
Não linearidade integral	15 ppm

³ $R_{1,2}$ são as resistências que fazem parte dos filtros passa-baixo da entrada positiva e negativa do amplificador de instrumentação do circuito de condicionamento do sinal, respectivamente (para um melhor esclarecimento o leitor pode dirigir-se à figura 4.3).

4.7.2 Propagação de erros

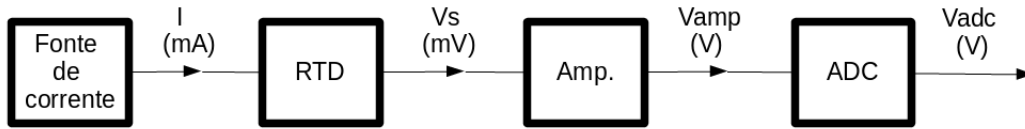


Figura 4.9: Diagrama de blocos representativos dos componentes do circuito da placa de testes e da transferência do sinal entre a entrada e saída de cada componente do circuito.

Os erros foram calculados à saída de cada componente. Foi utilizado para valor de cada erro aquele que representa o pior dos casos possíveis, quando são apresentados vários casos na respectiva *datasheet* do componente.

1. Considere-se o sensor RTD à temperatura máxima de medição, $t_S = 50\text{ }^\circ\text{C}$. $R_S = 119,4\ \Omega$ é a resistência do sensor RTD à temperatura t_S e $I = 1\text{ mA}$ é a corrente de excitação do sensor (figura 4.9). O erro da fonte de corrente é 6% do fundo de escala ($1,5\text{ mA}$), i.e. $90\ \mu\text{A}$.

$$V_S = IR_S$$

$$\begin{aligned}\sigma_{V_S}^2 &= \left(\frac{V_S}{R}\right)^2 \sigma_R^2 \\ &= I^2 \sigma_R^2 \\ \sigma_{V_S}^2 &= (1,09\text{mA})^2 (0,04\Omega)^2\end{aligned}$$

$$\sigma_{V_S} = 43,6\ \mu\text{V}$$

O erro da variação do sinal com a variação da corrente da fonte não foi incluído propositalmente, porque o circuito cancela-o. Como a corrente de excitação do sensor é também a corrente que gera a tensão de referência do ADC, uma variação no valor da corrente (que faz variar o valor do sinal) faz variar a gama de entrada do ADC, o que altera o valor do LSB. Desta forma, fica compensada a variação no sinal devido à variação da corrente de excitação. [50]

2. Amplificadores. O ganho de cada amplificador foi ajustado para $G = 20\text{ V/V}$. V_{amp} é o sinal à saída do amplificador (figura 4.9), V_{OS} é a tensão de *offset* do amplificador, V_d é a tensão de deriva do amplificador, I_b é a corrente de entrada (*bias*) do amplificador e I_{OS} é a corrente de *offset* do amplificador.

$$V_{amp} = G(V_S + V_{OS} + V_d + I_b R_{1,2} + I_{OS} R_{1,2})$$

$$\sigma_{V_{amp}}^2 = \left(\frac{\partial V_{amp}}{\partial G}\right)^2 \sigma_G^2 + \left(\frac{\partial V_{amp}}{\partial V_S}\right)^2 \sigma_{V_S}^2 + \left(\frac{\partial V_{amp}}{\partial V_{OS}}\right)^2 \sigma_{V_{OS}}^2 + \left(\frac{\partial V_{amp}}{\partial V_d}\right)^2 \sigma_{V_d}^2 + \left(\frac{\partial V_{amp}}{\partial (I_b R_f)}\right)^2 \sigma_{I_b R_f}^2 + \left(\frac{\partial V_{amp}}{\partial (I_{OS} R_f)}\right)^2 \sigma_{I_{OS} R_f}^2$$

$$\sigma_{V_{amp}}^2 = (V_S + V_{OS} + V_d + I_b R_f + I_{OS} R_f)^2 \sigma_G^2 + G^2 (\sigma_{V_S}^2 + \sigma_{V_{OS}}^2 + \sigma_{V_d}^2 + \sigma_{I_b R_f}^2 + \sigma_{I_{OS} R_f}^2)$$

LT1789-10: $\sigma_{V_{amp}} = 6,553mV$

MCP6N11-10: $\sigma_{V_{amp}} = 24,199mV$

AD8420: $\sigma_{V_{amp}} = 3,009mV$

INA326: $\sigma_{V_{amp}} = 4,921mV$

3. ADC. V_{adc} representa o sinal à saída do ADC (figura 4.9), G' é o ganho do ADC de valor unitário, V'_{OS} é a tensão de *offset* do ADC, V'_d é a tensão de deriva do ADC e V_{INL} é o erro da não linearidade integral do ADC em *volts*.

$$V_{adc} = G'V_{amp} + V'_{OS} + V'_d + V_{INL}$$

$$\sigma_{V_{adc}}^2 = \left(\frac{\partial V_{adc}}{\partial G'}\right)^2 \sigma_{G'}^2 + \left(\frac{\partial V_{adc}}{\partial V_{amp}}\right)^2 \sigma_{V_{amp}}^2 + \left(\frac{\partial V_{adc}}{\partial V'_{OS}}\right)^2 \sigma_{V'_{OS}}^2 + \left(\frac{\partial V_{adc}}{\partial V'_d}\right)^2 \sigma_{V'_d}^2 + \left(\frac{\partial V_{adc}}{\partial V_{INL}}\right)^2 \sigma_{V_{INL}}^2$$

$$\sigma_{V_{adc}} = V_{amp}^2 \sigma_{G'}^2 + G'^2 \sigma_{V_{amp}}^2 + \sigma_{V'_{OS}}^2 + \sigma_{V'_d}^2 + \sigma_{V_{INL}}^2$$

LT1789-10: $\sigma_{V_{adc}} = 14,120mV$ (0,59%)

MCP6N11-10: $\sigma_{V_{adc}} = 27,339mV$ (1,14%)

AD8420: $\sigma_{V_{adc}} = 12,838mV$ (0,53%)

INA326: $\sigma_{V_{adc}} = 13,377mV$ (0,56%)

4.8 Testes

Nesta secção é feita uma descrição dos testes efectuados com a placa de testes, seguida da apresentação dos resultados obtidos e discussão sobre os mesmos.

Foram feitos dois tipos de testes, um teste para determinar a precisão do sistema e um teste para determinar a deriva do sistema com a temperatura ambiente. Cada teste foi repetido para cada um dos quatro amplificadores presentes na placa de testes. Em ambos os testes foi utilizada uma resistência de teste, R_t , com $100\ \Omega$ 1%, no lugar do sensor RTD (esta resistência simula o comportamento do sensor RTD utilizado (Pt100) quando se encontra à temperatura $0\ ^\circ\text{C}$). A resistência foi ligada à placa de testes utilizando o método de ligação para RTD de 4 fios, como é mostrado na figura 4.10.

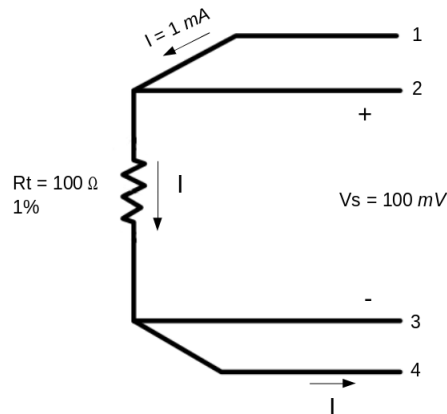


Figura 4.10: Fio de transmissão de sinal para RTD de 4 fios. A resistência de teste, R_t , foi ligada à entrada placa de testes utilizando o método de ligação para RTD de 4 fios. A corrente de excitação entra pelo terminal 1 e sai pelo terminal 4. Os terminais 2 e 3 estão ligados à entrada positiva e negativa do amplificador, respectivamente. A entrada do amplificador tem alta impedância, o que obriga a corrente de excitação a circular pelo terminal 1, resistência e terminal 4.

4.8.1 Precisão do sistema

Este teste consistiu em determinar a precisão com que o sistema consegue medir a resistência, pois essa é a sua função principal (tal como foi enunciado anteriormente na secção 4.3). A resistência de teste foi ligada à placa de testes segundo o método de ligação de 4 fios e utilizando um fio de transmissão de sinal com $3\ \text{m}$ de comprimento. O sistema, o fio de transmissão de sinal e a resistência não foram blindados, para que captassem bastante ruído.

Os resultados serão apresentados e analisados em resistência e só depois será feita uma correspondência entre a precisão na medição da resistência e a precisão na medição da temperatura. Esta correspondência entre os dois valores é feita com base numa aproximação de primeiro grau ao polinómio (de quarto grau) da função de resposta do sensor RTD de platina (equação de Callendar-Van Dusen (3.9)). De outro modo, a comparação entre os vários resultados não seria fiel devido à função de resposta do sensor não ser linear, o que introduziria distorção na escala da temperatura.

A precisão do sistema foi determinada calculando o desvio padrão das amostras do sinal obtidas com cada amplificador.

Para verificar se a distribuição das amostras apresenta um perfil que se aproxime ao da função gaussiana, foram obtidas 2000 amostras à taxa de aquisição 5 *amostras/s*, o que resulta num tempo de aquisição de 400 *s*. O resultado obtido com o amplificador INA362 encontra-se na figura 4.11.

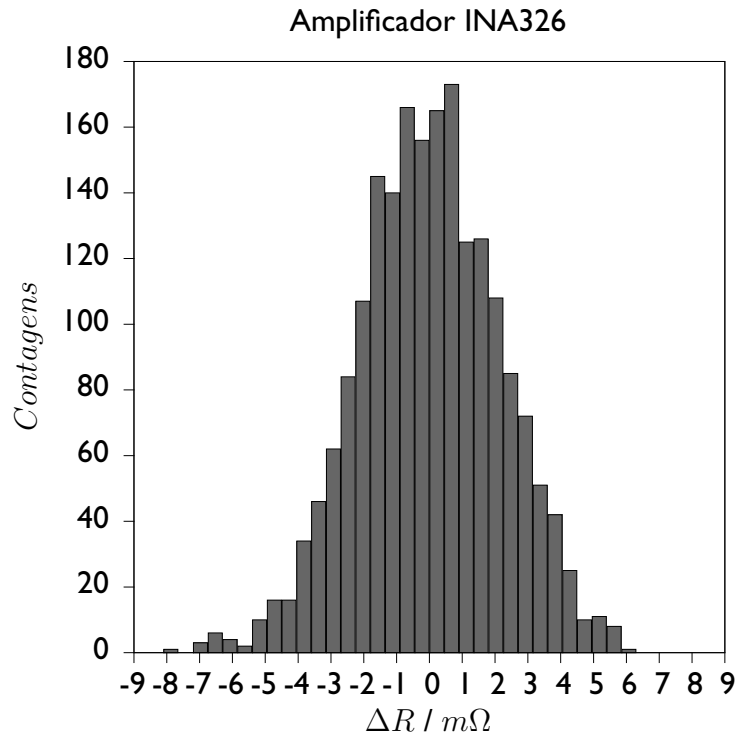


Figura 4.11: Histograma da distribuição das 2000 amostras obtidas com o amplificador INA362.

Como se pode observar na figura 4.11, a distribuição é muito semelhante ao perfil da função gaussiana. Sendo assim, é seguro recorrer ao desvio padrão das amostras, utilizando o desvio padrão da distribuição gaussiana para determinar a precisão do sistema.

Foi feito um estudo da evolução da precisão do sistema com o aumento da taxa de aquisição do ADC. Para tal procedeu-se à aquisição de 50 amostras, com cada uma das seguintes taxas de aquisição: 5, 10, 20 e 40 *amostras/s* e comparou-se os resultados. Os resultados obtidos encontram-se na tabela 4.1.

Resultados

No intervalo [5 ; 20] (*amostras/s*) no gráfico 4.12 os dados apresentam uma tendência crescente, mostrando que o erro da medição aumenta com aumento da taxa de aquisição para cada um dos amplificadores. Este resultado é esperado, dado que a frequência de corte, f_b do filtro digital do ADC aumenta com o aumento da taxa de aquisição do próprio ADC, o que permite a entrada da mais ruído.

O aumento da frequência de corte do filtro acontece sempre que há um aumento da taxa de aquisição, excepto quando ocorre a mudança de taxa de

Tabela 4.1: Resultados obtidos no teste da precisão em função da taxa de aquisição do ADC.

Taxa (Hz)	LT12789-10		MCP6N11-10		AD8420		INA326	
	R(Ω)	σ (m Ω)	R(Ω)	σ (m Ω)	R(Ω)	σ (m Ω)	R(Ω)	σ (m Ω)
5	98.553	2.2	99.069	7.1	98.948	1.8	99.647	1.4
10	98.553	2.5	99.093	8.7	98.947	3.0	99.646	3.3
20	98.552	3.5	99.092	7.9	98.948	4.5	99.646	3.5
40	98.502	3.2	99.035	7.6	98.883	3.1	99.581	2.7

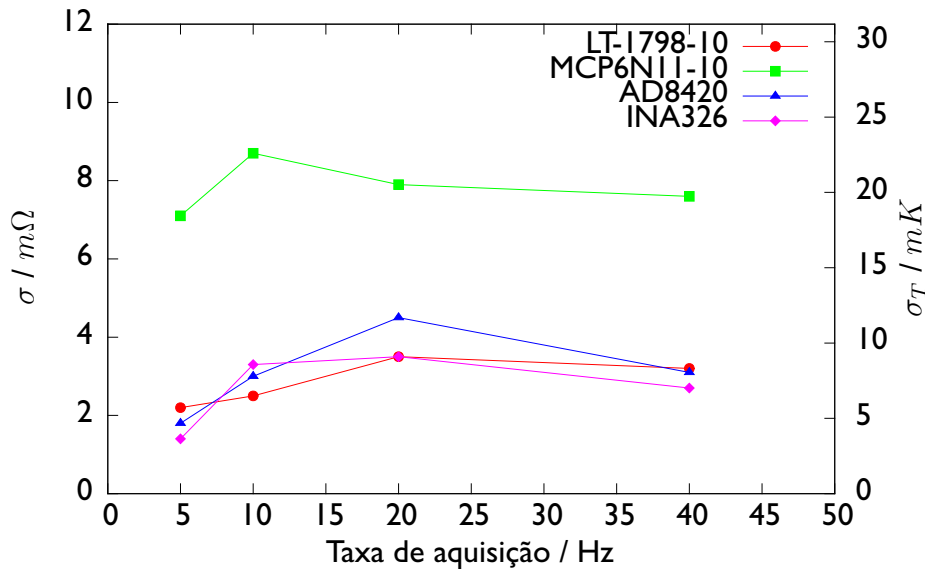


Figura 4.12: Representação gráfica do erro da medição em função da taxa de aquisição do ADC (5, 10, 20 e 40 amostras/s), para cada um dos amplificadores, no teste da precisão.

aquisição de 20 para 40 amostras/s. Neste caso a frequência de corte diminui de 14,8 Hz para 9,03 Hz, devido ao aumento da frequência de modelação do modelador $\Delta\Sigma$ [38, 39, 40]. O aumento da precisão da medição do sinal observada no intervalo [20 ; 40] é devida à diminuição da frequência de corte do filtro digital do ADC.

Os resultados obtidos são extremamente encorajadores. Com o amplificador INA326 obteve-se uma precisão de 1,4 m Ω (o melhor resultado), o que corresponde numa aproximação de primeiro grau à função de resposta do sensor RTD de platina à precisão na medição da temperatura 3,64 mK.

O pior resultado foi obtido com o amplificador MCP6N11-10, com o qual se obteve uma precisão de 7,1 m Ω , o que corresponde numa aproximação de primeira ordem à função de resposta do sensor RTD de platina, à precisão 18,46 mK na medição da temperatura.

Os dados obtidos nesta experiência verificam o previsto nos cálculos da comparação do desempenho do sistema com diferentes amplificadores (sub-secção 4.7.2). Os cálculos apontam o amplificador MCP6N11-10 como sendo o amplificador com pior desempenho. Os dados obtidos apontam no mesmo sentido,

Tabela 4.2: Correspondência entre o erro na medição da resistência (à taxa de aquisição 5 amostras/s) e o erro na medição da temperatura fazendo uma aproximação de primeiro grau à função de resposta do sensor RTD de platina.

	$\sigma(m\Omega)$	$\sigma_T(mK)$
LT1798-10	2,2	5,72
MCP6N11-10	7,1	18,46
AD8420	1,8	4,68
INA326	1,4	3,64

o amplificador MCP6N11-10 tem efectivamente o pior desempenho, pelo que deixa de ser uma opção para a construção do módulo de leitura do sistema.

Os outros três amplificadores apresentam grau de desempenho equivalente, também de acordo com o que se tinha antecipado nos cálculos.

4.8.2 Deriva com a temperatura

Este teste serviu para determinar a deriva do sistema com a variação da temperatura ambiente, i.e., determinar o erro introduzido pelo sistema devido à variação da temperatura. O teste consiste em variar a temperatura da placa de testes de entre $20^\circ C$ e $40^\circ C$, através da variação da temperatura do ar envolvente, ao mesmo tempo que se faz uma aquisição contínua de dados do valor da resistência de teste. A resistência de teste esteve sempre à temperatura ambiente. O objectivo é verificar se o valor medido varia com a variação da temperatura da placa de testes.

Método experimental

Para controlar a temperatura ambiente da placa de testes montámos (eu e os meus orientadores) uma plataforma de testes com controlo de temperatura baseado em células de Peltier.

Material utilizado: Controlador PID (desenvolvido pelo co-orientador desta tese, Dr. Francisco Neves), sensor de temperatura, duas células de Peltier, um dissipador de calor, pasta térmica, uma ventoinha, uma placa de Alumínio com 1 cm de espessura, fonte de alimentação e material isolador térmico.

Descrição e funcionamento da plataforma de testes: O esquema da plataforma de testes encontra-se na figura 4.13. As células de Peltier estão em contacto com o dissipador de calor e com a placa de alumínio por meio de uma pasta térmica boa condutora de calor. O controlador PID recebe a temperatura medida pelo

sensor colocado em contacto com a placa de Alumínio e actua sobre a corrente que passa nas células Peltier. Conforme o sentido da corrente, a placa de Alumínio aquece ou arrefece. A placa de Alumínio tem muito boa condutividade térmica e foi usada para uniformizar a temperatura. A placa de testes é colocada em cima da placa de alumínio com o topo virado para baixo, de forma a que os dispositivos do circuito fiquem o mais próximo possível da placa de alumínio mas sem contacto com o Alumínio. Por uma questão de prevenção, a superfície da placa de Alumínio foi coberta com uma tinta não condutora. A placa de testes e toda a plataforma foram envolvidas em material isolador térmico de forma a isolar a temperatura do ar que envolve a placa de testes. Foram feitos pequenos orifícios no material para passar o fio que liga a resistência de teste (que ficou fora da plataforma, à temperatura ambiente), os cabos de alimentação e comunicação com placa de testes.

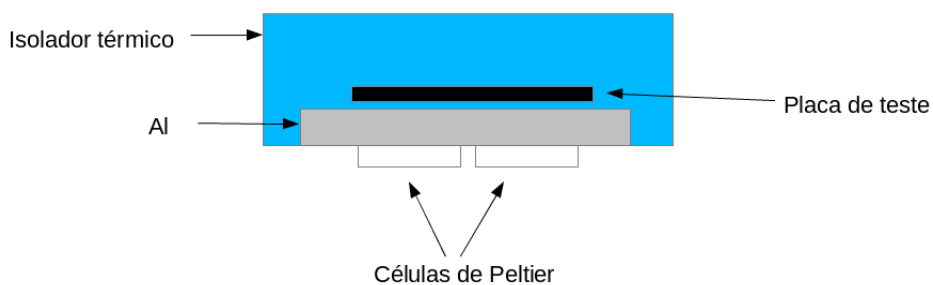


Figura 4.13: Esquema da plataforma de testes montado para simular a variação da temperatura ambiente da placa de testes. O dissipador de calor e a ventoinha não estão representados no esquema. Para tornar o esquema claro e simples, desenhei apenas os componentes essenciais da plataforma.

Procedimento:

1. No *software* do controlador PID define-se as condições do teste: o sentido da variação da temperatura, a taxa de variação da temperatura e a temperatura final.
 2. A temperatura da placa de testes é obtida utilizando o sensor que vem incluído no dispositivo de aquisição de dados ADS1248.
 3. Liga-se o fio com a resistência de precisão a um dos amplificadores, instala-se a placa de testes no material isolador e fecha-se a plataforma.
 4. Comanda-se o controlador para colocar a temperatura do ambiente de teste nos $40\text{ }^{\circ}\text{C}$. Espera-se 10 min , o tempo de o controlador estabilizar a temperatura em $40\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ e de se verificar que a placa de testes está à mesma temperatura.
 5. Verificadas estas condições inicia-se a descida da temperatura até aos $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ com uma taxa de variação da temperatura no controlador de $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{min}$.
- ⁴. Ao mesmo tempo inicia-se também a aquisição de dados com placa de testes com taxa de aquisição de $5\text{ amostras}/\text{s}$. A placa de testes adquire

alternadamente o sinal à saída do amplificador e a temperatura do sensor de temperatura do dispositivo.

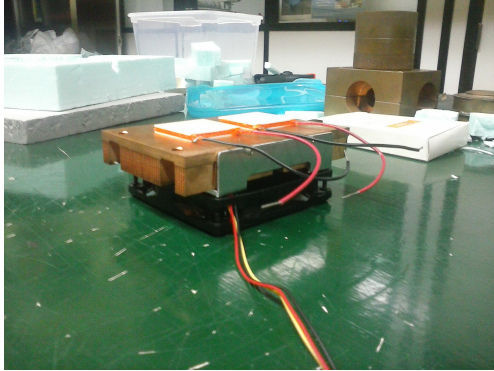


Figura 4.14: De cima para baixo estão as células de Peltier, dissipador de calor e ventoinha.

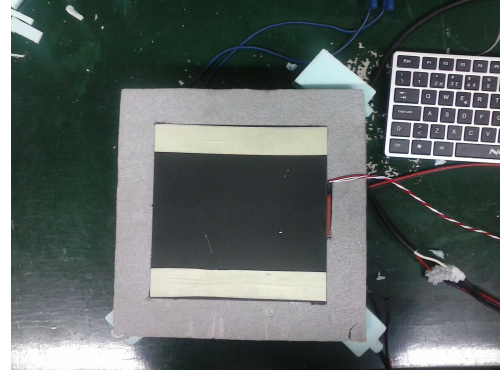


Figura 4.15: Placa de alumínio vista de cima (quadrado preto dentro da moldura de material isolante térmico), e sensor de temperatura (a cor-de-laranja ligado pelo fio vermelho e branco).

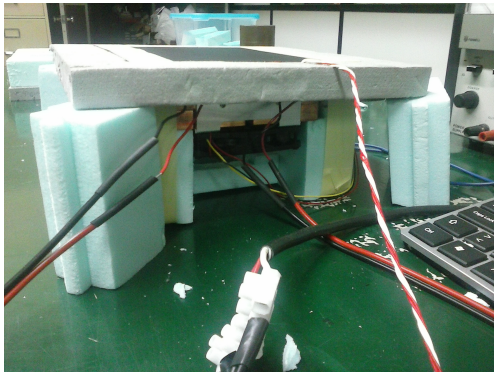


Figura 4.16: Plataforma de testes. As células de Peltier encontram-se entre a placa de alumínio e o dissipador de calor.

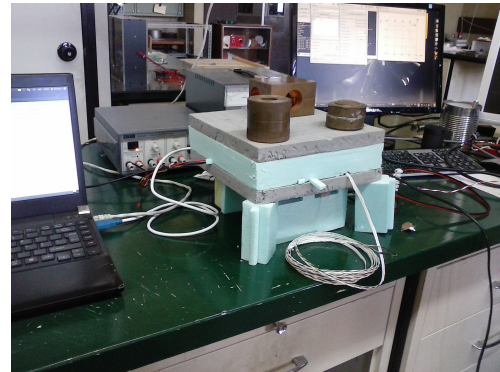


Figura 4.17: Plataforma fechada com teste a decorrer. A placa de testes encontra-se entre as placas de material isolador térmico de cor cinzenta, embutida na placa de material isolador térmico de cor azul claro.

Resultados

Os resultados obtidos no teste encontram-se na tabela 4.3 e no gráfico 4.18. Os dados foram obtidos de forma contínua e, posteriormente, foram agrupados em intervalos de 1 grau, centrado no valor intermédio do intervalo, i.e., o valor da medição apresentado para a temperatura $20,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ corresponde à média dos dados obtidos entre $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $21\text{ }^{\circ}\text{C}$, e assim sucessivamente até $39,5\text{ }^{\circ}\text{C}$. A precisão da medição corresponde ao desvio padrão dos dados do mesmo intervalo.

⁴A variação lenta da temperatura era necessária para ter a certeza que a temperatura era igual para todos os componentes da placa de testes.

Tomou-se como valor de referência o valor da resistência medido à temperatura 20 °C. Os valores medidos a temperaturas superiores foram subtraídos ao valor referência, obtendo-se, assim, a deriva do sistema em cada uma das temperaturas.

Tabela 4.3: Resultados obtidos no teste do erro introduzido pelo sistema na medição devido à variação da temperatura ambiente. Foi utilizado como referência para comparação o valor medido à temperatura ambiente 20 °C.

Temperatura (°C)	AD8420		INA326		LT12789-10	
	$\Delta R(m\Omega)$	$\sigma(m\Omega)$	$\Delta R(m\Omega)$	$\sigma(m\Omega)$	$\Delta R(m\Omega)$	$\sigma(m\Omega)$
20.5	0.000	0.267	0.000	0.352		
21.5	8.785	0.164	59.563	0.326	0.000	0.216
22.5	16.087	0.173	83.767	0.328	21.508	0.358
23.5	23.534	0.150	100.711	0.203	45.567	0.247
24.5	29.165	0.120	112.396	0.079	62.424	0.173
25.5	34.942	0.125	117.822	0.105	71.661	0.120
26.5	40.967	0.109	127.887	1.388	76.213	0.098
27.5	46.133	1.241	133.611	0.697	79.700	1.135
28.5	51.885	0.124	139.473	0.121	81.092	0.111
29.5	57.284	0.105	143.315	0.102	81.437	0.095
30.5	62.518	0.085	146.005	0.087	81.633	0.097
31.5	66.505	0.086	148.931	0.093	81.896	0.104
32.5	70.368	0.108	151.388	0.119	82.029	0.139
33.5	74.052	0.102	153.915	0.115	81.677	0.131
34.5	78.648	0.126	156.308	0.252	82.117	0.135
35.5	82.837	0.266	157.818	0.126	81.293	0.223
36.5	86.572	0.129	160.356	0.143	80.553	0.154
37.5	90.517	0.138	161.658	0.156	81.130	0.129
38.5	94.323	0.146	163.530	0.146	78.987	0.174
39.5	98.873	0.143	166.404	0.124	79.726	0.178

Verifica-se, observando o gráfico 4.18, que o valor medido da resistência de teste aumenta em função do aumento da temperatura no intervalo entre 20 °C e 40 °C. Verifica-se também que com nenhum dos amplificadores se obteve uma deriva inferior a 0,1 °C, como é imposto pela colaboração LZ.

Para se atingir uma deriva inferior a 0,1 °C, os dados obtidos têm de passar por uma função de calibração, de forma a diminuir o erro da deriva. Observando o resultado obtido com o amplificador AD8420, verifica-se que a deriva obtida com este amplificador em função da temperatura apresenta algum grau de linearidade, o que permite obter uma função de calibração linear, simplificando os cálculos que terão de ser realizados pelo módulo de processamento na calibração dos dados e torna o processamento dos dados mais rápido.

Assim sendo, foi feito um ajuste linear aos dados obtidos com amplificador AD8420. O resultado do ajuste encontra-se no gráfico da figura 4.19.

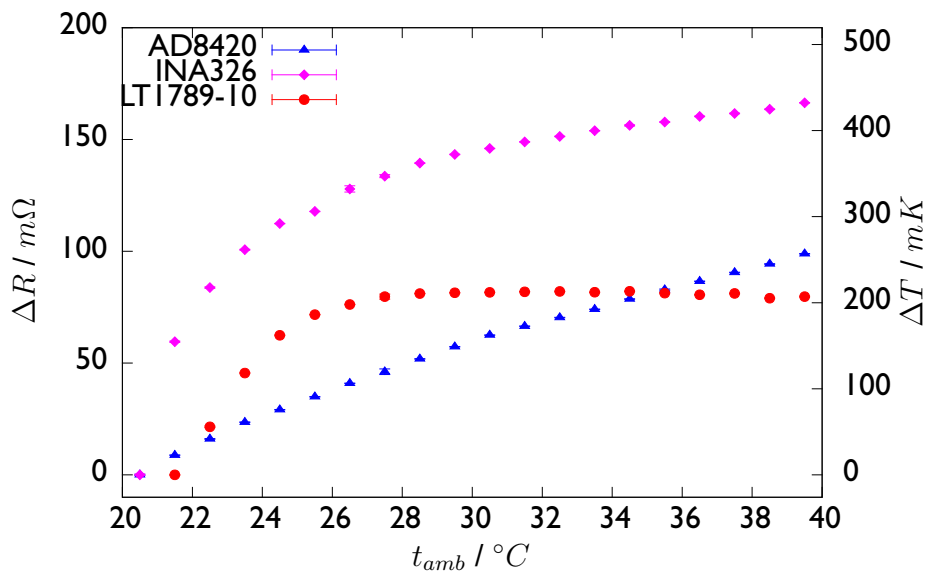


Figura 4.18: Representação gráfica dos dados obtidos no teste e respectivos erros.

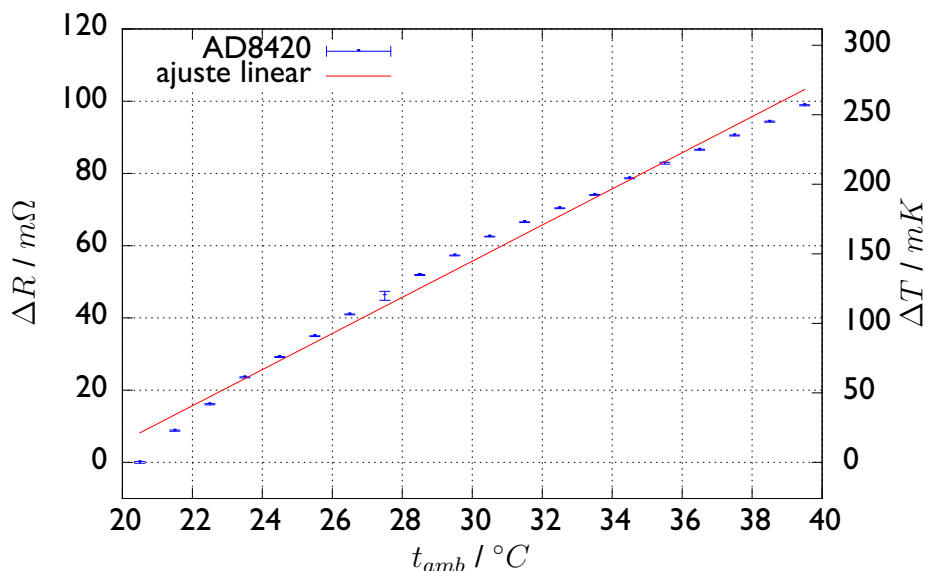


Figura 4.19: Representação gráfica dos dados obtidos no teste da deriva do sinal do sistema com a variação da temperatura ambiente da placa de teste com o amplificador AD8420 e da função de ajuste linear aos dados.

Os parâmetros obtidos no ajuste foram:

$$\text{declive} = 5.003\text{m}\Omega/\text{K} \pm 0.136 \quad (2.714\%)$$

$$\text{ordenada na origem} = -94.397\text{m}\Omega \pm 4.148 \quad (4.395\%)$$

Observa-se no gráfico da figura 4.19 que os dados não são absolutamente lineares. O desvio máximo dos dados à linearidade é de $\Delta R = 5,663 \text{ m}\Omega$, o que corresponde numa aproximação de primeiro ordem à função de resposta do sensor RTD de platina, a um erro de deriva $\Delta T = 14,724 \text{ mK}$ na medição da temperatura. Este valor encontra-se dentro das especificações impostas pela

colaboração e representa uma estimativa do erro de deriva que se pode vir a atingir utilizando a função de ajuste como função de calibração dos dados obtidos com este sistema.

A calibração do erro de deriva é feita da seguinte forma. Mede-se a resistência do sensor, R_{med} , depois mede-se a temperatura ambiente, t_{amb} , utilizando o sensor de temperatura do ADS1248. Com estes dados e utilizando os parâmetros obtidos no ajuste, calcula-se o valor corrigido, R_{corr} da resistência do sensor. Utilizando como referência a resistência à temperatura $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, a equação de calibração fica

$$R_{corr} = R_{med} - (t_{amb} - 25) \times 5,003 \quad (m\Omega)$$

Depois de se ter o valor corrigido da resistência do sensor calcula-se a temperatura medida.

Fica assim demonstrado que se consegue obter um sistema de monitorização da temperatura para o detector LZ que cumpre as especificações impostas pela colaboração.

Capítulo 5

Conclusões

Foi desenvolvido e construído um protótipo de um sistema de aquisição de dados para RTD de 4 fios. O protótipo preenche todos os requisitos impostos pela colaboração LZ.

O sistema é baseado em dois módulos com funções distintas, um módulo de leitura dos dados e um módulo de processamento dos dados. O módulo de leitura baseia-se no ADC ADS1248 da Texas Instruments e no microcontrolador PIC18F4520.

Foi realizado um estudo para escolher o amplificador de instrumentação mais indicado para ser usado como *front-end* analógico do módulo de leitura. Neste estudo foram comparados quatro modelos de amplificadores em termos de ruído interno, susceptibilidade a ruído externo e estabilidade térmica. Com base nesse estudo foi escolhido o amplificador AD8420 da Analog Devices.

Para realizar este estudo foi necessário construir uma placa de testes. Projectei e construí a placa de circuito impresso com recurso ao programa CadSoft EAGLE. Com esta placa desenvolvi o programa de comunicação com o ADC para o microcontrolador em linguagem de programação C, testei a comunicação USB entre o microcontrolador e o Raspberry Pi e fiz a optimização do circuito de condicionamento de sinal.

O módulo de processamento é baseado no Raspberry Pi e tem sistema operativo Linux. No Raspberry Pi foi instalado os sistema de aquisição e processamento de dados desenvolvido pela colaboração LUX para o Slow Control. Foram também instalados outros pacotes de *software* que permitiram que o Raspberry Pi desempenhasse várias funções avançadas: base de dados, servido *web* interface remota e local com utilizador e *scripting* em Python.

Foi realizado com sucesso um teste tipo prova-de-conceito com o Raspberry Pi e placa de testes interligadas por interface USB, onde o sistema cumpriu o objectivo de desempenhar as funções de RTU de um sistema SCADA.

Apêndice A

Esquema e desenho da placa de testes

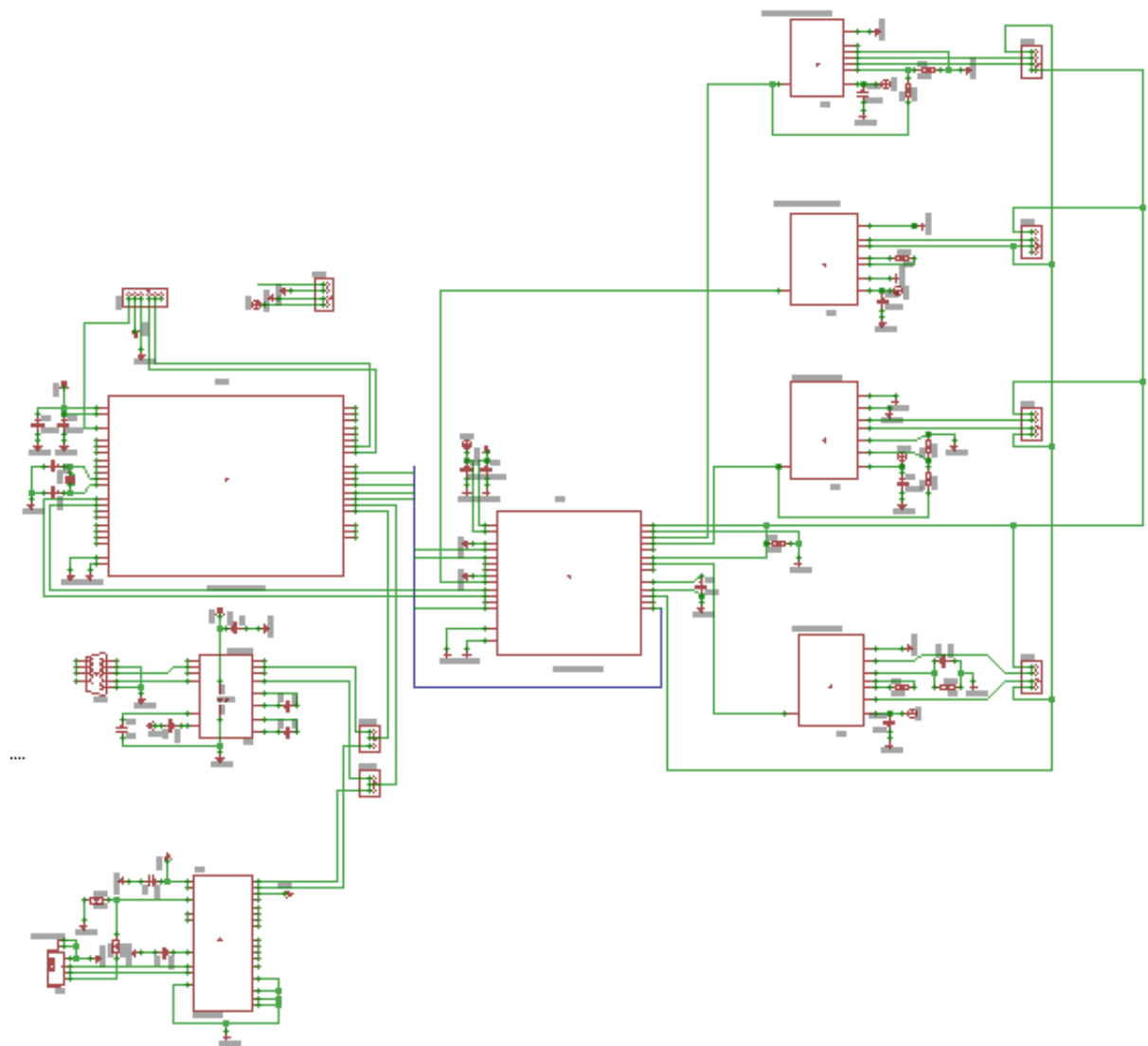


Figura A.1: Esquema geral da placa de testes, desenvolvido no programa CadSoft EAGLE versão 6.5.0.

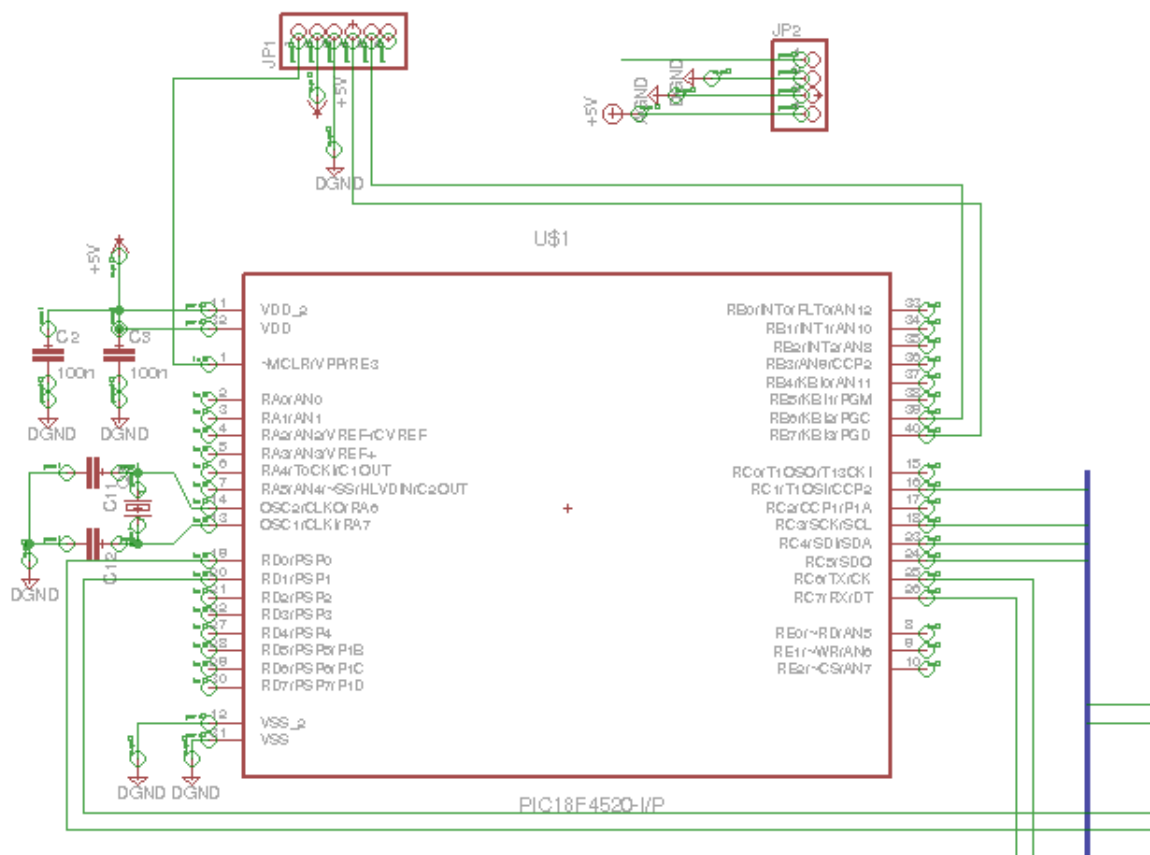


Figura A.2: Esquema do microcontrolador PIC18F4520, desenvolvido no programa Cad-Soft EAGLE versão 6.5.0.

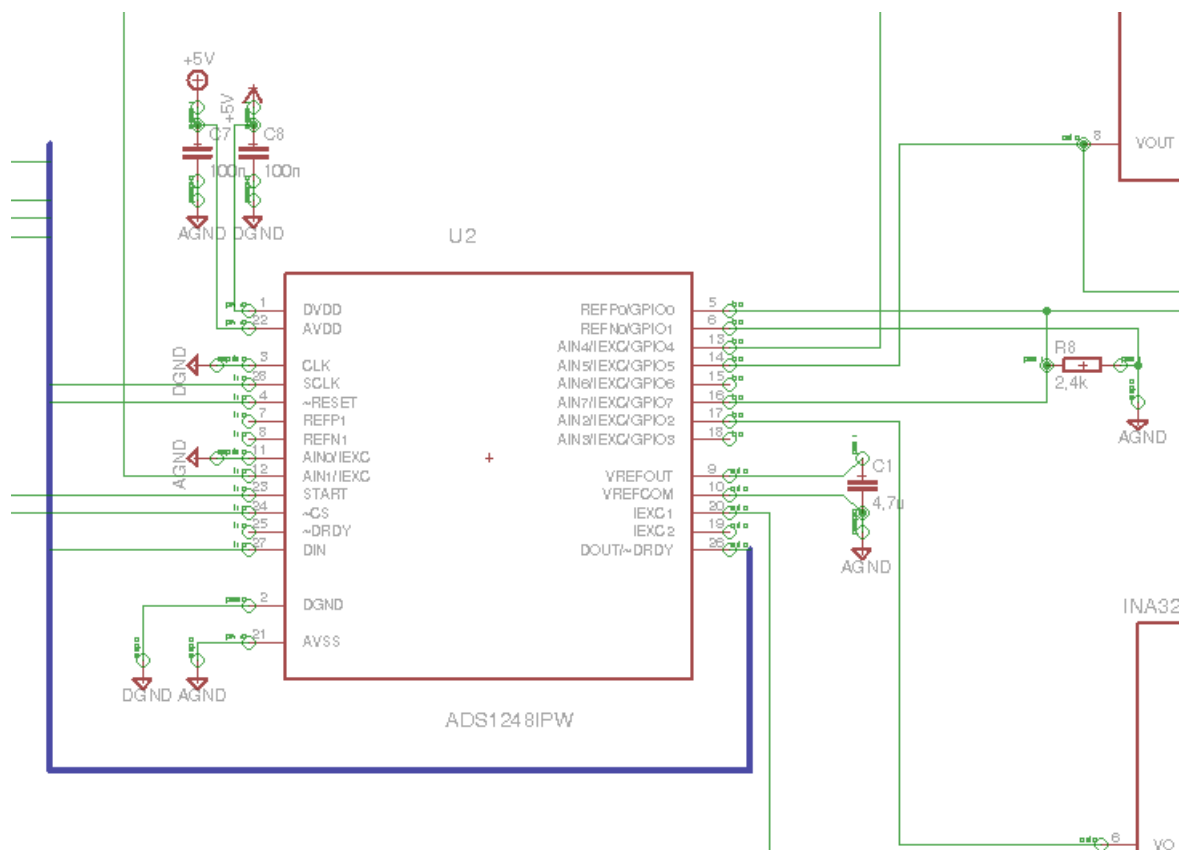


Figura A.3: Esquema do ADS1248, desenvolvido no programa CadSoft EAGLE versão 6.5.0.

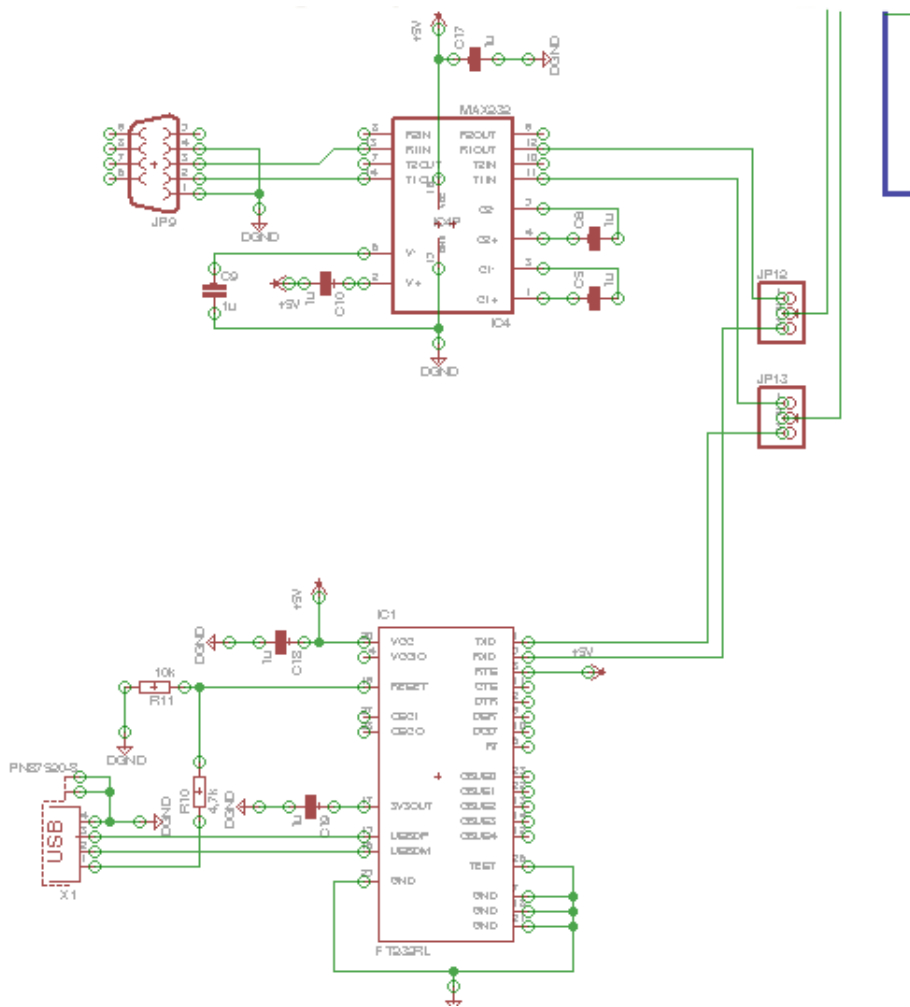


Figura A.4: Esquema do MAX232CPE (em cima) e FT232R (em baixo), desenvolvido no programa CadSoft EAGLE versão 6.5.0.

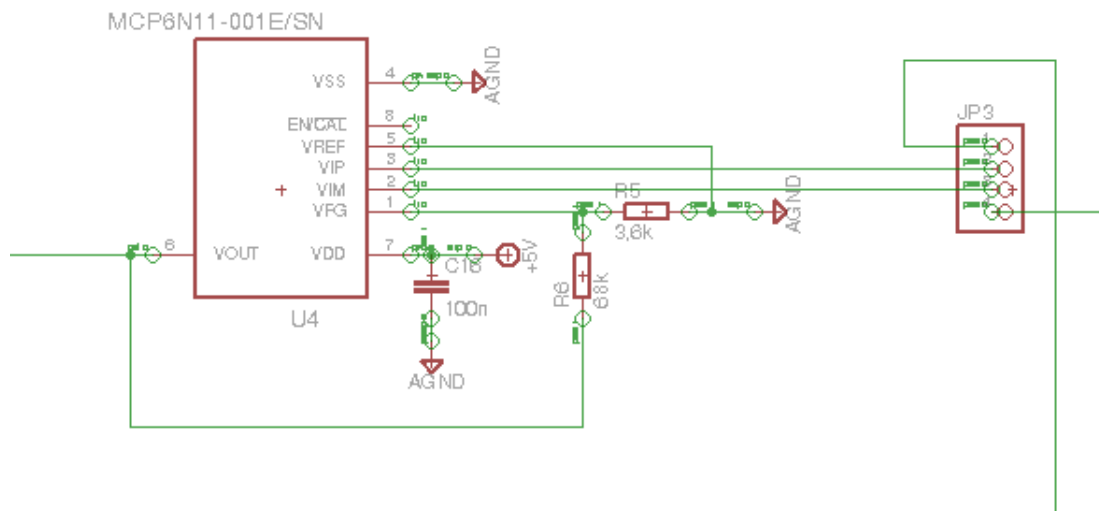


Figura A.5: Esquema do amplificador MCP6N11-10, desenvolvido no programa CadSoft EAGLE versão 6.5.0.

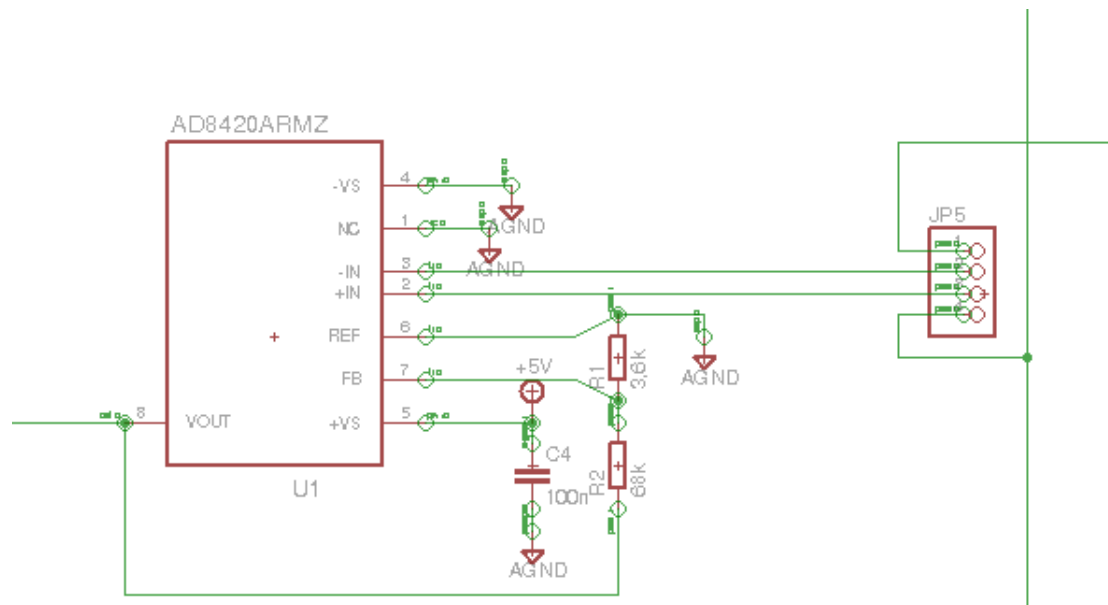


Figura A.6: Esquema do amplificador AD8420, desenvolvido no programa CadSoft EAGLE versão 6.5.0.

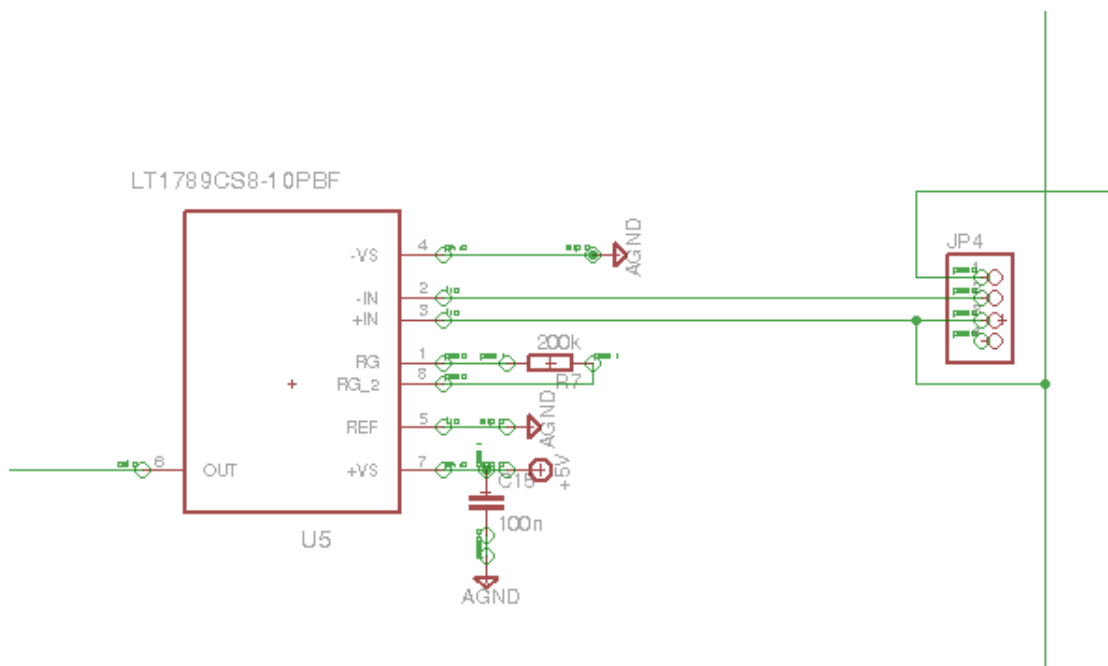


Figura A.7: Esquema do amplificador LT1789-10, desenvolvido no programa CadSoft EAGLE versão 6.5.0.

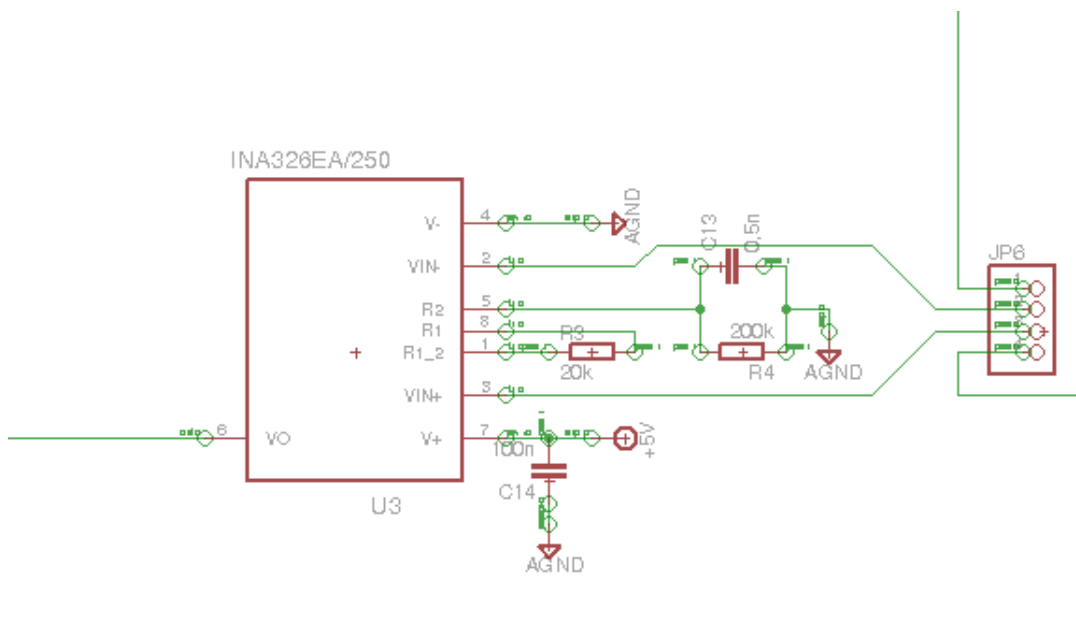


Figura A.8: Esquema do amplificador INA326, desenvolvido no programa CadSoft EAGLE versão 6.5.0.

Apêndice B

Código do microcontrolador

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <string.h>
#include <xc.h>
#include <plib/spi.h>
#include <plib/usart.h>
#include <plib/timers.h>
#include <spi_ads1248.h>

//PIC Config bits
#pragma config CONFIG1H = 0x02 //Select HS (external) oscillator as system clock source
#pragma config CONFIG2L = 0x00 //BOR and Power-up timer disabled
#pragma config CONFIG2H = 0x10 //WDT period 1,024s; WDT controlled by WDTCON
#pragma config CONFIG3H = 0x00 //!MCLR disabled
#pragma config CONFIG4L = 0x81 //DEBUG bit disable; Extended instruction disabled;
//Single-Supply ICSP enabled; Stack full/underflow reset

/*USART Hardware Interface definition*/
#define RX          LATCbits.LATC7
#define TX          LATCbits.LATC6

#define RS232bufferSize    16
#define RS232maxArgsNum   3

char SPIbuffer[3], RS232buffer[RS232maxArgsNum][RS232bufferSize];
int softSpiDrdy = 0, softRs232Receive = 0;

void systemClockInit( void ){
    OSCCONbits.SCS = 0x00;    //System clock: Primary Osc. (Ext. 20MHz crystal)
}

void portsInit(void){
    TRISBbits.RB0 = 1;        //set RB0 pin as input (detect ADS1248 DRDY signal)
    INTCON2bits.INTEDG0 = 0;  //interrupt on falling edge
    TRISDbits.RD1 = 0;        //set HW START pin as output
}
```

```

    TRISCbits.RC1 = 0;           //set HW RESET pin as output
    TRISDbits.RD0 = 0;           //set CS ADS1248 pin as output
    TRISDbits.RD3 = 1;           //hadware bug, pin D3 and C4 are connected
    TRISBbits.RB5 = 0;           //PGM
    TRISBbits.RB6 = 0;           //PGC
    TRISBbits.RB7 = 0;           //PGD
}

void interruptsInit( void){
    PIE1 = 0x20;    //Enables EUSART receive buffer full interrupt and desables the rest
    PIE2 = 0x00;    //
    IPR1 = 0x00; //EUSART interrupt priority low
    IPR2 = 0x00; //
    RCONbits.IPEN = 1; //Interrupts priority enable
    INTCON = 0xD0; //Global, peripherals and Ext. Int 0 interrupt enable; Clear INTOIF
}

void putch(char data){//to USART
    while(!TXIF) // check buffer
        continue; // wait till ready
    TXREG = data; // send data
}

void delay_us( int n_times ){ // delay in microseconds

    OpenTimer0( TIMER_INT_OFF    &
                TO_8BIT          &
                TO_SOURCE_INT    &
                TO_PS_1_1        );

    int i;
    for(i=n_times;i>0;i--){
        TMRO = 0xFA;
        INTCONbits.TMROIF = 0;
        while( !INTCONbits.TMROIF );
    }
}

void delay_ms( int n_times ){ // delay in milliseconds
    OpenTimer0( TIMER_INT_OFF    &
                TO_16BIT         &
                TO_SOURCE_INT    &
                TO_PS_1_1        );

    int i;
    for(i=n_times; i>0; i--){
        TMRO = 0xEC77;
        INTCONbits.TMROIF = 0;
        while( !INTCONbits.TMROIF);
    }
}

```

```

    return;
}

void ADS1248_HW_Reset( void ){ //Reset ADS1248 through the reset pin
    ADS1248_HW_RESET = 1;
    delay_us(600);                //wait 0,6ms
}

char ADS1248_Reg_Addr_Map( const char *reg ){ // ADS1248 registers map;
    char address = 0xAA;
    if(!strcmp(reg, "MUX0"))      {address = ADS1248_MUX0;}
    else if(!strcmp(reg, "VBIAS")) {address = ADS1248_VBIAS;}
    else if(!strcmp(reg, "MUX1"))  {address = ADS1248_MUX1;}
    else if(!strcmp(reg, "SYS0"))  {address = ADS1248_SYS0;}
    else if(!strcmp(reg, "OFC0"))  {address = ADS1248_OFC0;}
    else if(!strcmp(reg, "OFC1"))  {address = ADS1248_OFC1;}
    else if(!strcmp(reg, "OFC2"))  {address = ADS1248_OFC2;}
    else if(!strcmp(reg, "FSC0"))  {address = ADS1248_FSC0;}
    else if(!strcmp(reg, "FSC1"))  {address = ADS1248_FSC1;}
    else if(!strcmp(reg, "FSC2"))  {address = ADS1248_FSC2;}
    else if(!strcmp(reg, "IDAC0")) {address = ADS1248_IDAC0;}
    else if(!strcmp(reg, "IDAC1")) {address = ADS1248_IDAC1;}
    else if(!strcmp(reg, "GPIOCFG")){address = ADS1248_GPIOCFG;}
    else if(!strcmp(reg, "GPDIR")) {address = ADS1248_GPDIR;}
    else if(!strcmp(reg, "GPIODAT")){address = ADS1248_GPIODAT;}
    return address;
}

void ADS1248_RReg( char *regName ){//Read register value
    char reg_addr[2];
    char writeColl[2];
    unsigned char out_buffer;
    CS = 0;
    *reg_addr = ADS1248_Reg_Addr_Map(regName);
    writeColl[0] = putcSPI(ADS1248_RREG|*reg_addr);
    writeColl[1] = putcSPI(0x00);
    out_buffer = getcSPI();
    CS = 1;
    printf("0x%02x\n", out_buffer);
}

void ADS1248_WReg( unsigned char reg, unsigned char val ){// Write the value val in the
    signed char writeCollision[3];
    CS = 0; ADS1248_HW_START = 1;
    writeCollision[0] = putcSPI(ADS1248_WREG|reg);
    writeCollision[1] = putcSPI(0x00);
    writeCollision[2] = putcSPI(val);
    CS = 1; ADS1248_HW_START = 0;
}

```

```

}

void selectChannel( int ch){// Select the channel to be read
    int w = 0;
    char c;
    if(ch==0){ADS1248_WReg(ADS1248_MUX1, 0x33);}//Temperature diode
    else if(ch==1){c=0x08; w=1;}//Linear Tech Instrumentation Amplifier
    else if(ch==2){c=0x20; w=1;}//Microchip Instrumentation Amplifier
    else if(ch==3){c=0x28; w=1;}//Analog Devices Instrumentation Amplifier
    else if(ch==4){c=0x10; w=1;}//Texas Instr. Instrumentation Amplifier
    if(w){
        ADS1248_WReg(ADS1248_MUX0, c);
        ADS1248_WReg(ADS1248_MUX1, 0x20);}
    //else{printf("CHANNEL ERROR\n");}
}

void selectDataRate(char str[16]){// Select the data rate
    int dataRate = atoi(str), w = 0;
    char newSYS0val;
    if(dataRate == 5)        {newSYS0val=0x00; w=1;}//5 SPS
    else if(dataRate == 10)  {newSYS0val=0x01; w=1;}//10 SPS
    else if(dataRate == 20)  {newSYS0val=0x02; w=1;}//20 SPS
    else if(dataRate == 40)  {newSYS0val=0x03; w=1;}//40 SPS
    else if(dataRate == 80)  {newSYS0val=0x04; w=1;}//80 SPS
    else if(dataRate == 160) {newSYS0val=0x05; w=1;}//160 SPS
    else if(dataRate == 320) {newSYS0val=0x06; w=1;}//320 SPS
    else if(dataRate == 640) {newSYS0val=0x07; w=1;}//640 SPS
    else if(dataRate == 1000){newSYS0val=0x08; w=1;}//1000 SPS
    else if(dataRate == 2000){newSYS0val=0x0F; w=1;}//2000 SPS
    if(w){ADS1248_WReg(ADS1248_SYS0, newSYS0val);}
    else {printf("DATA RATE ERROR\n");}
}

void configADC( void ){//Configurations of the ADS1248
    char write_coll[15];
    ADS1248_HW_Reset();
    CS = 0; ADS1248_HW_START = 1;
    *write_coll      = putcSPI(ADS1248_WREG|ADS1248_VBIAS);
    *(write_coll+1) = putcSPI(0x02);//Number of register - 1
    *(write_coll+3) = putcSPI(0x00);//VBIAS
    *(write_coll+4) = putcSPI(0x20);//MUX1: Int osc off;Int ref on;REF0;Normal operation
    *(write_coll+5) = putcSPI(0x00);//SYS0: PGA= 1;Data Rate=5 SPS
    ADS1248_HW_START = 0; CS = 1;
    delay_us(300);
    CS = 0; ADS1248_HW_START = 1;
    *(write_coll+6) = putcSPI(ADS1248_WREG|ADS1248_IDACO);
    *(write_coll+7) = putcSPI(0x01);//Number of register - 1
    *(write_coll+8) = putcSPI(0x06);//IDACO = DOUT/~DRDY mode on; I = 1 mA;
}

```

```

    *(write_coll+9) = putcSPI(0xAF); //IDAC1 = DAC0 connect to IEXT1; DAC1 disconnected
    ADS1248_HW_START = 0; CS = 1;
}

void calibADC( void ){ // Calibrates the ADC of the ADS1248 device
    char write_coll[15];
    ADS1248_HW_Reset();
    CS = 0; ADS1248_HW_START = 1;
    *write_coll = putcSPI(ADS1248_WREG|ADS1248_MUX0);
    *(write_coll+1) = putcSPI(0x00); //Number of register - 1
    *(write_coll+2) = putcSPI(0x30); //MUX0 = Burnout current off; Input+:AIN6; Input-:
    *(write_coll+3) = putcSPI(ADS1248_SYSGCAL); //System gain calibration
    delay_ms(3202); //Calibration time @ 5SPS
    *(write_coll+4) = putcSPI(ADS1248_SELFOCAL); //Self offset calibration
    delay_ms(3202); //Calibration time @ 5 SPS
    ADS1248_HW_START = 0; CS = 1;
}

void roomTemperatureConfig( void ){ // configures the ADS1248 to read the room temperature
    CS = 0;
    ADS1248_WReg(ADS1248_MUX1, 0x33); //MUX1: Using Int. Vref; Temperature diode
    CS = 1;
}

void sendData(){ //Send ADC data to the processing module
    long result = 0;
    static char var[8];
    char *ptr = &var;
    result |= SPIbuffer[0]; result <<= 8;
    result |= SPIbuffer[1]; result <<= 8;
    result |= SPIbuffer[2];

    if(SPIbuffer[0] & 0x80){ //if is negative then
        result = (~result) + 1; //take the two's complement from result
        *ptr = '-'; ptr++; //place the minus sign and increment position
        sprintf(ptr, "%lu", (result&0x0FFF) ); //convert the three LSBytes to ASCII
    }
    else
        sprintf(ptr, "%lu", result); //convert to ASCII
    printf("%s\n", var);
    //printf("%.2f\n", result * 0.0006025 - 266.358);
}
/*
*
*/
int main(int argc, char** argv) {
    WDTCN = 0x00; //Watchdog timer is off
    systemClockInit(); portsInit();
}

```

```

OpenSPI(SPI_FOSC_4, MODE_00, SMPEND);
OpenUSART(USART_TX_INT_OFF & USART_RX_INT_OFF &
           USART_ASYNC_MODE & USART_EIGHT_BIT &
           USART_CONT_RX & USART_BRGH_HIGH, 42); //USART_BRGH_High, SPBRG=42, Baud
BAUDCONbits.BRG16 = 1; //Reg enebled => 116,279 kbps error 0.94
configADC(); calibADC();
interruptsInit();
ADS1248_HW_START = 1;
WDTCON = 0x01; //Watchdog timer is on
//Main loop
while(1){
CLRWDT(); //Clear watchdog timer counter and postscaler;
if(softSpiDrdy){sendData(); softSpiDrdy = 0;}
if(softRs232Receive){
    if(strcmp(RS232buffer[0], "readChannel") == 0){
        selectChannel(RS232buffer[1][0] - '0');
        ADS1248_HW_START = 1; ADS1248_HW_START = 0;
    }
    else if(strcmp(RS232buffer[0], "dataRate") == 0){
        selectDataRate(RS232buffer[1]);
    }
    else if(strcmp(RS232buffer[0], "readReg") == 0 ){
        ADS1248_RReg(RS232buffer[1]);
    }
    else if(strcmp(RS232buffer[0], "writeReg") == 0 ){
        ADS1248_WReg(RS232buffer[1], RS232buffer[2]);
    }
    else if(strcmp(RS232buffer[0], "resetAdc") == 0 ){
        ADS1248_HW_Reset();
    }
    RS232buffer[0][0] = '\0';
    RS232buffer[1][0] = '\0';
    RS232buffer[2][0] = '\0';
    softRs232Receive = 0;
}
}
return (EXIT_SUCCESS);
}
/*****Interrupt Service Routines*****/
//High priority ISR
void interrupt externalInt0_ISR( void ){//Get data from de ADC and store it in a buffer
ADS1248_DRDY_FLAG = 0; //clear external interrupt 0 flag
CS = 0;
SPIbuffer[0] = getcSPI();
SPIbuffer[1] = getcSPI();
SPIbuffer[2] = getcSPI();
CS = 1;
softSpiDrdy = 1;

```

```

    return;
}
//Low priority ISR
void low_priority interrupt eusartReceive_ISR( void ){//Read the received character,
    char c = getcUSART();
    static int p = 0, last_p = 0, nargs = 0;
    if(nargs>=RS232maxArgsNum){
        p=last_p; nargs=RS232maxArgsNum-1;
    }
    if(c==' '||c==':'||c=='='){
        RS232buffer[nargs][p]='\0';
        nargs++; last_p=p; p=0;
    }
    else if(c=='\n' ||c=='\r'){
        RS232buffer[nargs][p] = '\0';
        p = 0; nargs = 0; softRs232Receive = 1;
    }
    else if(p>=RS232bufferSize-1){
        RS232buffer[nargs][RS232bufferSize-1] = '\0';
    }
    else {RS232buffer[nargs][p] = c; p++;}
    return;
}

```


Bibliografia

- [1] F. Zwicky. Die rotverschiebung von extragalaktischen nebeln (The redshift of extragalactic nebulae). *Helv. Phys.*, 1933.
- [2] Supercdms at Queen's University. <http://cdms.phy.queensu.ca/>. Setembro de 2014.
- [3] Katherine Garrett and Gintaras Duda. Dark matter: A primer. *Adv.Astron.2011:968283*, 2011.
- [4] Benjamin W. Lee and Steven Weinberg. Cosmological lower bound on heavy-neutrino masses. *Phys. Rev. Lett.*, 39:165--168, Jul 1977.
- [5] SuperCDMS Colaboration. Search for low-mass wimps with supercdms. 2014.
- [6] XENON100 Collaboration. The {XENON100} dark matter experiment. *Astroparticle Physics*, 35(9):573 -- 590, 2012.
- [7] R Bernabei et al. DAMA/LIBRA results and perspectives. *J. Phys.*, 2012.
- [8] EDELWEISS Collaboration. Search for low-mass WIMPs with EDELWEISS-II heat-and-ionization detectors. *Phys. Rev. D*, 86:051701, Sep 2012.
- [9] Gerard Jungman, Marc Kamionkowski, and Kim Griest. Supersymmetric dark matter. *Physics Reports*, 267(5–6):195 -- 373, 1996.
- [10] V. Chepel and H. Araújo. Liquid noble gas detectors for low energy particle physics. *Journal of Instrumentation*, 8(04):R04001, 2013.
- [11] S. Fiorucci. Dark matter in the black hills the why and how of the lux experiment, 2012. Internal Communication.
- [12] Daniel S. Akerib. The search for dark matter. *Nuclear Physics A*, 827(1–4):34c -- 41c, 2009. PANIC08 Proceedings of the 18th Particles and Nuclei International Conference.
- [13] CDMS collaboration. Results from a low-energy analysis of the CDMS II germanium data. *Phys. Rev. Lett.*, 106:131302, Mar 2011.
- [14] LUX collaboration. First results from the LUX dark matter experiment at the sanford underground research facility. *Phys. Rev. Lett. Appendix A*, 2013.

- [15] LUX collaboration. The large underground xenon (LUX) experiment. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 704(0):111 -- 126, 2013.
- [16] LUX collaboration. Data acquisition and readout system for the (LUX) dark matter experiment. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A: Accelerators, Spectrometers, Detectors and Associated Equipment*, 668(0):1 -- 8, 2012.
- [17] Francisco Neves. Liquid nitrogen system procedure. Comunicação Interna da colaboração LUX, Maio 2014.
- [18] Adam Bradley. Thermosyphon system. Comunicação Interna da colaboração LUX, Março 2010.
- [19] Aaron Roodman. Blind analysis in particle physics. In *PROCEEDINGS OF THE CONFERENCE ON STATISTICAL PROBLEMS IN PARTICLE PHYSICS, ASTROPHYSICS AND COSMOLOGY*. SLAC, September 2003.
- [20] A. Daneels and W. Salter. Selection and evaluation of commercial scada systems for the controls of the cern lhc experiments. In *International Conference on Accelerator and Large and Large Experimental Physics Control Systems*, Trieste, Italy, 1999. CERN.
- [21] XENON100 Collaboration. The distributed slow control system of the XENON100 experiment. 2012.
- [22] Oliver Schafer. A slow control system for r&d studies on tpcs. DESY.
- [23] Stuart A. Boyer. *SCADA: Supervisory Control And Data Acquisition*. ISA - The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 3rd edition, 2004.
- [24] A. Daneels and W. Salter. What is SCADA? In *International Conference on Accelerator and Large and Large Experimental Physics Control Systems*, Trieste, Italy, 1999. CERN.
- [25] David Bailey and Edwin Wrigth. *Practical SCADA for Industry*. Newnes, 1st edition, 2003.
- [26] Edwin Wright Gordon Clark, Deon Reynders. *Practical modern SCADA protocols: DNP3, 60870.5 and Related Systems*. Newnes, 2004.
- [27] Axel Daneels and Wayne Salter. Technology survey, summary of study report. Draft, CERN, 1998.
- [28] Mikell P. Groover. *Automation, Production Systems, and Computer-Integrated Manufacturing*. Prentice Hall International, third edition, 2008.
- [29] Henrique Araújo. Review of the lux slow control. Comunicação Interna da colaboração LUX, Dezembro 2012.
- [30] James Nikkel. *Experimental Controls System*. Yale University, Outubro 2011.
- [31] Omegafilm™ platinum rtd sensors. Datasheet, Omega Engineering.

- [32] Francis W. Sears and Gerhard L. Salinger. *Thermodynamics, kinetic theory, and statistical thermodynamics*. Addison-Wesley, 1978.
- [33] J. V. Nicholas and D. R. White. *Traceable Temperatures, An Introduction to Temperature Measurement and Calibration*. John Wiley & Sons, 2nd edition, 2001.
- [34] Béla G. Liptak, editor. *Instrument Engineer's Handbook: Process Measurement and Analysis*, volume I. CRC Press, ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society, fourth edition, 2003.
- [35] N. W. Ashcroft and N. D. Mermin. *Solid State Physics*. Harcourt, 1975.
- [36] Jacob Fraden. *Handbook of modern sensors: physics, designs and applications*. Springer-Verlag, third edition, 2003.
- [37] Peter R. N. Childs. *Practical Temperature Measurement*. Butterworth-Heinemann, 2001.
- [38] 24-bit analog-to-digital converters for temperature sensors. Data sheet, Texas Instruments, 2011.
- [39] Bonnier Baker. How delta-sigma adcs work, part 1. *Analog Applications Journal*, (3Q), 2011.
- [40] Bonnier Baker. How delta-sigma adcs work, part 2. *Analog Applications Journal*, (3Q), 2011.
- [41] PIC18F2420/2520/4420/4520 data sheet. Data sheet, Microchip.
- [42] FT232R USB UART IC. Data sheet, Future Technology Devices International Ltd.
- [43] Raspberry pi. <http://www.raspberrypi.org/>. Setembro de 2014.
- [44] Pickit™2 programmer/debugger user's guide. Data sheet, Microchip.
- [45] MCP6N11: 500 kHz, 800 μ a instrumentation amplifier. Data sheet, Linear Technology.
- [46] LT1789-10: Micropower, single supply rail-to-rail output instrumentation amplifiers. Data sheet, Linear Technology.
- [47] AD8420: Wide supply range, micropower, rail-to-rail instrumentation amplifier. Data sheet, Analog Devices.
- [48] INA326/INA328: Precision, rail-to-rail i/o instrumentation amplifier. Data sheet, Texas Instruments.
- [49] MAX220 - MAX249 +5v powered, multichannel rs232 drivers/receivers. Data sheet, Maxim Integrated Products, Inc.
- [50] RTD Ratiometric Measurements and Filtering Using the ADS1148 and ADS1248 Family of Devices. Application report, Texas Instruments.