



UNIVERSIDADE DA BEIRA INTERIOR
Covilhã | Portugal

Sistema de Aquisição de Dados Parametrizável

João Luís Ruivo Carvalho Paulo

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Prof. Dr. António Sérgio Portela Fernandes Lebres

Outubro 2010

Dedico aos meus pais, Maria e João, que sempre mantiveram a fé no meu trabalho e sempre me apoiaram, nunca deixando esmorecer o meu empenho e dedicação, resultando na minha formação cívica e moral como um ser humano responsável e escorreito.

Agradecimentos

Agradeço à Universidade da Beira Interior e ao seu corpo docente pela aposta na minha formação e pelas condições de trabalho oferecidas.

Ao Prof. Dr. António Sérgio Lebres deixo o inabalável muito obrigado pela forma como orientou este projecto com o máximo de afinco exigido, fornecendo todo o material bibliográfico possível e o seu inestimável conhecimento, garantindo o êxito na conclusão do mesmo.

Agradeço ao Sr. Rui Barata pela dedicação ao aluno e respectivo projecto como se fosse seu, garantindo a disponibilidade tanto de material como de tempo e conhecimento no processo de construção de placas de circuitos impressos e respectiva soldagem, dando apoio indispensável como amigo.

Ao meu colega e amigo António Figueiredo, agradeço a sua paciência e ajuda cedida, sempre que pedida, sacrificando até um pouco do seu trabalho.

Finalizo agradecendo aos meus amigos que, mesmo não contribuindo directamente para o meu projecto, garantiram o seu sucesso com o apoio e reconforto que me deram ao longo da jornada, revigorando o meu espírito de entrega à missão.

Resumo

No âmbito da Aquisição de Dados implementou-se um projecto que visou a construção de uma placa electrónica com capacidade de aquisição de sinais eléctricos analógicos em tensão e corrente. Cada canal de entrada apresenta um ganho parametrizável pelo utilizador em tempo real, tornando cada canal universal, em termos de gama dinâmica de entrada. A monitorização dos canais de entrada e parametrização são possíveis através do uso de um *software* concebido pelo projectista, para um computador que recebe os dados provenientes da placa via comunicação sem fios.

Palavras-Chave

Aquisição de Dados

Condicionamento de Sinal

Programação

Parametrizável

Monitorização

Comunicação Sem Fios

Abstract

This Project in the Data Acquisition field aimed to implement an electronic board capable of acquiring electric analog signals in voltage and current. Each input channel presents a user programmable gain in real time, providing the input channel the capability of a universal dynamic input range. The monitoring and channel dynamic range adjustment is possible by the use of software made by the designer for a Personnel Computer, which receives the data via wireless communication from the board.

Keywords

Data Acquisition

Signal Conditioning

Programming

Adjustable

Monitoring

Wireless Communication

Índice

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract.....	viii
Induce	ix
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas.....	xiv
Lista de Acrónimos.....	xv
Lista de Símbolos.....	xvi
1 Introdução	1
1.1 Enquadramento	2
1.2 Objectivos.....	3
1.3 Estrutura do Relatório.....	4
2 Sensores	5
2.1 Pesquisa Inicial Efectuada.....	6
2.2 Desafio das Gamas Dinâmicas de Entrada	9
3 Condicionamento de Sinal	11
3.1 Definição.....	12
3.2 Condicionamento de Sinais em Tensão	13
3.2.1 Amplificação	13
3.2.2 Escolha do Amplificador de Instrumentação	15
3.2.3 Amplificador de Instrumentação INA122	18
3.2.4 Escolha do Potenciómetro Digital.....	20
3.2.5 Potenciómetro Digital AD5231	21
3.2.6 Resultados de Testes Práticos do AD5231	25
3.2.7 <i>Multiplexer</i>	28
3.2.8 <i>Multiplexer</i> ADG804	29

3.2.9	Resumo	30
3.3	Condicionamento de Sinais em Corrente	32
3.3.1	Amplificador de Transimpedância	32
3.3.2	Amplificador OPA380	34
3.3.3	Condicionamento do Sinal Convertido	36
3.3.4	Resumo	37
3.4	Filtro Passa-Baixo	38
3.5	Síntese do Condicionamento de Sinal.....	40
4	Processamento Digital	43
4.1	Microcontrolador.....	44
4.2	Função do Microcontrolador.....	45
4.3	MSP430F449.....	46
4.3.1	Características Gerais	46
4.3.2	ADC 12 bits.....	48
4.3.3	USART modo UART.....	53
4.4	Olimex MSP430-449STK.....	57
4.5	MSP430 – Configuração e Testes.....	61
4.5.1	Teste ao Potenciômetro Digital e Implementação.....	61
4.5.2	Controlo dos <i>Multiplexers</i>	67
4.5.3	Configuração do ADC.....	68
4.5.4	Configuração da USART	70
4.5.5	Estrutura da Transmissão de Dados	72
4.6	Comunicação Sem Fios	74
4.6.1	Módulo Rádio.....	75
4.6.2	Placa de Comunicação USB	77
4.6.3	Antena	79
4.6.4	Teste de Comunicação Sem Fios	80
4.7	Resumo do Processamento Digital	82
5	Interface de Monitorização	85
5.1	Monitorização	86
5.2	Software Utilizado.....	86
5.3	Interface Concebida	88
5.3.1	Instalação no PC	88
5.3.2	Descrição da Interface.....	90
5.3.3	Teste da Interface.....	91
6	Placa de Circuito Impresso Digital.....	95

6.1	Placa Com MSP430F449 Integrado	96
6.2	Placa de Aquisição Construída.....	99
7	Conclusão e Trabalhos Futuros Digital.....	103
7.1	Conclusão.....	104
7.2	Trabalhos Futuros	105
	Tabela Resumida de Sensores	107
	Datasheets dos Componentes Utilizados.....	111
	Programas do MSP430F449.....	119
	Programa do <i>LabVIEW</i>	129
	Referências.....	131

Lista de Figuras

Figura 1.1. Sistema de Aquisição de Dados (1).....	2
Figura 1.2. Esquema geral do projecto.	4
Figura 2.1. Sensores mencionados e disponibilizados pela Farnell.	7
Figura 3.1. Diagrama de blocos do condicionamento de sinal.	12
Figura 3.2. Símbolo eléctrico do amplificador operacional integrado.	13
Figura 3.3. Representação de um amplificador de instrumentação tradicional.	14
Figura 3.4. Representação do circuito INA122.	19
Figura 3.5. Representação do circuito AD5231.	22
Figura 3.6. Valores teóricos de resistência aos terminais do potenciómetro e respectivo código.	24
Figura 3.7. <i>Lay out</i> da placa de circuito impresso para testes do componente AD5231.....	25
Figura 3.8. Gráfico da comparação entre os valores de resistência medidos e a recta teórica.	28
Figura 3.9. Representação do componente ADG804.	29
Figura 3.10. Diagrama de blocos do condicionamento de sinais em tensão.....	31
Figura 3.11. Representação da montagem em amplificador de transimpedância.....	32
Figura 3.12. Amplificador de transimpedância com compensação de capacidades parasitas.	33
Figura 3.13. Configuração de pinos do componente OPA380.....	34
Figura 3.14. Resistências de 10 Ω 0.1% de tolerância da <i>Tyco Electronics / Neohm</i>	36
Figura 3.15. Diagrama de blocos do condicionamento de sinais em corrente.	37
Figura 3.16. Filtro <i>Butterworth</i> passa-baixo em arquitectura <i>Sallen-Key</i>	38
Figura 3.17. Diagrama de blocos do condicionamento de sinal da placa de aquisição final.....	40
Figura 4.1. Conjunto das várias famílias de microcontroladores MSP430.	44
Figura 4.2. Representação do microcontrolador MSP430F449.....	47
Figura 4.3. Diagrama de blocos do ADC de 12 bits do MSP430F449.....	49
Figura 4.4. Diagrama de blocos da USART do MSP430F449.....	54
Figura 4.5. Dimensões gerais dos encapsulamentos LQFP expostas num LQFP64.....	57
Figura 4.6. Fotografia do encapsulamento LQFP100 do MSP430F449.....	58
Figura 4.7. Vista de topo da placa MSP430-449STK.	59
Figura 4.8. Esquemático da placa MSP430-449STK.....	60
Figura 4.9. Fotografia do FET <i>debugger</i> MSP-FET430UIF.	60
Figura 4.10. Diagrama temporal do protocolo SPI.....	61
Figura 4.11. Esquemático de ligações para o teste do AD5231.	62
Figura 4.12. Ambiente inicial do IAR <i>Embedded Workbench</i>	63
Figura 4.13. Ambiente de trabalho do IAR <i>Embedded Workbench</i> com o código de teste.....	64
Figura 4.14. Placa de expansão do encapsulamento do AD5231.	64
Figura 4.15. Montagem do teste ao AD5231.	65
Figura 4.16. Ligações do AD5231 na placa de teste.	65
Figura 4.17. Fonte de alimentação em modo de 2 fontes independentes.....	66
Figura 4.18. Placa de expansão para o ADG804.	68
Figura 4.19. Diagrama do processo de tratamento de dados para envio.....	72
Figura 4.20. Estrutura dos pacotes de dados no envio.....	73
Figura 4.21. Estrutura dos pacotes de dados recebidos pelo microcontrolador.....	73

Figura 4.22. Módulo <i>Easy-Radio</i> ER400TRS.....	75
Figura 4.23. Esquema de pinos e dimensões do <i>Easy-Radio</i> ER400TRS.....	76
Figura 4.24. Módulo DLP-USB232M.....	77
Figura 4.25. Esquema de ligações dos módulos de comunicação ao PC.....	78
Figura 4.26. Montagem dos dois módulos para comunicar com o PC.....	78
Figura 4.27. Placa de comunicação USB da <i>Active Robots</i>	79
Figura 4.28. Fotografia 1 do teste da comunicação sem fios.....	80
Figura 4.29. Fotografia 2 do teste da comunicação sem fios.....	81
Figura 4.30. Representação da planta da área de execução do teste.....	81
Figura 4.31. RComSerial em funcionamento.....	82
Figura 4.32. Fluxograma do programa do microcontrolador.....	83
Figura 5.1. Menu inicial do <i>LabVIEW</i> v8.5.....	87
Figura 5.2. Painel frontal e diagrama de blocos de um VI gerador de sinais.....	87
Figura 5.3. Gestor de dispositivos com porta série virtual instalada.....	89
Figura 5.4. Instalador da interface da placa de execução.....	89
Figura 5.5. Interface da placa de aquisição de dados.....	90
Figura 5.6. Identificação da interface da placa de aquisição de dados.....	90
Figura 5.7. Ligação da montagem à placa MSP430-449STK.....	91
Figura 5.8. Montagem para o teste da interação interface e placa de aquisição.....	92
Figura 5.9. Interface em execução durante o teste.....	93
Figura 6.1. Esquemático de ligações da placa de circuito impresso.....	97
Figura 6.2. <i>Lay out</i> da placa de aquisição ideal.....	98
Figura 6.3. Suporte para pilhas AA.....	98
Figura 6.4. <i>Lay out</i> da placa de aquisição construída.....	99
Figura 6.5. <i>Lay out</i> da camada superior da placa de aquisição construída.....	100
Figura 6.6. <i>Lay out</i> da camada inferior da placa de aquisição construída.....	100
Figura 6.7. Fotografia da placa de aquisição e kit de desenvolvimento MSP430-449STK.....	101

Lista de Tabelas

Tabela 2.1.	Resumo das características de saída dos sensores	9
Tabela 3.1.	Resumo dos amplificadores de instrumentação pesquisados.	16
Tabela 3.2.	Valores ideais das resistências para diversos ganhos desejados do AD8553.	18
Tabela 3.3.	Descrição dos pinos do INA122 e sua ligação com os circuitos adjacentes.	19
Tabela 3.4.	Descrição dos pinos do AD5231 e sua ligação com os circuitos adjacentes.	23
Tabela 3.5.	Resultados comparativos entre valores medidos e valores teóricos.	27
Tabela 3.6.	Descrição dos pinos do ADG804 e sua ligação com os circuitos adjacentes.	30
Tabela 3.7.	Descrição dos pinos do OPA380 e sua ligação com os circuitos adjacentes.	35
Tabela 4.1.	Características fundamentais do MSP430F449.	46
Tabela 4.2.	Descrição dos campos do registo de controlo ADC12CTL0.	50
Tabela 4.3.	Descrição dos campos do registo de controlo ADC12CTL1.	51
Tabela 4.4.	Descrição dos campos do registo de controlo ADC12MCTLx.	52
Tabela 4.5.	Descrição dos campos do registo de controlo UxCTL.	55
Tabela 4.6.	Valores padrão para os registos UxBR1, UxBR0 e UxMCTL.	56
Tabela 4.7.	Ligação dos potenciômetros digitais ao microcontrolador.	66
Tabela 4.8.	Ligação dos <i>multiplexers</i> analógicos ao microcontrolador.	67
Tabela 4.9.	Configuração do registo ADC12CTL0.	68
Tabela 4.10.	Configuração do registo ADC12CTL1.	69
Tabela 4.11.	Configuração do registo ADC12MCTL0.	69
Tabela 4.12.	Configuração do registo ADC12MCTL1.	69
Tabela 4.13.	Configuração do registo U0CTL.	71
Tabela 4.14.	Configuração dos registos U0BR0, U0BR1, e U0MCTL.	71
Tabela 4.15.	Características do módulo ER400TRS.	76
Tabela 5.1.	Descrição dos campos da interface.	91

Lista de Acrónimos

ADC	Analog to Digital Converter
ASCII	American Standard Code for Information Interchange
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
DAC	Digital to Analog Converter
DIP	Dual In-line Package
FM	Frequency modulation
ISM	Industrial Scientific and Medical
JTAG	Joint Test Action Group
LCD	Liquid Crystal Display
LED	Light Emitting Diode
LQFP	Low-Profile Quad Flat Package
LSB	Least Significant Bit
LSB	Least Significant Bit
MSB	Most Significant Bit
MSOP	Mini Small Outline Package
PC	Personal Computer
PCB	Printed Circuit Board
RAM	Random Access Memory
RISC	Reduced Instruction Set Computer
SMD	Surface Mount Device
SMT	Surface Mount Technology
SO-8	Small Outline
SPI	Serial Peripheral Interface
SRD	Short Range Device
TSSOP	Thin Shrink Small Outline Package
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
USB	Universal Serial Bus

Lista de Símbolos

%RH	Relative Humidity (Humidade Relativa)
A	Ampère
cm	Centrímetros
F	Farad
g	Gramma
Hz	Hertz
l/min	Litros de fluido por minuto
m/s	metros por segundo
mm/s	Milímetros por segundo
°C	grau Celsius
sccm	Standard Cubic Centimeters per minute (centímetros cúbicos por minuto)
V	Volt
Ω	Ohm

Capítulo 1

Introdução

Este Capítulo refere o enquadramento desta dissertação na área em estudo. Descreve, igualmente, os objectivos do trabalho, realçando os pontos que o distinguem dos outros trabalhos. A estrutura do relatório é exposta neste capítulo de forma a uma compreensão do resultado final.

1.1 Enquadramento

Nos dias que correm com o crescimento do desenvolvimento industrial e sucessivo aumento da complexidade da automação de processos, cresce a demanda de qualidade do produto final, daí decorrendo a necessidade de controlo das variáveis específicas em cada indústria e sua monitorização através de recursos informáticos.

Na área médica cada vez mais os diagnósticos são obtidos através de exames computadorizados. Estes resultados são obtidos através de máquinas complexas e bastante dispendiosas, comportando variadíssimos sensores, cada um com uma função específica e dependendo da função da máquina em si, de modo a adquirir medidas biométricas (ritmo cardíaco, tensão arterial, níveis de glicose sanguínea, etc.).

Percebe-se que estes processos de controlo e obtenção de resultados são processos que não podem ser realizados por um ser humano através dos seus cinco sentidos. Desta forma a aquisição de dados é uma área fulcral no âmbito industrial, médico, entre outras áreas que requerem obtenção de medidas de grandezas fora do espectro de sensibilidade do ser humano.

Estas grandezas físicas são obtidas através de dispositivos que se designam por sensores. Um sensor é um dispositivo que responde a um estímulo com um sinal eléctrico. O estímulo dado pode ser uma qualquer grandeza física.

O trabalho neste projecto desenvolvido insere-se no âmbito da Aquisição de Dados, de forma a poder obter-se e monitorizar os resultados obtidos por qualquer sensor que apresente uma saída em tensão ou corrente.

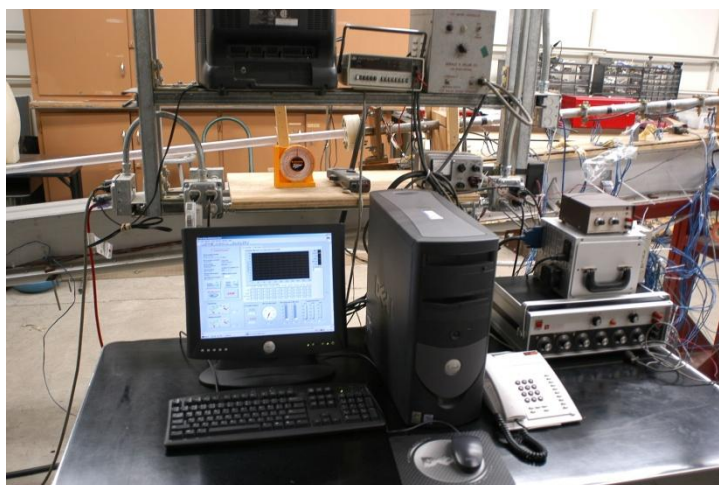


Figura 1.1. Sistema de Aquisição de Dados (1).

1.2 Objectivos

Esta dissertação consiste no projecto de uma placa de aquisição de dados com a capacidade de leitura da resposta de sensores, com saída analógica em tensão ou corrente. Essa saída pretende-se que seja de baixo nível, nunca chegando a valores múltiplos de Volt ou de Ampère, sendo mesmo desejado respostas na ordem dos seus submúltiplos. A placa de aquisição de dados supõe ter a capacidade de parametrização do ganho de cada canal de entrada de sinal dos sensores. Esta parametrização permite assim ligar qualquer sensor a um mesmo canal de entrada, pois a placa adapta o ganho consoante o comportamento do sensor, dentro de uma gama estabelecida.

Os sensores, que se pretende conectar à placa, requerem que não possuam transmissores industriais, que condicionem a saída dos sensores associados, disponibilizando apenas uma saída dentro de gamas de saída padronizadas (0 – 5 V ou 4 – 20 mA, por exemplo). Essas gamas podem ser directamente adquiridas por conversores, de forma a obter o resultado digitalizado, o qual pode ser para fins de monitorização. Com esta placa de aquisição de dados objectiva-se que os sensores não precisem de ser constituídos por meios de condicionamento de sinal, que os tornam mais complexos e dispendiosos de fabricar, mas sim apenas ser constituídos por componentes que disponibilizem uma saída eléctrica não condicionada.

Ao ter-se o ganho variável para qualquer gama de entrada, tem-se a possibilidade automática de uma resolução do ADC (*Analog to Digital Converter*) igual para todas as gamas de entrada. Este pormenor foi tido em especial atenção devido a ser um ponto de avanço comparado com os outros trabalhos nesta área.

A monitorização dos dados adquiridos pela placa é dirigida a um computador que deve ser um PC (*Personal Computer*) equipado com o sistema operativo *Microsoft Windows*, no qual se pode observar os dados de cada canal de entrada e interpretá-los consoante o sensor colocado no respectivo canal.

Para este fim é usado um *software* específico da empresa *National Instruments* designado *LabView* versão 8.5.

Para a comunicação entre a placa e o computador exige-se que seja uma comunicação sem fios, permitindo assim uma mobilidade da placa bastante mais alargada e com isso também a sua aplicabilidade.

A Figura 1.2 apresenta um esquema generalizado do funcionamento da placa de aquisição de dados e a comunicação com o computador.

As setas evidenciam a troca de dados bidireccional, a troca na direcção do computador para a placa corresponde à parametrização de cada canal de entrada, de forma a adequar o ganho do mesmo. Se a placa não possuísse esta capacidade, só existiria comunicação da placa para o computador, em que se transmitiria unicamente os dados de cada canal.

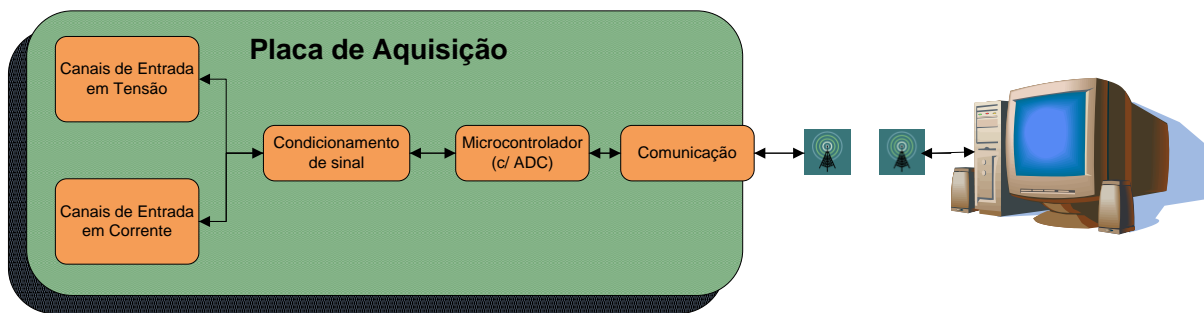


Figura 1.2. Esquema geral do projecto.

1.3 Estrutura do Relatório

O capítulo 2 diz respeito aos tipos de sensores que se encontram disponíveis no mercado e a nível de investigação, os quais foram estudados de forma a decidir-se o tipo de resposta eléctrica e das gamas dinâmicas de entrada, a serem implementadas no projecto. É descrito, igualmente, neste capítulo o tipo de funcionamento de um sensor específico, que se insere na resposta eléctrica e gama de entrada desejadas.

No terceiro capítulo refere-se os componentes utilizados para o condicionamento de sinal e, em pormenor, a forma como é feita a parametrização dos canais de entrada, no que diz respeito aos componentes utilizados para esse fim.

No capítulo 4 é descrito o processamento digital dos dados recebidos do andar de condicionamento de sinal, e o controlo dos componentes que permitem parametrizar a placa. Refere-se as características do microcontrolador, a linguagem de programação utilizada. A comunicação sem fios é também aqui descrita neste capítulo em relação a componentes utilizados e os seus limites de utilização.

No quinto capítulo entra-se em pormenor no *software* para a monitorização utilizado e algumas das suas extensas potencialidades. O algoritmo utilizado e a linguagem de programação específica são expostos.

Em relação ao capítulo 6 tem-se o produto final da placa de aquisição, apresenta-se o seu esquemático e a placa de circuito impresso ou, comumente, PCB (*Printed Circuit Board*) resultante. É mencionado a interligação de todos os componentes da placa as alimentações e os tipos de conexões para os sensores.

No sétimo e último capítulo são analisados os aspectos positivos do projecto e pontos de potencial melhoramento.

Capítulo 2

Sensores

Neste capítulo enumera-se os sensores estudados, com o intuito da formação de uma perspectiva das diversas configurações existentes, para as gamas de saída existentes dos sensores estudados. Estes sensores encontram-se tanto em comercialização, como na fase de investigação. É referido a decisão que se tomou, e disponibiliza-se um exemplo de sensor, que se insere no âmbito do projecto, respeitando as exigências do mesmo.

2.1 Pesquisa Inicial Efectuada

O estudo efectuado para uma compreensão do tipo de sensores disponíveis no mercado foi baseado, numa fase inicial a nível de um grande distribuidor mundial, que disponibiliza uma alargada gama de sensores de vários tipos de resposta e para diferentes grandezas físicas. Este distribuidor é a empresa Farnell. Esta empresa oferece na área de sensores e transdutores uma lista ordenada referente à grandeza física a que são sensíveis. A seguir enumera-se alguns sensores do grupo dos estudados:

- **(Sensor de Caudal) HONEYWELL S&C - AWM2300V - SENSOR, AIR FLOW**
 - Fabricante: Honeywell S&C
 - Referência: AWM2300V - SENSOR, AIR FLOW
 - Escala de Entrada: 0sccm – +/-1000sccm (bidireccional)
 - Gama de Saída: -55.00mV – 55.50mV
 - Data Sheet: <http://www.farnell.com/datasheets/24160.pdf>
 - Preço: 61.08€

- **(Sensor de Caudal) OMRON ELECTRONIC COMPONENTS - D6F-P0010A1 - SENSOR, MASS FLOW, MEMS, 0-1 LPM**
 - Fabricante: Omron Electronic Components
 - Referência: D6F-P0010A1 - SENSOR, MASS FLOW, MEMS, 0-1 LPM
 - Escala de Entrada: 0l/min – 1l/min
 - Gama de Saída: 0.5V – 2.5V
 - Data Sheet: <http://www.farnell.com/datasheets/35182.pdf>
 - Preço: 60.69€

- **(Sensor de Força) HONEYWELL S&C - FSS1500NSB - FORCE SENSOR**
 - Fabricante: Honeywell S&C
 - Referência: FSS1500NSB - FORCE SENSOR
 - Escala de Entrada: 0g – 1500g
 - Gama de Saída: 0V – 180mV
 - Data Sheet: <http://www.farnell.com/datasheets/30736.pdf>
 - Preço: 75.32€

- **(Sensor de Humidade) HONEYWELL S&C - HCH-1000-001 - SENSOR, HUMIDITY, CAPACITIVE**

- Fabricante: Honeywell S&C
- Referência: HCH-1000-001 - SENSOR, HUMIDITY, CAPACITIVE
- Escala de Entrada: 0%RH – 100%RH
- Saída: 295pF – 355pF
- Data Sheet: <http://www.farnell.com/datasheets/34209.pdf>
- Preço: 7.77€

- **(Sensor de Velocidade) MONITRAN - MTN/1185CM8-25 - ACCELEROMETER**

- Fabricante: Monitran
- Referência: MTN/1185CM8-25 - ACCELEROMETER
- Escala de Entrada: 0mm/s – 25mm/s
- Saída: 4mA – 20mA
- Data Sheet: <http://www.farnell.com/datasheets/40864.pdf>
- Preço: 284.21€

a) Sensor de Caudal AWM2300V



b) Sensor de Humidade HCH-1000-001



c) Sensor de Força FSS1500NSB



d) Sensor de Velocidade MTN/1185CM8-25



Figura 2.1. Sensores mencionados e disponibilizados pela Farnell.

Ao analisar estes sensores percebe-se que existe uma variada escolha de gamas dinâmicas de saída que podem ser tanto em tensão como corrente ou mesmo em variação de capacidade ou resistência. Para o projecto desenvolvido interessa as saídas em tensão e corrente. As saídas devem ser submúltiplos de Volt e Ampère. O sinal, preferencialmente, deve ser simples, sempre positivo, isto é uma limitação mas que neste projecto se tomou como objectivo inicial. A dualidade do sinal não está implementada, mas está idealizada e descrita no último capítulo, como possíveis optimizações. As variações de capacidade e resistência não são trabalhadas, pois qualquer uma destas pode ser traduzida numa variação em tensão ou corrente.

Esta demanda significa que os sensores são apenas constituídos pelo dispositivo responsável por uma resposta em sinal eléctrico mas não o seu condicionamento de sinal.

Por outro lado, também os consumidores destes produtos, como unidades fabris que produzam produtos que requerem uma monitorização do estado do processo, através de sensores elaborados, como é o caso de sensores electroquímicos, assim como fabricantes de máquinas hospitalares só por si dispendiosos, sem qualquer electrónica de condicionamento de sinal, podem beneficiar deste sistema de aquisição de dados de baixo custo, não sendo necessário ocuparem-se com a electrónica associada à aquisição dos dados e monitorização dos mesmos.

Assim o sensor será apenas constituído por uma unidade que reage a um estímulo através de uma reacção química, física ou outra, traduzindo-a numa resposta noutra tipo de energia, usualmente, esta unidade designa-se por transdutor.

Falta para conclusão deste tipo de sensores requeridos, uma transformação desta resposta num sinal eléctrico, sendo por vezes já efectuado pelo transdutor.

Os dispositivos de sensorização economicamente dispendiosos são os sensores com transmissores industriais, que são aparelhos electrónicos utilizados na indústria automatizada com o objectivo de fazer o condicionamento do sinal do sensor que está directamente associado à sua entrada, e disponibiliza na saída a informação recolhida do sensor, através de sinais analógicos ou digitais normalizados pela indústria. Os transmissores industriais são desenhados de acordo com o objectivo de facilitar a aquisição de dados. Usualmente, apresentam os sinais de saída analógicos em corrente, na gama 0/4 – 20mA e/ou também sinais digitais que são disponibilizados na forma normalizada em protocolos de comunicação utilizados na industria, como o RS-485, *profibus* ou o *modbus*.

São aparelhos robustos com um elevado grau de fiabilidade e muito bem conseguidos. Facilitam a aquisição de dados, dado que o projectista de um sistema de monitorização e controlo não tem que preocupar-se com a instrumentação do sistema de sensorização.

Porém, dadas as suas características, são de um elevado custo e mais uma vez se percebe, que se as alternativas puderem oferecer esta robustez com um custo bastante mais reduzido, serão recebidas com satisfação, por parte dos clientes que requerem estes serviços (2).

Um dos objectivos deste projecto é criar alternativas de baixo custo a estas situações, e que apresentem robustez e fiabilidade conseguida pelos demais existentes com a noção deste ser um projecto académico.

No capítulo 3, que desenvolve o tema “Condicionamento de Sinal” serão demonstradas algumas aplicações possíveis dentro deste objectivo.

2.2 Desafio das Gamas Dinâmicas de Entrada

Nesta secção pretende-se dar a conhecer a vasta gama de respostas eléctricas dos sensores encontrados, de modo a denotar o desafio de projecto, que reside em condicionar todos estes sinais, de forma a um mesmo canal de entrada poder lidar com todos os sinais.

Estes sensores são os referidos como sendo compostos, unicamente, pelo dispositivo sensível a um estímulo físico, devolvendo um sinal eléctrico não condicionado.

A Tabela 2.1 disponibiliza um resumo das características de saída de vários sensores pelo seu tipo de sensibilidade.

Tabela 2.1. Resumo das características de saída dos sensores

Tipo	Característica de Saída
Electrocardiografia	0.5mV – 4mV
Electroencefalografia	5 μ V – 300 μ V
Electromiografia	0 μ V – 900 μ V
Dióxido de Carbono Dissolvido	30mV – 500mV
Oxigénio	65 μ A – 85 μ A
Oxigénio dissolvido	25mV – 35mV
pH	-400mV – 400mV
SO ₂	450nA – 750nA
Caudal	-44.5mV – 44.5mV -55.00mV – 55.50mV
Células de carga	0mV – 360mV 0mV – 180mV
Pressão	0mV – 100mV
Monóxido de Carbono	0 μ A - 20 μ A
Temperatura	-5.261mV – 19.03mV 0mV – 51.877mV 0mV – 52.410mV 0mV – 16.777mV 0mV – 18.849mV 0mV – 13.014mV

Através da observação da Tabela 2.1, constata-se que existe um intervalo alargado entre o fim de escala mais baixo e o mais elevado. Para todos os sensores importa focar, como já referido, que importa os que devolvem um sinal sempre positivo. Assim tem-se para os sensores com resposta eléctrica em tensão e corrente:

- Tensão: 300 μ V – 500 mV
- Corrente: 750 nA – 85 μ A

Estes fins de escala são bastante distintos, sendo o mais elevado bastante superior ao menor, este facto implica que se tenha a necessidade de conseguir um intervalo de ganho bastante extenso, e que idealmente, consiga ter um comportamento contínuo, adquirindo um valor qualquer desejado dentro do intervalo.

Pelas observações feitas percebe-se que o condicionamento de sinais tão distintos é um desafio de relevo, que faz com que seja um ponto motivacional deste projecto forte e importante.

É no estágio a seguir, do tratamento de sinal de sensores, que este projecto se insere. De modo a adquirir, tratar e disponibilizar os resultados de sensores.

Todo este processo retira a carga intelectual dos fabricantes do ramo, não obrigando tanto a uma carga de equipamentos fabris e mão-de-obra.

A maneira como este processo é executado, é detalhada no capítulo 3, disponibilizando esquemas e especificando características chaves de cada componente no projecto.

No anexo A1 encontra-se uma tabela dos vários sensores pesquisados, ordenados pelo tipo de grandeza a que são sensíveis, e com menção aos critérios importantes para o projecto. Os sensores da área médica mencionados, todos os presentes, poderiam ser utilizados com esta placa de aquisição de dados.

Capítulo 3

Condicionamento de Sinal

Feita a cobertura de sensores que estão disponíveis no mercado e a nível da investigação nas diferentes áreas, é necessário adequar os sinais por estes produzidos de forma a poderem ser adquiridos por uma interface digital. Este capítulo descreve as etapas do condicionamento de sinal implementadas no projecto. Faz a descrição de cada componente utilizado, bem como testes feitos a componentes específicos. São apresentados alguns diagramas de modo a perceber-se o fluxo de dados. Descrevem-se situações estudadas que poderiam ser alternativas à actual.

3.1 Definição

Em electrónica, condicionamento de sinal significa formatar um sinal analógico de tal forma que atenda aos requisitos da fase seguinte, para posterior processamento. Os sensores produzem sinais de diferentes grandezas físicas as quais necessitam ser convertidas para uma grandeza eléctrica, de forma a poderem ser lidas e processadas, tipicamente, esta grandeza é uma tensão ou corrente, condicionada de forma a poder-se utilizar toda a gama dinâmica do conversor analógico/digital (ADC). No condicionamento de sinal consta a amplificação, linearização, filtragem e isolamento, como principais técnicas.

Neste projecto apenas é requerido o andar de amplificação e conversão corrente para tensão, visto os outros processos não serem necessários, face aos sensores utilizados e ao número de amostras por segundo, que é reduzido não havendo uma necessidade, só por si, de filtragem, por exemplo. Em tensão, apenas é feita a amplificação, enquanto nos sensores com saída em corrente é necessário converter o sinal para uma tensão, e em seguida amplificá-la.

Em aplicações de engenharia ligadas à aquisição de dados, é regra ter um andar de detecção (que consiste nos sensores), um andar de condicionamento de sinal (onde geralmente a amplificação do sinal é feita, entre outros) e um andar de processamento normalmente realizado por um ADC e um microcontrolador. O ADC pode estar embutido no microcontrolador (3).

Para sinais em tensão e corrente foi tido em consideração uma abordagem separada, isto é, um canal de entrada da placa de aquisição de dados, apenas pode ser utilizado para um dos tipos de resposta eléctrica. Assim foram criados dois grupos de canais de entrada, consoante a natureza dos sinais de entrada.

A Figura 3.1 apresenta um diagrama de blocos representativo do fluxo das etapas por onde os sinais passam na placa de aquisição de dados.

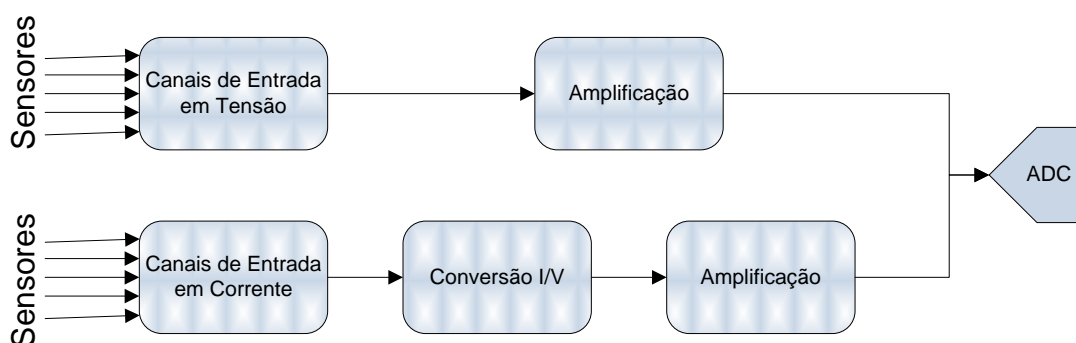


Figura 3.1. Diagrama de blocos do condicionamento de sinal.

3.2 Condicionamento de Sinais em Tensão

Nesta secção descreve-se as técnicas utilizadas, de forma a condicionar sinais em tensão, que são, posteriormente, digitalizados para serem processados. Descrevem-se os conceitos fundamentais, seguido da enumeração e pormenorização dos componentes escolhidos, com a função de empregar as técnicas descritas.

3.2.1 Amplificação

Em seguida descreve-se a etapa de amplificação do condicionamento de sinal, a qual é respeitada para o projecto desta cadeia de aquisição de dados. Esta etapa está descrita em termos de componentes padrão utilizados, bem como a sua montagem.

A amplificação é um dos processos envolvidos no condicionamento de sinal que está, por norma, sempre presente numa cadeia de aquisição de dados.

Na amplificação recorre-se a técnicas para manipular a amplitude de um sinal em tensão de forma a abranger toda a gama dinâmica do conversor analógico/digital utilizado. Essa manipulação pode ser uma multiplicação ou divisão do seu valor absoluto.

Assim, através da amplificação, consegue-se converter um sinal que, inicialmente, é apenas de alguns microVolt num sinal de gama de tensão de saída de, por exemplo, 0 a 5 V. Um sinal deste tipo pode ser adquirido com relativa facilidade por um conversor analógico/digital, aproveitando toda a sua gama dinâmica de entrada. O conversor recebe e manipula o sinal analógico que já se encontra dentro da gama dinâmica de entrada, que o dispositivo está preparado e otimizado para trabalhar, oferecendo a máxima resolução.

Os componentes mais utilizados nesta etapa do condicionamento de sinal são os amplificadores operacionais. A Figura 3.2 apresenta o símbolo eléctrico utilizado para representar um ampop, neste caso de um ampop integrado.

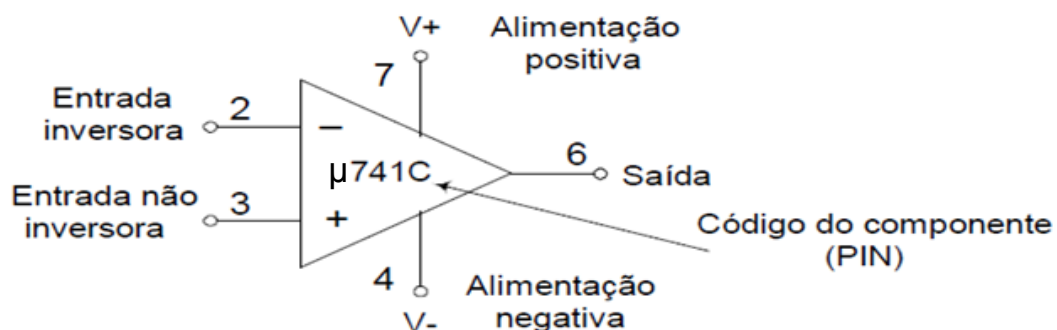


Figura 3.2. Símbolo eléctrico do amplificador operacional integrado.

Estes dispositivos podem ser utilizados em diferentes configurações que permitem manipular sinais de variadíssimas maneiras. A amplitude do sinal de entrada é associada a um ganho imposto pelo amplificador, que pode ser tanto positiva como negativa. O valor do ganho, geralmente, está associado a uma combinação de resistências, combinação essa que consoante a topologia de ligação pode inverter a amplitude do sinal ou simplesmente multiplicá-la ou até mesmo subtrair dois sinais. As várias topologias correspondem a montagens padrão dos ampops. (montagem seguidora, montagem inversora, montagem diferencial, etc.).

A topologia que interessa aprofundar é a montagem em amplificador diferencial, que é a que no sentido comercial se encontra mais generalizada em circuitos integrados, e que oferece vantagens na gama de ganhos que podem ser atribuídos aos sinais de entrada (4).

Um amplificador de instrumentação tradicional é a conjugação de 3 ampops e várias resistências, geralmente idênticas, com apenas uma delas variável, de modo a poder-se ter uma tensão de saída resultante da subtração amplificada de dois sinais. A variação de ganho é imposta com a resistência variável.

O amplificador de instrumentação, representado na Figura 3.3, é constituído por 3 ampops e 7 resistências. A resistência variável (R') permite corrigir a tensão de modo comum. O ganho da montagem é ajustado por alteração do valor de uma única resistência aR .

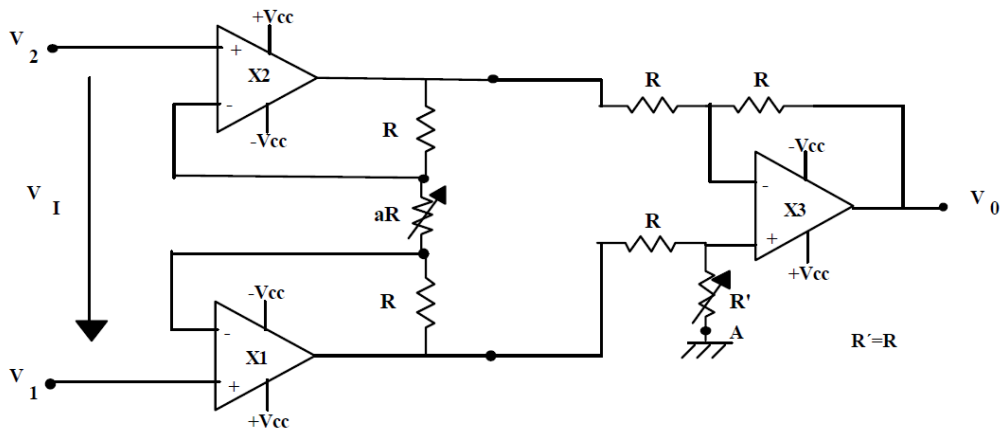


Figura 3.3. Representação de um amplificador de instrumentação tradicional.

A tensão de saída desta montagem é dada pela equação 3.1:

$$V_0 = (V_1 - V_2) \left(1 + \frac{2}{a} \right) \quad (3.1)$$

Esta característica de variação de ganho através de uma resistência, torna-se apelativa para o desenvolvimento de um algoritmo, que permita que um canal de entrada possa apresentar diferentes ganhos consoante o comportamento do sinal de entrada. Matematicamente, tem-se apenas uma variável a ponderar, que ao apresentar diferentes valores, faz flutuar o valor absoluto final, que é o ganho.

Este ganho variável é o que no âmbito do projecto se designa por parametrizável. A gama de ganhos que se pode ajustar é limitada, primariamente, ao amplificador de instrumentação, e em última instância ao intervalo do valor da resistência que é possível obter.

No que toca ao tratamento dos sinais em tensão este é o componente chave para a aquisição dos mesmos, por parte do andar de processamento. É neste tipo de sinais que a próxima secção se debruça, concretizando as alternativas encontradas e postas em prática. Comercialmente, os amplificadores de instrumentação encontram-se sob a forma de circuitos integrados monolíticos, em que a sua estrutura interna permite um funcionamento semelhante à topologia tradicional, embora a sua constituição não seja a simples junção de 3 ampops.

As ofertas de fabricantes são variadas, embora no ramo dos amplificadores de instrumentação com ganho variável, os fabricantes *Texas Instruments* e *Analog Devices* encontram-se como líderes neste tipo de circuitos.

3.2.2 Escolha do Amplificador de Instrumentação

Para se poder escolher um amplificador de instrumentação adequado ao projecto é importante ter em mente, algumas características importantes que os dispositivos têm de obedecer:

- Intervalo de ganho extenso e contínuo.
- Variação de ganho através de resistência.
- Alimentação de baixo nível simples (2.5 – 5 V).
- *Offset* reduzido.

O intervalo de ganho extenso é importante, pois os sensores que já foram falados têm um baixo nível de tensão, requerendo um ganho elevado. Por outro lado as suas gamas de saída, apresentam fins de escala bastante variados, assim o passo do ganho, isto é, a resolução da variação do ganho, tem de ser em valor de passo o mínimo possível, idealmente contínua.

A resistência é um factor de fácil variação, e consegue adquirir-se resistências variáveis com um passo praticamente contínuo (potenciómetros). Assim o ganho pressupõe-se, nestas condições, ter uma variação praticamente linear e contínua, com uma resposta proporcionalmente directa.

A alimentação é importante face aos níveis dos sinais adquiridos. Iguamente, como vai ser posteriormente detalhado, o andar de processamento apresenta requisitos de alimentação dentro desses níveis, com isso pode-se alimentar toda placa apenas com o recurso a uma fonte de

alimentação, sem ser necessário complicar o esquema eléctrico e número de componentes presentes baixando o custo. Este pormenor tem em consideração que os dois andares, de condicionamento e processamento, devem apresentar referências diferentes, sendo um analógico e o outro digital, respectivamente, embora devam ter um único ponto onde as referências se ligam.

O último ponto referente ao *offset*, é fulcral para a aquisição de um sinal correcto. O *offset* é o valor em tensão do desvio do valor teórico à saída. Assim, se o sinal de entrada for igual à referência, teoricamente, à saída ter-se-ia o valor nulo. Contudo nem sempre isso se verifica, desse modo se houver valor presente nessas condições, que não é nulo, é designado de *offset*.

De forma a uma aquisição correcta, deve-se exigir o menor valor de *offset*, principalmente, quando se lida com sinais de entrada com valor de baixo nível.

Dos amplificadores de instrumentação encontrados, fez-se uma escolha dos que se melhor adequam ao projecto. Na tabela 3.1 disponibiliza-se as características desses, para uma percepção da oferta possível. O ganho é variável através de resistência externa, embora existam outras maneiras de o manipular, as quais não apresentam vantagens em relação aos amplificadores escolhidos, são exemplo os amplificadores que possuem ganhos estáticos, definidos através da interligação de pinos específicos, que não permitem obter variações de ganho de uma forma linear. Outras configurações oferecem também ganhos estáticos, diferenciando-se pela forma como o ganho é definido. Através do fornecimento de um código digital de n bits, em paralelo, define um ganho específico, que está atribuído a essa combinação.

Tabela 3.1. Resumo dos amplificadores de instrumentação pesquisados.

Referência	Fabricante	Alimentação (V)	Offset de entrada (μV)	Gama de Ganho (V/V)	Equação de Ganho
AD620	Analog Devices	+/-2.3 - +/-18	50	1 – 10 000	$G = \frac{49.4K\Omega}{R_G} + 1$
INA122	Burr-Brown	2.2 - 36	250	5 – 10 000	$G = 5 + \frac{200K\Omega}{R_G}$
AD8220	Analog Devices	4.5 - 36	250	1 - 1000	$G = \frac{49.4K\Omega}{R_G} + 1$
AD8226	Analog Devices	2.2 - 36	200	1 - 1000	$G = \frac{49.4K\Omega}{R_G} + 1$
AD8553	Analog Devices	1.8 – 5.5	20	0.1 – 10 000	$G = 2 \frac{R2}{R1}$

Antes de começar-se a analisar os amplificadores em relação às suas funcionalidades, é importante ponderar sobre as gamas de ganho. O valor mais alto que a gama de ganhos pode tomar, através da

observação, é 1000 ou 10 000 V/V. Tendo em conta que o ADC que é usado é de 12 bits e a tensão de referência de 2.5 V, tem-se que a resolução do ADC é:

$$Q = \frac{V_{FS}}{N} = \frac{2.5}{2^{12}} = 610\mu V \quad (3.2)$$

Onde:

- Q Resolução do ADC em Volt (peso do bit menos significativo).
- N Número de intervalos em tensão do ADC.
- V_{FS} Valor máximo da escala do ADC.

Como se tem uma tensão de fim de escala do ADC de 2.5 V, é importante saber com estes ganhos, qual é o fim de escala mínimo que um sensor pode apresentar. A equação 3.3 permite-nos obter esses valores.

$$V_{FS\min} = \frac{V_{FS}}{G_x} \quad (3.3)$$

- $V_{FS\min 1} = \frac{2.5}{1000} = 2.5mV \quad (3.4)$

- $V_{FS\min 1} = \frac{2.5}{10000} = 250\mu V \quad (3.5)$

Percebe-se facilmente que com um ganho máximo de 10 000 pode-se utilizar uma gama mais alargada de sensores. Visto que a resposta de certos sensores é muito reduzida, tomou-se como indispensável, que o ganho máximo de 10 000 seja utilizado, desprezando-se assim todos os amplificadores que não obedeçam a este requisito.

Partindo para a análise individual dos amplificadores de instrumentação, e a relação dentro do grupo, vai-se perceber qual e quais as razões que levaram à sua escolha.

Ao olhar-se para a última posição da tabela percebe-se, que o amplificador AD8553 apresenta as melhores características de funcionamento. Este facto é no entanto desvalorizado quando se tenta perceber o seu funcionamento. A maneira como se impõe o ganho do amplificador é através de duas resistências externas, não apenas de uma. Esta relação das duas resistências é ainda uma relação dinâmica. Não se pode fixar uma das resistências e variar a outra obtendo os ganhos desejados com apenas uma delas.

Por observação da Tabela 3.2 tem-se que para diferentes ganhos, ambas as resistências variam. Observa-se ainda que existe uma capacidade, que também varia ao longo da gama de ganho, o que torna o funcionamento do amplificador ainda mais complexo.

Tabela 3.2. Valores ideais das resistências para diversos ganhos desejados do AD8553.

Desired Gain (V/V)	R1 (Ω)	R2 C2 (Ω F)	Calculated Gain
1	200 k	100 k 1200p	1
2	100 k	100 k 1200p	2
5	40.2 k	100 k 1200p	4.975
10	20 k	100 k 1200p	10
50	4.02 k	100 k 1200p	49.75
100	3.92 k	196 k 560p	100
500	3.92 k	976 k 120p	497.95
1000	3.92 k	1.96 M 56p	1000

Fica-se assim com as duas primeiras linhas da tabela 3.1. Dos dois restantes analisa-se primeiro o componente AD620, o qual poderia ser utilizado em comparação ao INA122, pois apresenta um *offset* menor e uma gama de ganhos mais alargada. Contudo a sua alimentação é dupla o que neste projecto não está implementado, contando apenas utilizar sensores com saída simples (positiva), aproveitando o facto para simplificar a alimentação da placa.

Resta o amplificador de instrumentação INA122, com uma gama de ganho entre os 5 e os 10 000 V/V, que apesar de ser limitadora em relação a fins de escala mais amplos, não é problema pois os sensores já mencionados quase nunca apresentam valores superiores à metade de Volt.

3.2.3 Amplificador de Instrumentação INA122

O INA122 é um amplificador de instrumentação de precisão para aquisição exacta de sinais diferenciais de baixo ruído. O seu design de dois ampops fornece uma excelente performance com baixa corrente em repouso, e é ideal instrumentação portátil e sistemas de aquisição de dados. O INA122 pode ser operado com fontes de alimentação simples de 2.2 V a 36 V e corrente de repouso de apenas 60 μA, também pode ser operado através de fontes duplas.

Uma única resistência externa define o ganho de 5 V/V a 10 000 V/V. Correções com corte laser fornecem muito baixa tensão de *offset* (250μV máximo), baixa variação da tensão de *offset* com a temperatura (3μV/°C máximo) e rejeição de modo comum excelente. O encapsulamento inclui opções DIP (*Dual In-line Package*) de plástico de 8 pinos e SO-8 (*Small Outline*) de montagem de superfície. Ambos são especificados para a -40 °C a 85 °C, ampla faixa de temperatura industrial.

Este amplificador tem uma equação de ganho que é apresentada pela equação 3.6. Através da observação percebe-se que o ganho do amplificador aumenta com uma diminuição da resistência externa da seguinte forma.

$$G = 5 + \frac{200K\Omega}{R_G} \quad (3.6)$$

A Figura 3.4 mostra a configuração dos pinos do circuito integrado INA122. Em seguida descreve-se a funcionalidade de cada pino do circuito, e a maneira como estão ligados.

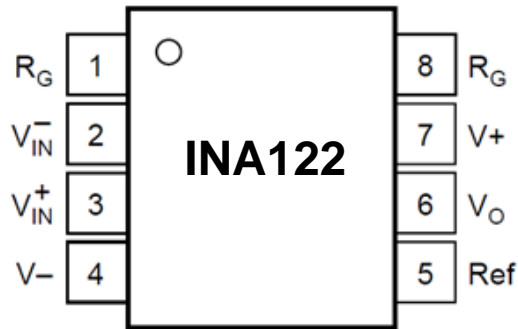


Figura 3.4. Representação do circuito INA122.

A Tabela 3.3 descreve cada pino do circuito em relação à sua função e ligação com o resto dos componentes que fazem parte do esquema de tratamento de sinais em tensão.

Como se pode observar, refere-se alguns componentes que ainda não foram descritos. As próximas páginas vão ser dedicadas à explicação e descrição desses componentes, a razão para serem usados, e as suas características fundamentais. Contudo antes descreve-se algumas das opções de ligação dos pinos do amplificador.

Como o amplificador é utilizado em modo de alimentação simples, o pino 4 está ligado à referência electrónica (*Ground* analógico), não sendo possível utilizar sinais polarizados. O pino 5 é utilizado para se poder ajustar o *offset* de entrada, esta funcionalidade não foi utilizada, ligando-se a referência à referência electrónica, igualmente. O *offset* do amplificador não é compensado.

Tabela 3.3. Descrição dos pinos do INA122 e sua ligação com os circuitos adjacentes.

Número do Pino	Função	Ligação
1	Terminal da resistência externa	Potenciómetro digital
2	Entrada inversora	<i>Ground</i> analógico
3	Entrada não inversora	Multiplexer analógico
4	Alimentação negativa	<i>Ground</i> analógico
5	Referência, ajuste de offset	<i>Ground</i> analógico
6	Saída	ADC
7	Alimentação positiva	Alimentação analógica
8	Terminal da resistência externa	Potenciómetro digital

A maneira como o ganho é imposto, é através de um potenciómetro digital o qual varia a sua resistência através de um controlo digital através de um protocolo de comunicação específico.

A entrada do sinal deste amplificador é através do pino 3 que é a entrada não inversora do amplificador, como os sinais que se vão tratar são não diferenciais, a entrada inversora do

amplificador é conectada à referência electrónica, sendo o sinal de saída do amplificador, dado pela equação 3.7.

$$V_0 = V_{Ref} + (V_{in}^+ - V_{in}^-)G = 0 + (V_{in}^+ - 0)G = G \cdot V_{in}^+ \quad (3.7)$$

3.2.4 Escolha do Potenciómetro Digital

O amplificador requer uma resistência externa para definir o seu ganho, desta forma várias soluções foram estudadas. Para se poder aproveitar toda a gama de ganhos o ideal seria ter uma resistência, que pudesse ser variada continuamente, e pudesse assumir qualquer valor dentro de um intervalo finito.

Como tal componente não existe, foi necessário encontrar uma solução que se assemelhasse ao ideal. A junção de várias resistências em série, com interruptores que permitissem comutar, de tal modo a ter uma resistência equivalente variável, foi uma primeira abordagem. Contudo as resistências puras não apresentam um valor constante com a deriva térmica, e a tolerância fá-las variar consideravelmente.

Encontrou-se um tipo de componente, disponível em encapsulamentos *Small Outline*, que apresenta um comportamento semelhante a um potenciómetro mecânico, só que é controlado através de um código binário, isto é, digital, e é completamente electrónico, não existindo peças móveis.

Este tipo de potenciómetros têm um comportamento bastante acessível não sendo muito complexo trabalhar com os mesmos, fazendo com que a curva de aprendizagem seja, em prática, exponencial.

Assim este componente ao receber um código binário de n bits, disponibiliza um valor de resistência entre dois terminais, que é correspondente ao valor do código binário, isto é, um valor digital de 0, corresponde a 0Ω de resistência. Semelhantemente, o valor máximo possível de código binário, ou seja, em decimal $2^n - 1$ corresponde ao máximo valor de resistência do componente. Todos os outros valores correspondem a uma regra de proporcionalidade directa dentro da escala. Este é o comportamento teórico dos componentes, na prática como vai ser referido, os valores da resistência variam ligeiramente.

Dos componentes encontrados dentro desta classe, escolheu-se dois, dos quais um foi o que se considerou implementar. Estes componentes pertencem ao fabricante *Analog Devices*, sendo que o fabricante *Texas Instruments* apresenta componentes semelhantes.

Os componentes escolhidos são o AD5235 e o AD5231. Este componentes são idênticos nas funcionalidades que oferecem, caindo o critério de escolha, na única diferença fundamental que os distingue, que é a resistência máxima. O AD5235 apresenta outra diferença estrutural, disponibiliza dois potenciómetros idênticos no mesmo encapsulamento, com controlo independente.

O componente AD5231 dispõe de uma resistência máxima de 100 k Ω e um controlo de 1024 posições ou seja 10 bits, no que concerne ao AD5235, tem-se uma resistência total de 250 k Ω e o mesmo número de posições de resistência intermédia.

Tendo em conta a Equação 3.6 de ganho do amplificador, o que levou à escolha do componente AD5231, recaiu no passo de variação do ganho, isto é, como os dois potenciómetros, dispõem de um controlo idêntico, possuem um passo de variação de resistência apresentado pela Equação 3.8.

$$dR = \frac{R_{\max}}{1024} \quad (3.8)$$

Para o componente AD5231 tem-se 97.7 Ω/LSB e para o componente AD5235 244.1 Ω/LSB . Isto significa que o ganho do amplificador de instrumentação, varia com um passo maior se usar o potenciómetro AD5235, e como nas suas primeiras posições de menor resistência, que no amplificador corresponde às posições de ganho elevado, como o passo é mais largo não permite uma resolução como o AD5231.

A única vantagem ao utilizar o AD5235 seria no menor ganho de amplificação possível, que através da Equação 3.6, com as resistências máximas de cada um, se percebe que para o componente AD5235 seria de 5.8 V/V e para o AD5231 7 V/V. Estes ganhos não são críticos, pois nestas gamas de fins de escala dos sensores estudados, que necessitam de menores ganhos, não é onde se pode encontrar a maioria dos sensores, sendo mesmo uma minoria.

Em seguida, segue-se a descrição pormenorizada do componente escolhido. Bem como alguns testes práticos, de forma a comprovar a eficiência do componente, e a relação com a teoria.

3.2.5 Potenciómetro Digital AD5231

O AD5231 é um potenciómetro digitalmente controlado com memória não volátil com 1024 posições de resolução. O dispositivo efectua a mesma função de ajuste electrónico que um potenciómetro mecânico com resolução melhorada, confiança de estado sólido e controlabilidade remota.

O AD5231 tem programação versátil através de uma interface série de 3 fios padronizada, de forma a proporcionar 16 modos de operação e ajuste, incluindo definição de posição instantânea, armazenamento em memória e recuperação, incremento e decremento, entre outras.

Para este projecto a funcionalidade utilizada é, exclusivamente, a definição de posição instantânea, pois a resistência do potenciómetro é constantemente alterada, de forma a poder-se ter uma parametrização consoante o tipo de sensor conectado à placa de aquisição, e também devido a utilizar-se apenas um amplificador de instrumentação e um potenciómetro digital para todos os canais de entrada de tensão. Esta capacidade de adaptação é conseguida através do uso de um *multiplexer*, que é descrito no ponto 3.2.6.

No modo de definição de posição instantânea, uma configuração pode ser directamente escrita no registo RDAC, o qual define a resistência entre os terminais do potenciómetro. Este potenciómetro apresenta uma resistência total de 100 k Ω .

O protocolo de comunicação com este dispositivo, de forma a poder-se definir o seu modo de operação, é o protocolo padrão SPI (*Serial Peripheral Interface*), o qual é descrito no Capítulo 4 em pormenor, bem como todo o controlo do potenciómetro.

A Figura 3.5 apresenta o esquemático do circuito integrado do AD5231, este componente pode ser encontrado em encapsulamentos TSSOP (*Thin Shrink Small Outline Package*).

Como é explicitado na figura, este componente não se encontra representado à escala. Cada pino do componente tem a sua própria designação. A interacção com o componente, em relação às ligações executadas é descrita seguidamente, consoante a função do respectivo pino.

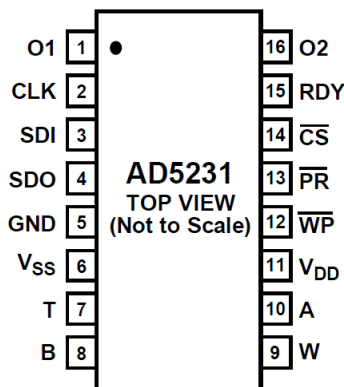


Figura 3.5. Representação do circuito AD5231.

A Tabela 3.4 apresenta a descrição de cada pino do componente AD5231 e a respectiva ligação de cada pino aos restantes componentes do projecto. Todos esquemas de ligações entre os componentes ficam reservados para o capítulo 6, onde se fala no produto final da placa. Nesta fase é apenas descrito as ligações entre componentes através de diagramas de blocos funcionais. Neste capítulo interessa perceber as funcionalidades de cada componente, e por conseguinte a função para o qual é utilizado.

Tanto o pino 1 como o pino 16, apresentam a mesma função, sendo uma saída lógica de um bit, a qual pode tomar os estados de nível alto ou baixo. O estado do pino é definido pela programação do circuito. Esta função permite a ligação a circuitos que necessitem de um determinado estado de configuração de pinos, como *switches*. Estas saídas são saídas lógicas padrão CMOS (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*), por defeito encontram-se no nível alto. Esta funcionalidade do circuito não é utilizada, pois não existe necessidade de controlar outro dispositivo, desta forma indirecta. Poderia ser viável se o microcontrolador não dispusesse de pinos suficientes, e assim controlar-se-ia o *multiplexer* utilizado através destes pinos.

Tabela 3.4. Descrição dos pinos do AD5231 e sua ligação com os circuitos adjacentes.

Número do Pino	Função	Ligação
1	Saída digital não volátil 1. Armazena um bit lógico	Não utilizado
2	Pino de relógio do registo série de entrada. Desloca um bit a cada flanco ascendente do relógio	Microcontrolador
3	Pino de entrada série de dados. Desloca de um bit a cada flanco ascendente do relógio	Microcontrolador
4	Pino de saída de série de dados. Serve como retorno, dando informação do estado do potenciómetro, bem como da memória.	Não utilizado
5	Pino de <i>Ground</i> . Referência Lógica	<i>Ground</i> analógico
6	Alimentação Negativa. Conectar à massa electrónica caso seja alimentação simples	<i>Ground</i> analógico
7	Reservado para testes de fábrica. Conectar à alimentação positiva ou negativa	<i>Ground</i> analógico
8	Terminal inferior de resistência	Amplificador de Instrumentação
9	Terminal intermédio de resistência. Corresponde à peça móvel de um potenciómetro mecânico, que impõe a resistência	Amplificador de Instrumentação
10	Terminal superior de resistência	Não utilizado
11	Pino de alimentação positiva	Alimentação analógica
12	Pino de protecção contra escrita (opcional)	Alimentação positiva
13	Pino de reposição por defeito de hardware	Alimentação positiva
14	<i>Chip Select</i> (activo a nível baixo)	Microcontrolador
15	Informa da conclusão de instruções específicas. Activo a nível alto	Não utilizado
16	Saída digital não volátil 2. Armazena um bit lógico	Não utilizado

Os pinos 2, 3, 4 e 14 correspondem ao protocolo de comunicação SPI, o qual é utilizado para programar o circuito. O pino 4 corresponde à saída do circuito, dando a informação do seu estado, podendo também servir para comunicação com circuitos numa forma de comunicação *daisy-chain*. Esta forma de comunicação consiste em transmitir de elemento em elemento, dentro de uma cadeia, informação que é transmitida ao primeiro elemento da mesma, não havendo um ciclo de retorno. O pino 4 não é utilizado, pois o estado do circuito é conhecido a todas as alturas e não ocorre necessidade de comunicação com outros componentes, ficando o protocolo resumido à entrada série.

Este componente tem a capacidade de ser alimentado por alimentação simples ou dupla, no projecto optou-se por alimentação simples, uma vez que todos os restantes componentes caem nessa categoria, facilitando a alimentação de toda a placa. Com isto tem-se os pinos 6 e 11, conectados à massa electrónica e à alimentação positiva, respectivamente. Este componente pode ser alimentado no, modo simples, entre os valores de tensão 2.7 V e 5.5 V

Os pinos 12 e 13 são pinos de entrada, de protecção e reposição, respectivamente, activos a nível baixo. O pino 12 permite que a memória do circuito, que é utilizada para guardar valores de resistência de forma a serem carregados a cada inicialização do circuito, não seja acessível para escrita, caso o pino 12 esteja a nível alto. O pino 13 faz um refrescamento dos padrões de fábrica

quando este é colocado a nível baixo. Como no projecto não é utilizada a memória não volátil nem se requer uma reinicialização de padrões do circuito, estes pinos são colocados a nível alto.

O pino 15 é um pino de saída, disponibiliza uma indicação da conclusão de determinadas instruções, como no projecto o circuito é apenas programado em modo de operação de definição de resistência instantânea, este pino não é aplicável, ficando sem ligação.

Restam os pinos 8, 9 e 10 (terminais B, W e A, respectivamente), que servem como terminais de resistência do potenciómetro. Entre os pinos 8 e 10 apresenta-se a resistência total do circuito. Ao programar-se o circuito para um valor conhecido de resistência, o que acontece é que o circuito vai impor uma resistência entre os terminais B e W, a qual é a resistência desejada, e entre os terminais W e B, encontra-se a resistência complementar, de forma a que a série das resistências WB e WA seja a resistência total do circuito.

Este facto é evidenciado na Figura 3.6, que relaciona a resistência entre os terminais em relação ao código decimal transmitido ao circuito.

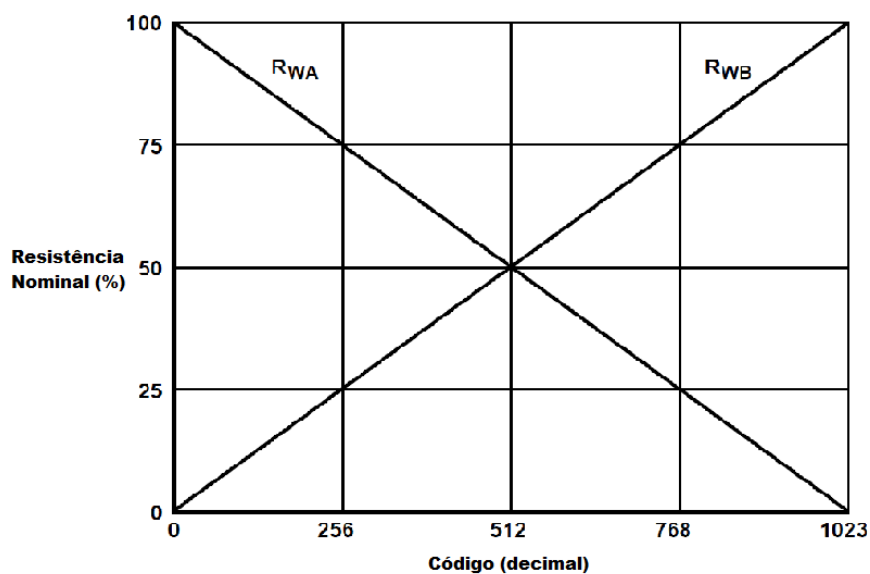


Figura 3.6. Valores teóricos de resistência aos terminais do potenciómetro e respectivo código.

Percebe-se que a resistência aos terminais B e W é proporcional ao código decimal, isto evidencia a facilidade de implementação do componente num algoritmo de programação, em que a resistência desejada obtém-se por uma regra de proporcionalidade directa.

Está presente, igualmente, a constatação da complementaridade das resistências nos terminais adjacentes. Entre B-W e W-A, sendo sempre a soma das duas 100 % da resistência total do potenciómetro.

3.2.6 Resultados de Testes Práticos do AD5231

Nesta secção descreve-se os testes feitos ao componente AD5231 de forma a determinar a resistência real do componente. Foram utilizados 3 componentes idênticos, demonstrando todos o mesmo comportamento.

O circuito foi alimentado através de uma fonte de alimentação de corrente contínua 3V. O encapsulamento do circuito é o já referido TSSOP de 16 pinos, o qual foi soldado numa placa de circuito impresso, concebida de modo a recriar as condições de um encapsulamento DIP16, permitindo assim a montagem numa placa de testes, de forma a interagir-se com o circuito. A temperatura ambiente durante os testes era de 25 °C.

A Figura 3.7 apresenta o *lay out* da placa de circuito impresso referente à expansão de um encapsulamento TSSOP16, para um circuito idêntico a um encapsulamento DIP16. As pistas condutoras são demarcadas a preto, sendo as partes circulares correspondentes aos conectores de 8 pinos em linha, que encaixam na placa de testes e permite a comunicação com o AD5231.

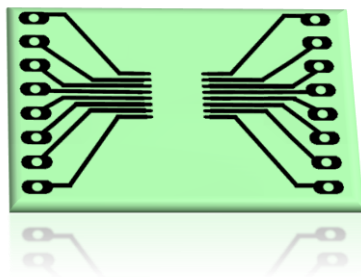


Figura 3.7. *Lay out* da placa de circuito impresso para testes do componente AD5231.

O espaço vazio no meio da placa, diz respeito ao circuito AD5231, o qual tem uma montagem de superfície, isto é, não apresenta pinos que se inserem em orifícios adequados. O circuito é encostado entrando em contacto com a placa, e posteriormente, soldado com as devidas técnicas sem danificar o componente.

O multímetro utilizado para as medições de resistência foi o Range RE-64, um multímetro portátil e compacto de fácil manuseamento.

O primeiro teste efectuado foi determinar qual a resistência total do componente, isto é, a resistência aos terminais A e B. O circuito encontrava-se alimentado e ligado de acordo com as ligações da Tabela 3.4.

A resistência total teórica do componente, e a qual é referida no seu *datasheet*, é de 100 kΩ. Contudo a resistência que foi possível apurar, como resistência total, foi de 73.4 kΩ. Os 3 circuitos utilizados demonstraram o mesmo comportamento.

Este facto altera o algoritmo de interacção com o componente, pois o valor máximo conseguido é agora de 73.4 kΩ, e não de 100 kΩ. Isto traduz uma alteração na equação da recta de proporcionalidade.

$$R_{BW} = 97.66C_d \quad (3.9)$$

$$R_{BW} = 71.68C_d \quad (3.10)$$

Onde:

- R_{BW} Resistência aos terminais B e W.
- C_d Código decimal entre 0 e 1023 corresponde à resistência parcial.

Pela comparação das equações, constata-se que o passo incremental de resistência com a nova resistência é menor o que traz vantagens e desvantagens. A vantagem diz respeito ao passo de ganho do amplificador de instrumentação, que já se referiu, que quanto mais reduzido é o passo incremental do potenciómetro mais contínuo se torna a variação de ganho. Contudo esta diminuição da resistência total acarreta a desvantagem do ganho mínimo possível do amplificador de instrumentação, retirado da Equação 3.6, tinha-se um ganho para a resistência total de 100 KΩ de 7 V/V, passando agora para um ganho mínimo aproximado de 7.72 V/V.

O próximo teste é comprovar se o componente obedece à Equação 3.10. Foi feita uma comparação entre vários valores da recta teórica da Equação 3.10 e valores obtidos através da programação do potenciómetro digital AD5231. Em seguida são disponibilizados os resultados.

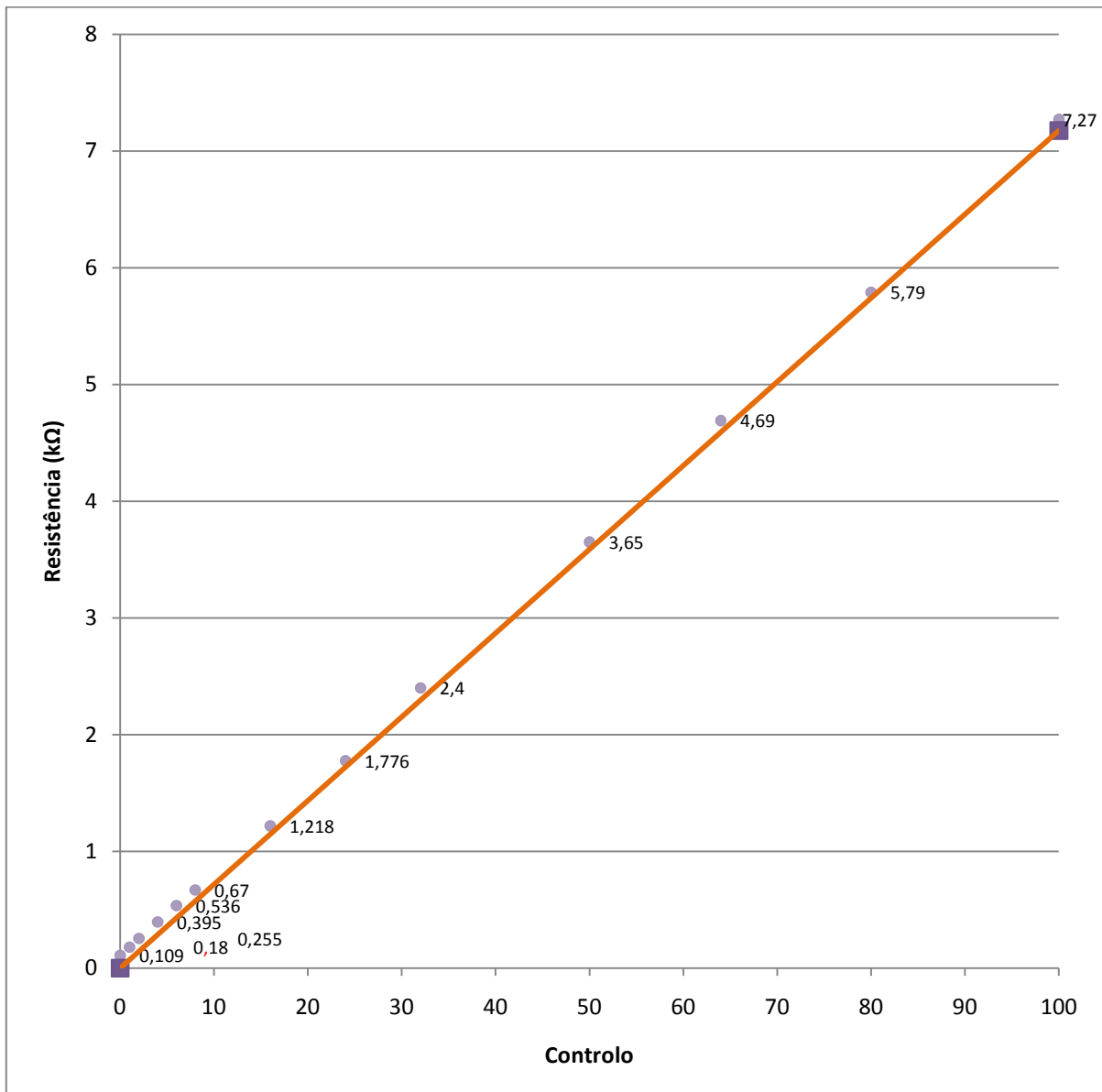
No capítulo 4 explicita-se, como já referido, a interacção entre o componente e o microcontrolador utilizado. A transmissão dos códigos para o componente foi através do microcontrolador, no qual se programou um algoritmo específico, exclusivo para este teste, de modo a variar-se a resistência do potenciómetro.

A Tabela 3.5 refere-se aos resultados obtidos e aos valores teóricos que se deviam esperar. Para uma melhor comparação dos resultados gerou-se a Figura 3.8, que evidencia bem a proporcionalidade e a linearidade do componente. É de notar que os valores das equações 3.9 e 3.10 são apresentados em Ω, enquanto na Tabela 3.5 e Figura 3.8 estão em kΩ

Os códigos de controlo utilizados consideram-se abrangentes, cobrindo todas as áreas críticas da gama de resistências do componente.

Tabela 3.5. Resultados comparativos entre valores medidos e valores teóricos.

Código de controlo	Resistência medida ($k\Omega$)	Valor teórico ($k\Omega$)	Código de controlo	Resistência medida ($k\Omega$)	Valor teórico ($k\Omega$)
0	0,109	0	128	9,27	9.17
1	0,18	0.071	160	11,56	11.47
2	0,255	0.143	200	14,41	14.34
4	0,395	0.287	256	18,45	18.35
6	0,536	0.430	300	21,5	21.5
8	0,67	0.573	400	28,7	28.7
16	1,218	1.147	512	36,8	36.7
24	1,776	1.720	600	43	43
32	2,4	2.29	700	50,2	50.2
50	3,65	3.58	800	57,4	57.34
64	4,69	4.59	900	64,6	64.5
80	5,79	5.73	1023	73,4	73.4
100	7,27	7.17			



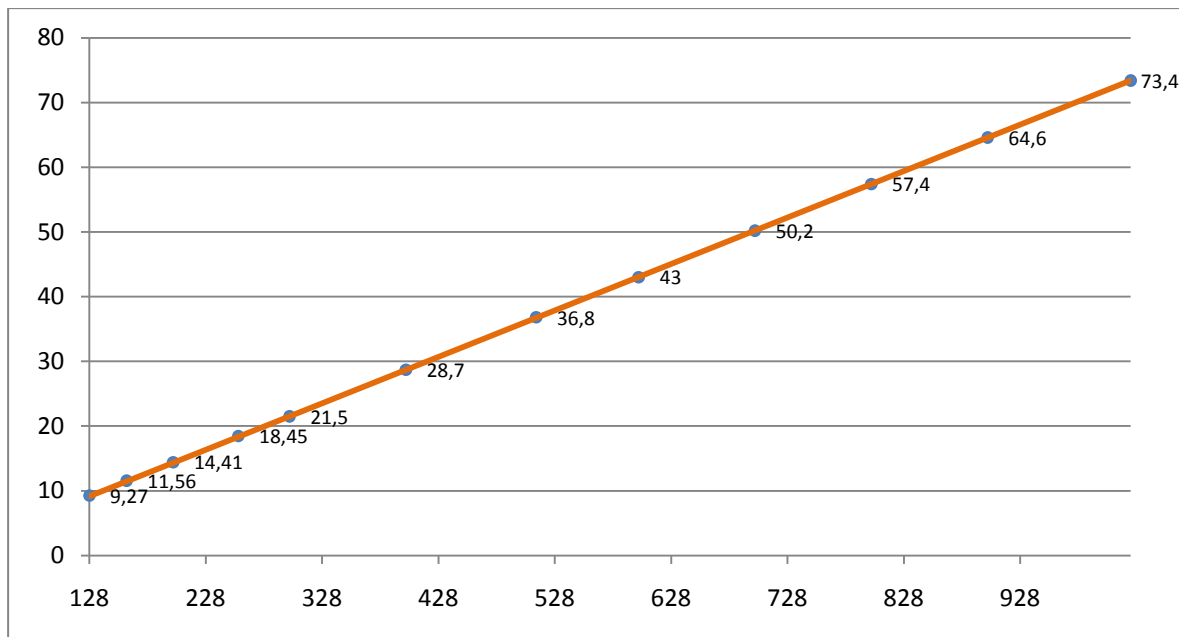


Figura 3.8. Gráfico da comparação entre os valores de resistência medidos e a recta teórica.

A recta de cor laranja é a recta teórica dos valores de resistência, referente ao valor de resistência máximo real de 73.4 kΩ. Em comparação tem-se os pontos discretos correspondentes aos valores de resistência medidos.

Ao analisar os resultados sobressai a discrepância de, sensivelmente, 100 Ω entre valores medidos e teóricos, sendo por vezes anulada. Considerando a equação de ganho do amplificador de instrumentação, este desvio não se torna significativo nem preponderante, não exigindo uma solução. Contudo este facto pode ser facilmente corrigido por *software*.

Uma vez que o desvio corresponde por excesso a um LSB, ao programar-se o potenciômetro, utilizando como referência a recta teórica, ao cálculo de um determinado código retira-se uma unidade. O problema fica colmatado sem efeitos parasitas perceptíveis.

3.2.7 Multiplexer

O uso de um *multiplexer* permite através de um único canal de entrada analógica do microcontrolador, correspondente a uma entrada do ADC, ser convertido mais do que um sinal. Com este método não se depende do número de entradas analógicas do microcontrolador, podendo-se ir muito mais além do limite pelo microcontrolador imposto. Esta metodologia torna-se importante devido à natureza das entradas em questão. Como se trata de entradas analógicas referidas ao ADC do microcontrolador, estas tendem a ser em número limitado. Sem o recurso a esta técnica o número de entradas analógicas do microcontrolador corresponderia ao número de sensores que poderiam estar ligados ao mesmo em simultâneo, no entanto com um *multiplexer* uma entrada analógica torna-se um ponto de convergência de um número amplo de entradas, número esse definido pelo *multiplexer*.

Por outro lado é necessário utilizar pinos digitais como saídas do microcontrolador, com o objectivo de controlar o *multiplexer*. O número de pinos necessários corresponde ao número de entradas analógicas do multiplexer, contemplando o facto de que esta relação é exponencial de base 2, o que faz com o número de pinos digitais de controlo seja reduzido face ao número de entradas. Os pinos digitais ao contrário dos analógicos são em maior número, o que se traduz numa técnica bastante vantajosa. Este pressuposto foi tido em consideração desde o início da concepção da interacção com o microcontrolador.

Como o *multiplexer* vai conduzir sinais diferentes, separadamente, de uma forma directa, é necessário ter alguns aspectos importantes em mente na sua escolha. De modo a não deturpar o sinal, é importante que o dispositivo possua uma impedância de entrada quase nula. Este tipo de dispositivos são designados *multiplexers* analógicos, é nesta categoria que se escolheu o componente em seguida descrito.

O número de canais de entrada para sinais em tensão foi definido como sendo 4. O número de canais não é uma condicionante considerável, no que toca a algoritmo de funcionamento, visto que a filosofia é sempre a mesma, só variando o número de pinos digitais necessários. Neste projecto considera-se 4 canais de entrada um número razoável.

3.2.8 Multiplexer ADG804

Procede-se à descrição detalhada do componente ADG804, *multiplexer* escolhido para a condução dos sinais em tensão. O componente apresenta-se em encapsulamento MSOP (*Mini Small Outline Package*), um encapsulamento ainda mais reduzido em dimensões do que o TSSOP. A impedância de entrada do componente é de 0.5Ω , o que faz deste componente ideal para o efeito. Este tipo de impedância é tão reduzida, que não se verifica uma alteração de amplitude no sinal, ao ponto de alterar a medição dos valores reais medidos, não sendo o erro da escaca dos mV. A Figura 3.9 apresenta a representação do componente ADG804 não à escala.

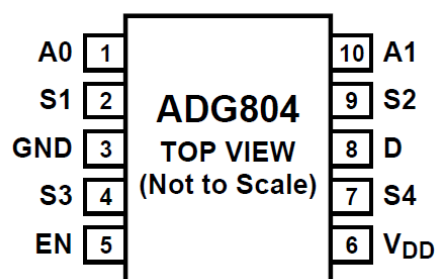


Figura 3.9. Representação do componente ADG804.

A Tabela 3.6 dá conta das ligações do circuito, que fundamentalmente não diferem de um *multiplexer* comum.

Tabela 3.6. Descrição dos pinos do ADG804 e sua ligação com os circuitos adjacentes.

Número do Pino	Função	Ligação
1	Pino de selecção de canal de entrada (LSB)	Microcontrolador
2	Canal 1 de entrada	Sensores
3	Referência electrónica	Ground analógico
4	Canal 3 de entrada	Sensores
5	Pino de habilitação do circuito	Alimentação positiva analógica
6	Pino de alimentação	Alimentação positiva analógica
7	Canal 4 de entrada	Sensores
8	Canal de saída	Amplificador de instrumentação
9	Canal 2 de entrada	Sensores
10	Pino de selecção de canal de entrada (MSB)	Microcontrolador

Tanto o 1 como o pino 10 são pinos de selecção, que consoante a sua combinação disponibiliza-se na saída um dos 4 canais de entrada. Como os canais de entrada são 4, é necessário 2 pinos de controlo, aqui se evidencia a relação exponencial de base 2.

Os pinos 2, 4, 7 e 9 são os canais de entrada. Estes pinos são onde os sensores irão ligar, tal que os seus sinais sejam conduzidos ao amplificador de instrumentação e amplificados para o ADC do microcontrolador.

O pino 8 corresponde à saída, é através deste que os sinais convergem, e são encaminhados para o amplificador de instrumentação.

O circuito só está habilitado se no pino 5 se encontrar nível alto, deste modo este pino encontra-se sempre ligado à alimentação positiva. Como a placa está constantemente em aquisição não ocorre necessidade de desabilitar o circuito.

No que diz respeito à alimentação, o circuito só dispõe de alimentação simples, que pode-se encontrar no intervalo de valores entre 1.65 V a 3.6 V. Este intervalo é compatível com todos os componentes até agora referidos, um pormenor que é bastante útil para resolver o problema das alimentações.

3.2.9 Resumo

Após a descrição de cada componente utilizado no condicionamento de sinais em tensão, é importante que se tenha uma ideia da interligação dos componentes, de uma forma esquemática, para se perceber o fluxo da informação.

A Figura 3.10 ilustra um diagrama de blocos que permite perceber, de uma forma mais específica, a interligação dos componentes. É de referir que o esquema eléctrico da placa de aquisição, com todos os seus componentes integrantes e alimentações, só é apresentado no capítulo 6.

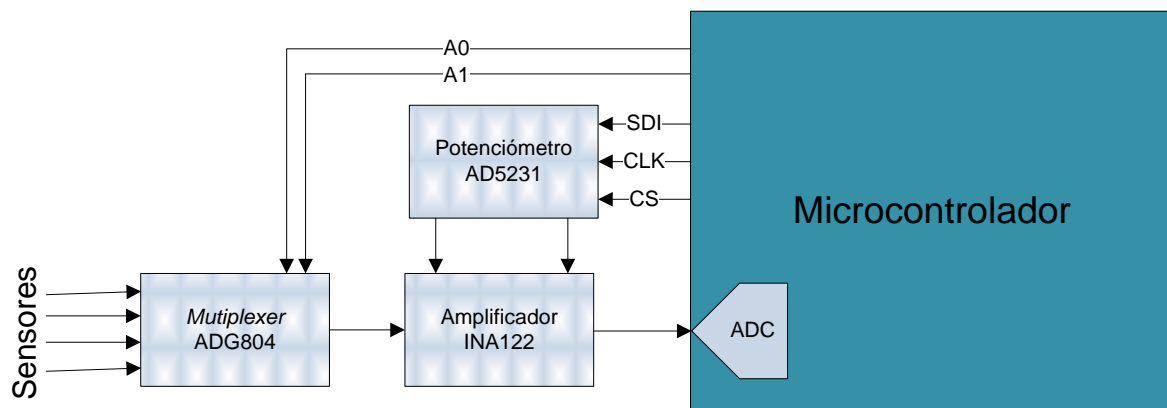


Figura 3.10. Diagrama de blocos do condicionamento de sinais em tensão.

Este diagrama é assim uma recapitulação de todos os pontos discutidos na descrição anteriormente feita. As linhas que ligam o microcontrolador ao potenciómetro correspondem ao protocolo de comunicação SPI, através do qual se define a resistência do componente. As linhas respectivas ao *multiplexer* definem o canal de entrada do grupo de 4 canais.

O potenciómetro interliga-se com o amplificador de instrumentação por dois terminais, correspondentes à resistência.

O bloco de ADC está inserido no bloco do microcontrolador, pois é um dos periféricos do mesmo. Este bloco, que possibilita o processamento digital, é descrito no Capítulo 4, bem como todas as interacções feitas com os componentes da placa.

O condicionamento de sinal para respostas eléctricas em tensão, considera-se, integralmente, descrito, restando descrever o processamento destes sinais, comunicação entre componentes, e monitorização dos mesmos.

Contudo falta abordar o condicionamento de sinais em corrente os quais têm uma abordagem idêntica aos sinais em tensão, uma vez convertidos. É neste ponto que se foca a secção seguinte.

3.3 Condicionamento de Sinais em Corrente

A abordagem feita anteriormente, é idêntica à adoptada para sinais em corrente. Após descrição das técnicas utilizadas, são descritos todos os componentes utilizados para o fim em vista.

Para adquirir um sinal em corrente foi adoptada uma abordagem que permitisse manipular esse sinal através de técnicas bem documentadas. Para tal estudou-se a conversão de sinais em corrente para sinais em tensão, os quais já foram abordados na Secção 3.2 e onde o conhecimento na área é mais amplo. Esta abordagem também permite a reutilização de componentes já escolhidos e estudados.

Em seguida descreve-se a técnica utilizada para a conversão de corrente em tensão. É esta a principal diferença empregue no condicionamento dos sinais em corrente, sendo todo o tratamento após a conversão idêntico ao utilizado para os sinais de sensores em tensão.

3.3.1 Amplificador de Transimpedância

Uma corrente pode ser facilmente convertida para uma tensão, utilizando uma simples resistência, versão passiva de um conversor. Este facto é descrito através da lei de Ohm $V = RI$, onde a passagem de uma corrente através de uma resistência induz uma queda de tensão.

Um amplificador de transimpedância é uma topologia realizada a partir de um amplificador operacional, sendo caracterizado pelas correntes de polarização muito reduzidas. Esta característica é essencial na medição de correntes, uma vez que à saída deseja-se que esteja presente uma queda de tensão correspondente à corrente de entrada (4) (5).

A Figura 3.11 representa o digrama de montagem de um amplificador de transimpedância. A corrente de entrada I_{IN} é ligada à entrada inversora do amplificador, a qual apresenta uma corrente de polarização bastante reduzida. Assim, a corrente de entrada é obrigada a passar pela resistência de realimentação R_F . Como a entrada não inversora do amplificador está ligada à referência, devido ao curto-circuito virtual dos amplificadores operacionais, a entrada inversora encontra-se à referência.

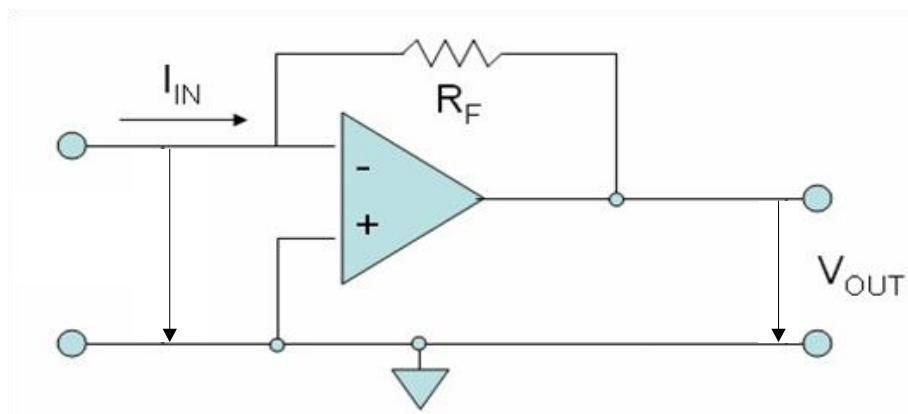


Figura 3.11. Representação da montagem em amplificador de transimpedância.

Como a corrente passa através da resistência, à saída tem-se a queda de tensão correspondente à imposta pela resistência, a saída é dada pela Equação 3.11, onde a tensão de saída da montagem é dado pela resistência.

$$V_{OUT} = -R \times I_{IN} \quad (3.11)$$

Contudo por vezes a aplicação de um amplificador de transimpedância não é tão simples, como colocar uma resistência de realimentação e obter à saída o ganho desejado. Os sensores possuem capacidades de entrada que provocam instabilidade no sistema. Esta instabilidade limita a largura de banda de amostragem do circuito, devido a essa capacidade C_s , a altas frequências, colocar um curto-circuito ao longo do sensor, como se pode deduzir da Figura 3.12. Outro problema causado por esta capacidade é o facto de criar um filtro passa-baixo, juntamente com a resistência de realimentação, causando um efeito de oscilações ou mesmo saturação.

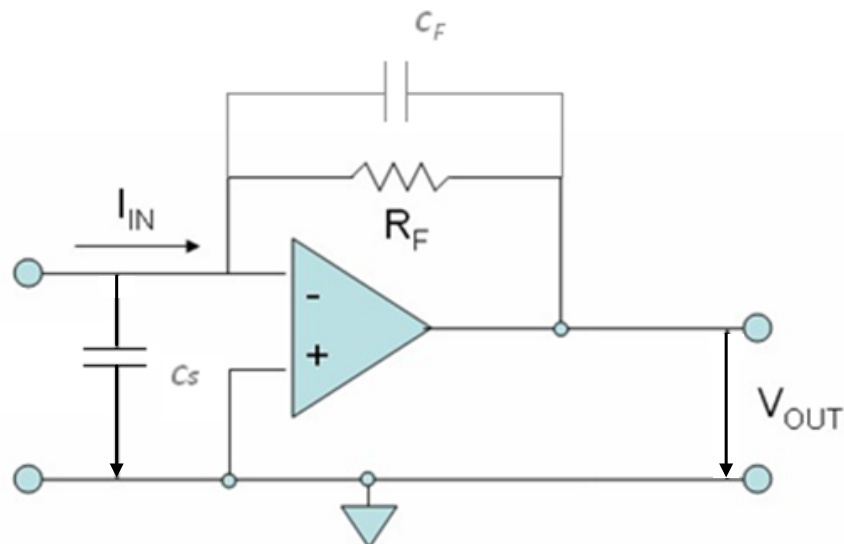


Figura 3.12. Amplificador de transimpedância com compensação de capacidades parasitas.

De tal forma, para contrariar este efeito, coloca-se um condensador no ramo de realimentação, o qual em conjunto com a resistência de realimentação, criam um filtro passa-alto, contrariando o efeito do filtro passa-baixo indesejado, empurrando o circuito para a estabilidade. Por outro lado de modo a esta estabilidade ser conseguida, é necessário sacrificar certos parâmetros, sendo um deles a largura de banda de amostragem.

Neste projecto como se lida com sinais contínuos de baixa amplitude e frequência, e a amostragem é feita a baixa frequência, não é necessário colocar esse condensador em paralelo, pois as capacidades parasitas não provocam instabilidade.

No entanto é necessário prestar especial atenção à resistência escolhida. É necessário que esta tenha a tolerância apertada, pois o erro à saída do amplificador de transimpedância corresponde à tolerância da resistência utilizada, uma vez que o ganho é dado pela Equação 3.11.

3.3.2 Amplificador OPA380

O amplificador escolhido para desempenhar o papel de conversor I/V foi o OPA380 do fabricante *Burr-Brown*. Este amplificador apresenta todas as características de um amplificador operacional comum, com uma otimização das correntes de polarização, característica essencial para a montagem em transimpedância. Em seguida enumera-se algumas das principais características deste amplificador. É de referir que este componente se apresenta em encapsulamentos MSOP8.

- Largura de banda de transimpedância maior que 1 MHz.
- Excelente estabilidade da tensão de *offset*.
- 50 pA de corrente de polarização máxima.
- 25 μ V de tensão de *offset* máxima.
- Intervalo de tensão de alimentação de 2.7 a 5.5 V.
- Alimentação simples e dupla consoante a versão do componente.

A largura de banda de transimpedância do sinal é bastante dependente da largura de banda de ganho do amplificador, bem como da capacidade parasítica de entrada e da resistência de realimentação. Neste caso a largura de banda de ganho é de 90 MHz, o que permite ao OPA380 atingir uma largura de banda de transimpedância de mais de 1 MHz, nas diversas configurações possíveis.

Em seguida refere-se as ligações feitas entre o OPA380 e os restantes componentes. Os restantes componentes são circuitos já conhecidos utilizados no condicionamento de sinais em tensão. Não são utilizados os mesmos circuitos físicos na placa, é necessário outro circuito integrado de cada tipo.

A Figura 3.13 apresenta a configuração de pinos do circuito OPA380 e é necessária para se perceber a numeração e nomenclatura de cada pino, para posterior descrição na Tabela 3.7.

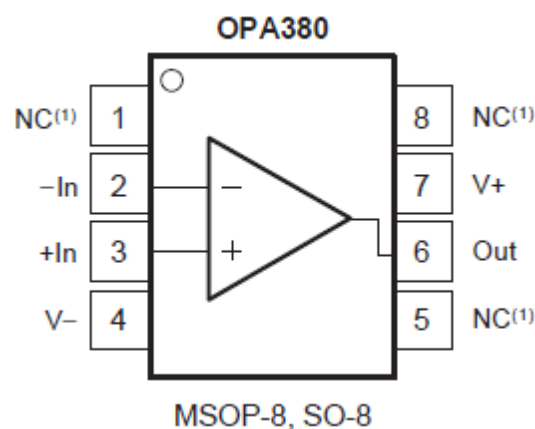


Figura 3.13. Configuração de pinos do componente OPA380.

Tabela 3.7. Descrição dos pinos do OPA380 e sua ligação com os circuitos adjacentes.

Número do Pino	Função	Ligação
1	Sem função	_____
2	Entrada inversora	Sensores e resistência de precisão
3	Entrada não inversora	Referência analógica
4	Alimentação negativa	Referência analógica
5	Sem função	_____
6	Pino de saída	<i>Multiplexer</i> e resistência de precisão
7	Alimentação positiva	Alimentação positiva analógica
8	Sem função	_____

Esta ligação de pinos, corresponde à montagem em amplificador de transimpedância da Figura 3.11. O encapsulamento dispõe de pinos que não são utilizados, pois não apresentam qualquer ligação interna (pinos 1,5 e 8).

A saída do amplificador quando em paralelo com uma resistência de *pull-down* de 2 k Ω ligada a -5 V permite que a tensão baixe aos 0 V quando a corrente for nula. A tensão de saída máxima será 0.6 V abaixo da tensão de alimentação.

O ganho do amplificador é imposto pela resistência de realimentação, como já foi descrito. Este ponto poderia levar a uma concepção de implementar um potenciômetro digital, como já anteriormente feito. Deste modo, controlar-se-ia o ganho necessário a adequar o fim de escala do sinal em corrente para o ADC utilizado. Esta técnica resultaria caso o potenciômetro fosse uma resistência de alta precisão, em toda a sua recta de valores. Como se está a lidar com sinais em baixa corrente, é necessário que a resistência seja bastante precisa, de forma a minimizar o mais possível o erro final.

Como tal implementou-se uma resistência fixa que oferece um ganho fixo na conversão para tensão, e posteriormente, trata-se esse sinal em tensão do mesmo modo dos sinais na Secção 3.2, através de um amplificador de instrumentação e um potenciômetro digital.

A resistência calculada vai limitar a gama dinâmica de entrada, que vai ser adequada de forma a utilizar toda a resolução do ADC. Através das Equações 3.12 e 3.13, obtém-se assim o limite mínimo da gama dinâmica de entrada e o valor da resistência, para um valor de corrente máximo estipulado.

Para este cálculo é necessário considerar o andar seguinte, que consiste de um amplificador de instrumentação INA122 e um potenciômetro digital AD5231. Esta combinação já estudada na Secção 3.2, limita também a gama dinâmica de entrada de sinais em corrente, pois a tensão de fim de escala máxima e mínima é, respectivamente, de 0.324 mV e 250 μ V. Destes valores tira-se os limites para a corrente. Estes valores limitam o funcionamento de forma aproveitar toda resolução e gama de entrada do ADC, podendo tanto sinais em tensão como em corrente variar acima e abaixo destes valores.

Considera-se a partir dos sensores estudados que um valor máximo de 30 mA fixo, para a corrente de entrada, é adequado. A partir deste valor e os anteriores calcula-se o valor da resistência e o mínimo valor de corrente nas Equações 3.12 e 3.13.

$$R = \frac{V_{FSMax}}{I_{InMax}} = \frac{0.324}{0.030} = 10.8\Omega \quad (3.12)$$

Para o projecto escolheu-se uma resistência de 10 Ω com uma tolerância de 0.1% do fabricante *Tyco Electronics / Neohm*, que suporta 500 V e 0.25 W a uma temperatura máxima de 155 °C, o que significa que ter-se-á um valor de fim de escala máximo de corrente de 32.4 mA.

$$I_{Inmin} = \frac{V_{FSmin}}{R} = \frac{0.000250}{10} = 25\mu A \quad (3.13)$$

A Figura 3.14 mostra o formato da resistência escolhida, a qual apresenta uma fácil implementação, equiparando-se a uma resistência de soldadura por pingo de solda, não requerendo técnicas de soldadura muito elaboradas e material, para o fim, difícil de ter acesso.



Figura 3.14. Resistências de 10 Ω 0.1% de tolerância da *Tyco Electronics / Neohm*.

Está dimensionado o amplificador de transimpedância, de forma a suportar correntes entre 25 μA e 32.4 mA. Estes valores, como já mencionado, são os valores para os quais toda a gama dinâmica de entrada do ADC é aproveitada.

3.3.3 Condicionamento do Sinal Convertido

Após a corrente ser convertida em tensão é necessário tratar esse sinal. Como a corrente é convertida e amplificada um ganho fixo, a amplitude da tensão resultante não estará ainda condicionada de forma a enviar ao ADC nas condições ideais. Neste sentido adoptou-se todo o processo da Secção 3.2, onde os sinais são amplificados através de um amplificador de instrumentação, e um potenciómetro que define o ganho desejado.

Nesta secção não se descreve todo o processo, pois o mesmo está completamente descrito na secção supra referida. Contudo é essencial descrever as diferenças a nível de interligações de componentes.

À semelhança dos sinais em tensão adoptou-se, para os canais de entrada em corrente, um número de 4 canais. Como a filosofia de poupar canais de entrada analógicos do microcontrolador se impõe, é necessário um *multiplexer* analógico.

Neste caso o multiplexer não estará directamente conectado aos sinais de entrada, mas sim após a conversão de corrente para tensão. A razão que levou a não colocá-lo à entrada, prende-se com a resistência série do próprio *multiplexer*. Como a conversão é baseada na passagem da corrente por uma resistência, ao obrigar os sinais a passar pelo *multiplexer*, introduzir-se-ia um erro indesejado.

Concretizando a ideia, significa que se tem para cada canal, um amplificador de transimpedância na configuração descrita, fazendo um total de 4 (4 canais de entrada), ligados a um *multiplexer*. O *multiplexer* utilizado continua a ser o ADG804.

A partir do *multiplexer*, o percurso do sinal é ser amplificado por um amplificador de instrumentação, neste caso o INA122. A única diferença estrutural na interligação dos dois componentes, recai na no sinal estar ligado à entrada inversora, e ter a entrada não inversora ligada à massa, situação inversa para os sinais em tensão da Secção 3.2. Isto acontece devido ao sinal ao ser convertido é associado com um ganho negativo, da Equação 3.11. A saída do amplificador de instrumentação é agora descrita pela equação 3.14.

$$V_0 = V_{Ref} + (V_{in}^+ - V_{in}^-)G = 0 + (0 - V_{in}^-)G = -G \cdot V_{in}^- \quad (3.14)$$

3.3.4 Resumo

Nesta secção é feito um pequeno apanhado do condicionamento dos sinais em corrente. É apresentado um diagrama de blocos na Figura 3.15, que explicita a interligação dos componentes até ao microcontrolador. É de referir, novamente, que o esquemático das ligações está presente no Capítulo 6, bem como o controlo de cada componente pelo microcontrolador, está presente no Capítulo 4.

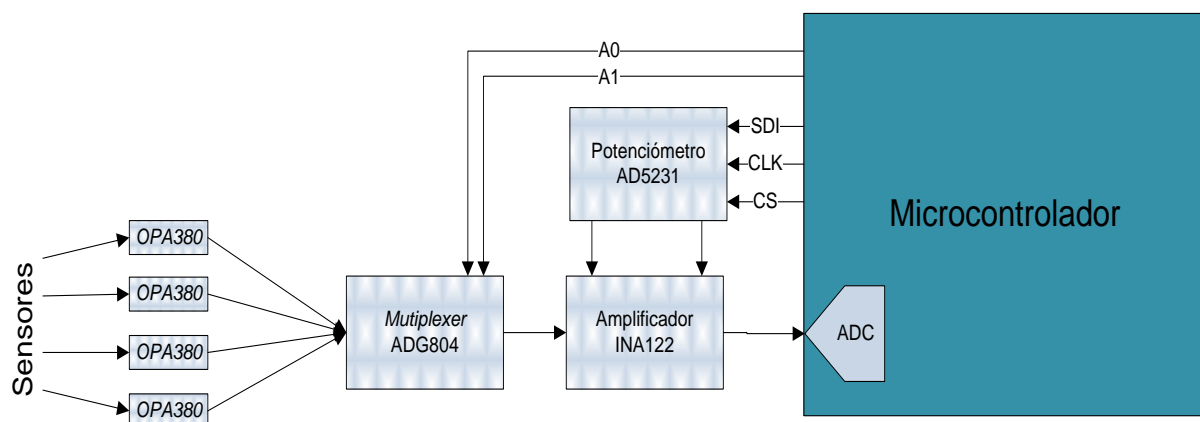


Figura 3.15. Diagrama de blocos do condicionamento de sinais em corrente.

Ao observar a Figura 3.15 percebe-se as incontornáveis semelhanças com o condicionamento de sinais em tensão, estando a única mudança fundamental, presente a montante do *multiplexer*.

Mais uma vez estes canais de entrada, são, unicamente, dedicados a sinais em corrente. Não são canais de sinais diferenciais, e apenas aceita sinais positivos.

3.4 Filtro Passa-Baixo

Ao contrário da ideia inicial, decidiu-se implementar um filtro passa-baixo, que eliminasse uma possível influência dos ruídos de alta frequência. Como a frequência de amostragem dos sinais adquiridos varia a uma frequência, ligeiramente, superior a 1 Hz, optou-se por definir uma frequência de corte de 2 Hz.

Como os ruídos são de alta frequência, existe um grande intervalo entre a banda de actuação dos ruídos e dos sensores. Deste modo, o decaimento do filtro não necessita de ser muito acentuado na banda de corte. Assim, um filtro de segunda ordem é bastante satisfatório. Outro parâmetro importante é o *ripple* da banda de passagem. Como se requer um ganho unitário para o filtro, de forma a não alterar o sinal de entrada, também se requer que na banda de passagem o *ripple* seja nulo. Este parâmetro exclui à partida o filtro de *Chebyshev*, o qual apresenta um bom decaimento na banda de corte mas apresenta *ripple* na banda de passagem (6).

Após estabelecer os parâmetros do filtro necessário, optou-se pela utilização de um filtro de *Butterworth* com arquitectura *Sallen-key* de 2 pólos, com uma frequência de corte de 2 Hz. Este filtro apresenta ganho igual a 1 para baixas frequências. O filtro descrito está representado na Figura 3.16.

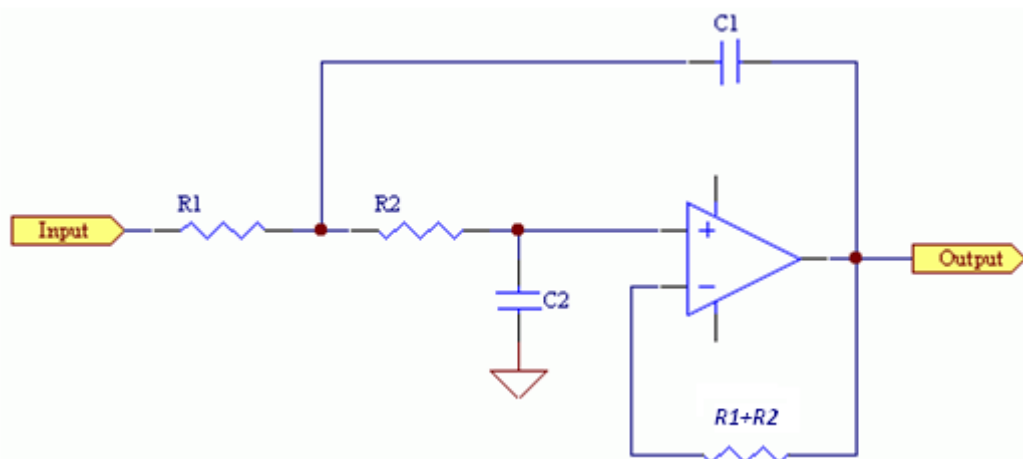


Figura 3.16. Filtro *Butterworth* passa-baixo em arquitectura *Sallen-Key*.

Para determinar os componentes do filtro é necessário analisar as sensibilidades. As sensibilidades dos parâmetros em relação a alteração de componentes são dadas pelas equações seguintes.

Para questões de otimização tem-se que $R_1 = R_2 = R$, como o ganho é unitário $K = 1$.

$$\bullet \quad \alpha = \left(\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1} \right)^{1/2} + \left(\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1} \right)^{1/2} + \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \right)^{1/2} - K \left(\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} \right)^{1/2} = 2 \left(\frac{C_2}{C_1} \right)^{1/2} \quad (3.15)$$

$$\bullet \quad S_K^{H_0} = 1 \quad (3.16)$$

$$\bullet \quad S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \quad (3.17)$$

$$\bullet \quad S_{R_1}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 R_1 C_1} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 R C_1} \quad (3.18)$$

$$\bullet \quad S_{R_2}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 R_2} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1-K}{C_2} \right) = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 R C_1} \quad (3.19)$$

$$\bullet \quad S_{C_1}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\alpha \omega_0 C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\alpha \omega_0 R C_1} \quad (3.20)$$

$$\bullet \quad S_{C_2}^{\alpha} = \frac{1}{2} - \frac{1-K}{\alpha \omega_0 R_2 C_2} = \frac{1}{2} \quad (3.21)$$

$$\bullet \quad S_K^{\alpha} = \frac{-K}{\alpha \omega_0 R_2 C_2} = \frac{-1}{\alpha \omega_0 R C_2} \quad (3.22)$$

$$\bullet \quad \omega_0^2 = \frac{1}{R^2 C_1 C_2} \quad (3.23)$$

Após desenvolver estas equações, chega-se à relação dos condensadores $C_1 = 2C_2$ a qual nos dá os resultados seguintes.

$$\bullet \quad S_{R_1}^{\alpha} = S_{R_2}^{\alpha} = 0 \quad (3.24)$$

$$\bullet \quad S_{C_1}^{\alpha} = -\frac{1}{2} \quad (3.25)$$

$$\bullet \quad S_{C_2}^{\alpha} = \frac{1}{2} \quad (3.26)$$

$$\bullet \quad \alpha = \sqrt{2} \quad (3.27)$$

Em seguida calcula-se o valor dos componentes fixando o valor de um dos condensadores, e utilizando as relações já demonstradas. Sabendo que $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2RC_2}} = 2\pi f_0$ e tendo em consideração que a frequência de corte é de 2 Hz, pode-se tirar o valor de R. O condensador C_2 é fixado em 1 μF .

$$R = \frac{1}{f_0 2\pi \sqrt{2} C_2} = 56.3 K\Omega \quad (3.28)$$

Com estes cálculos tem-se os valores dos componentes necessários para o filtro. Para o condensador C_1 , utiliza-se dois condensadores em paralelo de $1 \mu\text{F}$. Todos os valores considerados para os componentes existem no laboratório, não sendo necessárias aproximações. A resistência na malha de realimentação negativa, minimiza os erros devido às correntes de polarização

Este filtro é colocado entre o amplificador de instrumentação e o ADC, sendo necessários 2 filtros. Com a utilização de um filtro deste tipo, garante-se a eliminação dos ruídos de alta frequência, que corrompem o sinal.

3.5 Síntese do Condicionamento de Sinal

Esta última secção do Capítulo 3 é uma síntese do mesmo. É um reforço das ideias expostas, para que se conserve sempre em mente o fluxo de dados, desde os canais de entrada, passando pelo seu condicionamento, até ao envio para o microcontrolador, o qual se encarrega da gestão e processamento.

A Figura 3.17 é o diagrama de blocos do condicionamento de todos os sinais que a placa de aquisição projectada suporta (sinais em tensão e corrente).

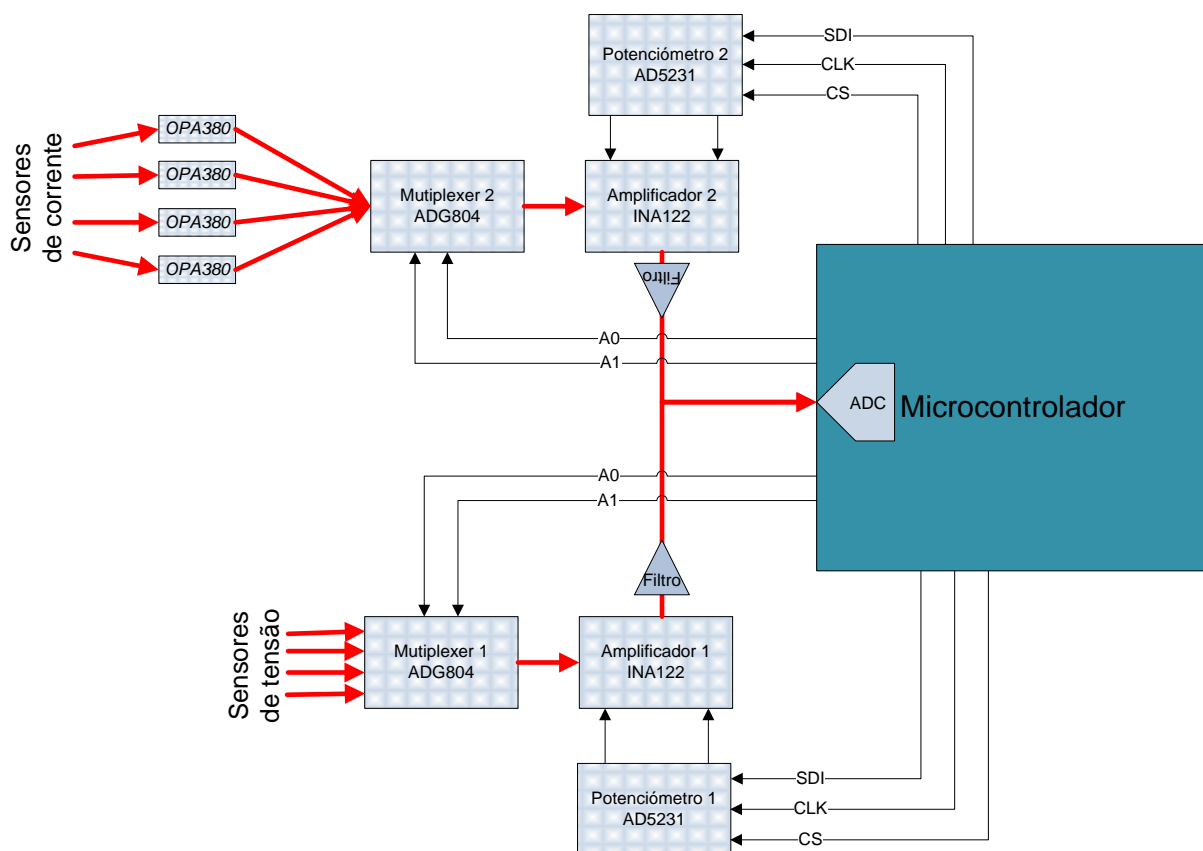


Figura 3.17. Diagrama de blocos do condicionamento de sinal da placa de aquisição final.

Por este diagrama percebe-se que existe uma duplicidade de certos componentes, como foi explicado nas secções anteriores. Essa duplicidade é utilizada para os sinais em corrente, onde se aplicou uma abordagem idêntica aos sinais em tensão, o que faz com que se possa implementar uma técnica já estudada e comprovada, não sendo necessário recorrer a um estudo de outras técnicas, perdendo-se tempo.

Os componentes idênticos no diagrama apresentam linhas de comando do microcontrolador separadas, contudo, fisicamente, algumas dessas linhas são partilhadas. Essa constatação pode ser tirada do esquemático da placa do Capítulo 6.

As setas coloridas a vermelho indicam o fluxo dos sinais. É este o trajecto que os sinais dos sensores, que são ligados à placa de aquisição, percorrem.

Com este diagrama percebe-se os passos pelos quais cada sinal percorre, sendo de extrema importância nunca esquecer este fio condutor, que indica o caminho da informação que se quer adquirir, desde a entrada até à unidade microcontroladora e, posteriormente, à unidade de monitorização e interface com o utilizador.

O Capítulo 4 é responsável pelo tratamento digital do sinal, desde a conversão analógico/digital, até à transmissão dos dados para a unidade de monitorização. O percurso do sinal aqui é quase nulo, sendo de maior relevo as suas transformações.

Também é descrito o controlo dos componentes do condicionamento de sinal, que permitem que esta placa de aquisição seja uma unidade parametrizável, destacando-a das convencionais placas com entradas, de sinais, com ganho fixo. É neste capítulo que está a interacção que leva à dinâmica da placa, através do controlo eficiente dos componentes escolhidos para esse fim. Com o microcontrolador projecta-se o controlo, sendo o algoritmo de controlo, que designa que tipo de acção cada componente há-de tomar, estipulado pela unidade de monitorização.

Em suma na unidade de monitorização faz-se o cálculo necessário de um ganho para um determinado sinal, desse cálculo resulta um pacote dados a enviar ao microcontrolador que reencaminha esses dados para os componentes, impondo um controlo.

Capítulo 4

Processamento Digital

O processamento digital é compreendido pela digitalização dos sinais e tratamento, bem como a comunicação com a unidade de monitorização da informação. Este capítulo recai sobre o principal componente, o microcontrolador, que permite através dos seus periféricos todo o processo. É descrito o microcontrolador utilizado, bem como as razões da sua utilização. A interacção com o resto dos componentes e a interface de monitorização, é pormenorizada, com fluxogramas e testes realizados. A unidade que permite a comunicação sem fios é referida neste capítulo. Realçam-se as suas especificações e vantagens.

4.1 Microcontrolador

Esta unidade de gestão de processamento é um elemento crucial em qualquer projecto actual de electrónica. Com apenas um circuito integrado é possível obter-se os mais variados algoritmos, de forma a implementar projectos que, anteriormente, requeriam uma infinidade de componentes discretos.

A oferta de microcontroladores é variada e cada fabricante oferece vantagens em relação aos outros. Exemplos de fabricantes são *Texas Instruments*, *Analog Devices*, *Microchip*, *Atmel*, *Philips*, e *Motorola*. Todos os microcontroladores têm pormenores que os distinguem, contudo para o projecto interessa referir os principais aspectos desejados no microcontrolador.

Como a aquisição de dados não é de alta frequência, nem se exige, pois em ambientes industriais os processos não ocorrem com rapidez, uma medição com um período de 1 segundo considera-se bastante satisfatória. Assim a frequência do microcontrolador não é uma exigência fundamental.

É importante conhecer os periféricos que o microcontrolador possui. Para o projecto requer-se que o microcontrolador possua ADC, retirando a carga de procurar um componente para a conversão analógico/digital e interligação com o microcontrolador e restantes componentes. Outra característica importante é que possua periféricos de comunicação, que permitam comunicar em modo SPI e UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*). Outro componente que não foi implementado de raiz no projecto, mas que está contemplado para uma possibilidade de extensão de capacidades da placa, é a existência de conversor digital/analógico ou DAC (*Digital to Analog Converter*).

Como se pretende tornar a placa portátil, o consumo do microcontrolador é importante. Quanto menor o consumo mais tempo de utilização terá a placa se for alimentada por exemplo, por pilhas.

Como microcontrolador escolhido para o projecto adoptou-se um do fabricante *Texas Instruments*, que apresenta um grupo de microcontroladores adequado ao projecto, satisfazendo os requisitos. As famílias de microcontroladores MSP430, disponibilizam microcontroladores de extremo baixo consumo, que se distinguem, de família para família, pelos periféricos presentes no circuito integrado, bem como frequências de relógio. Versões diferentes de dispositivos encontram-se presentes dentro das várias famílias (7).

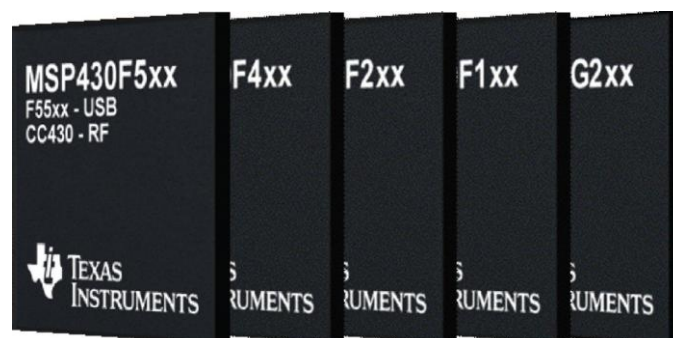


Figura 4.1. Conjunto das várias famílias de microcontroladores MSP430.

4.2 Função do Microcontrolador

Antes de se começar a descrever o microcontrolador escolhido e como foi configurado, é necessário perceber qual vai ser a função do microcontrolador na placa de aquisição.

Para além de receber os sinais, digitalizá-los e enviá-los à unidade de monitorização para os disponibilizar ao utilizador, tem a função de parametrizar os ganhos dos canais de entrada. Para tal precisa de controlar os componentes escolhidos para esse fim (potenciómetros digitais e *multiplexers*), bem como saber como os controlar.

Foi estipulado que os cálculos que levam à determinação do ganho a atribuir a cada canal de entrada, fosse executado na unidade de monitorização, sendo o microcontrolador responsável apenas pela recepção de um valor de resistência a atribuir aos potenciómetros e programá-los. Esta decisão foi influenciada pelo facto da unidade de monitorização ser um computador pessoal, isto é, apresenta uma capacidade de processamento e de memória bastante mais evoluída que o microcontrolador. Por outro lado ao retirar essa carga ao microcontrolador deixa-se menos código para executar, o que leva a que possa ter uma frequência de amostragem mais rápida, não perdendo tempo com cálculos.

Deste modo o funcionamento do microcontrolador é o de reencaminhar os sinais digitalizados para a unidade de monitorização e de ser o intérprete entre a unidade de monitorização e os potenciómetros digitais.

No que toca aos *multiplexers* o controlo é bastante simples, apenas é necessário alternar entre os canais e definir o valor do potenciómetro respectivo para cada canal, fazendo-se a aquisição do sinal de seguida.

O valor da resistência para um determinado ganho é calculado pela unidade de monitorização. Como tal essa parte é abordada no Capítulo 5. Resumindo o funcionamento do microcontrolador, este envia os dados dos canais de entrada para a unidade de monitorização, mas a comunicação inversa, para definir os valores de resistência, apenas é feito uma vez durante a inicialização do sistema, ou durante a mudança de um dos sensores de entrada que leva à alteração do sinal. Quer isto dizer que os valores de resistência para cada ganho de cada canal são armazenados na memória do microcontrolador.

Toda a configuração do microcontrolador é detalhada neste capítulo, além de se incluir ainda testes feitos aos componentes para precisar o seu funcionamento, e obter resultados que comprovem a teoria desse funcionamento.

Para tal descrição ocorrer é necessário especificar o microcontrolador, ênfase dada na Secção 4.3. Esta pequena secção serve como facilitadora de uma perspectiva geral do funcionamento do microcontrolador e do fluxo dos dados. Serve para retirar um pouco o foco da particularização, que pode levar à perda da panorâmica do projecto e a sua constituição geral e dinâmica.

4.3 MSP430F449

O microcontrolador escolhido pertence à família 4, é designado MSP430F449. Este microcontrolador apresenta características que são inerentes a toda família 4 e outras específicas que o distinguem. Apresenta consumos reduzidos, os quais são listados de seguida:

- 0.1 μ A em modo de retenção de memória RAM (*Random Access Memory*).
- 1.1 μ A em modo de relógio em tempo real.
- 280 μ A por MHz em actividade a 2.2 V.
- Rápido despertar de modo inactivo (*standby*), em menos de 6 μ s.

A operação deste microcontrolador situa-se entre os níveis de tensão 1.8 V a 3.6 V, fazendo deste microcontrolador ideal para medições portáteis de baixo consumo e aplicações médicas.

4.3.1 Características Gerais

É importante especificar os principais periféricos presentes no mesmo. A Tabela 4.1 enumera os periféricos mais utilizados e de relevo, entre outras características gerais do microcontrolador, que o definem tanto nas suas características físicas de encapsulamento, como nos módulos internos de memórias. Outras características sobre este microcontrolador, consideradas de uma importância não tão emergente, foram excluídas, encontrando-se presentes no *datasheet* do dispositivo. O *datasheet* é disponibilizado no site do fabricante <http://focus.ti.com/lit/ds/slas344g/slas344g.pdf>.

Tabela 4.1. Características fundamentais do MSP430F449.

Característica	MSP430F449
Frequência (MHz)	8
Memória Flash	60 KB
RAM	2 KB
Pinos de Entrada/Saída de uso geral	48
Encapsulamento	LQFP100 (<i>Low-Profile Quad Flat Package</i>) 100 pinos
Segmentos de LCD (<i>Liquid Crystal Display</i>)	160
ADC	12 bits (Aproximações Sucessivas)
Outros Periféricos Integrados	Comparador Analógico, Multiplicador por <i>Hardware</i> , Monitorização de Tensão de Alimentação
Interface	2 USART (SPI e UART)
Temporizadores	1 Watchdog/Intervalo, 2 8-bit, 1 16-bit (3CCR), 1 16-bit (7CCR)

O microcontrolador disponibiliza, para um controlo energético mais eficiente, 5 modos de poupança de energia, os quais se distinguem quanto ao tipo de actividade que habilitam, determinando os periféricos e interrupções activos, dependendo do estado escolhido.

A arquitectura do microcontrolador é de 16 bits RISC (*Reduced Instruction Set Computer*) com um ciclo de relógio de 125 ns. Esta é uma linha de arquitectura de processadores que favorece um conjunto simples e pequeno de instruções, que levam aproximadamente a mesma quantidade de tempo para serem executadas. A maioria dos microprocessadores modernos são RISC.

As próximas secções referem-se aos periféricos utilizados no projecto descrevendo-os em pormenor, quanto às configurações possíveis, das quais obtêm-se diferentes modos de operação.

A Figura 4.2 apresenta a representação do MSP430F449, com os 100 pinos dispostos nos 4 lados do circuito integrado, semelhante ao encapsulamento real.

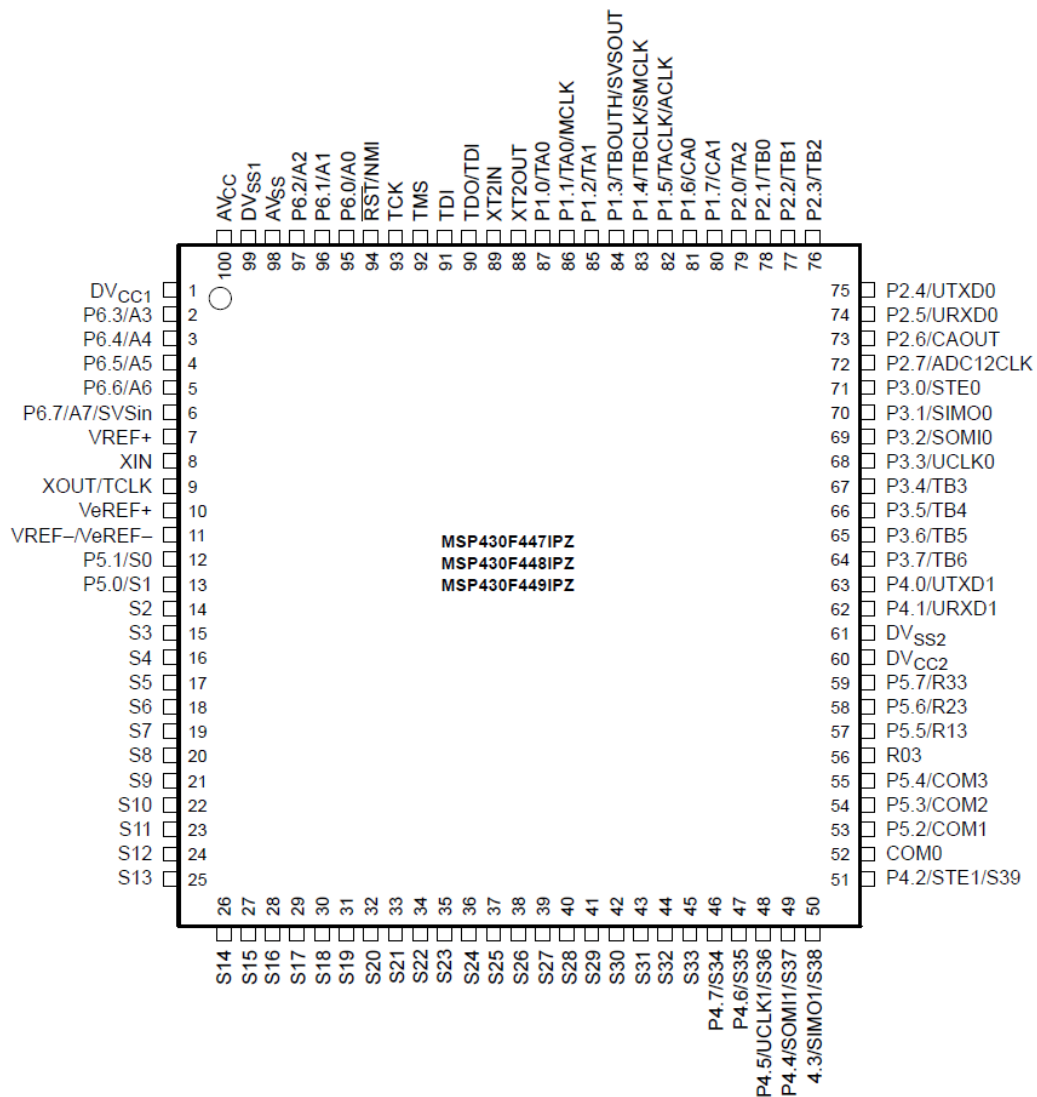


Figura 4.2. Representação do microcontrolador MSP430F449.

4.3.2 ADC 12 bits

O ADC suporta conversões analógico/digital rápidas de 12 bits. É um ADC de aproximações sucessivas. Disponibiliza controlo de selecção de amostragem, gerador de referência e um registo de retenção de até 16 conversões. O registo de retenção (ADC12MEMx) permite armazenar até 16 conversões independentes sem nenhuma intervenção da unidade processadora. A lista seguinte enumera as funcionalidades do ADC de 12 bits do MSP430F449.

- Taxa de conversão superior a 200 Ksps.
- Conversão monótona de 12 bits sem perda de códigos.
- *Sample-and-hold* com período de amostragem programável a partir de *software* ou temporizadores.
- Início de conversão por *software* ou temporizadores.
- Tensão interna de referência seleccionável por *software* (1.5 V ou 2.5 V).
- Selecção de referência externa ou interna.
- 8 canais de entrada, individualmente configuráveis.
- Canais de conversão para sensor de temperatura interno, alimentação, e referências externas.
- Selecção independente de fontes de referência para canais de entrada, tanto para referências positivas como negativas.
- Fonte de relógio de conversão seleccionável.
- Modos de conversão de canal único, repetição de canal único, sequência de canais e repetição de sequência de canais.
- Registo de interrupções permite descodificação de 18 interrupções distintas.

A Figura 4.3 apresenta o diagrama de blocos funcional do ADC, esta representação foi obtida através do *datasheet* do microcontrolador. O qual pode ser descarregado no site do fabricante através do endereço mencionado na Secção 4.3.1.

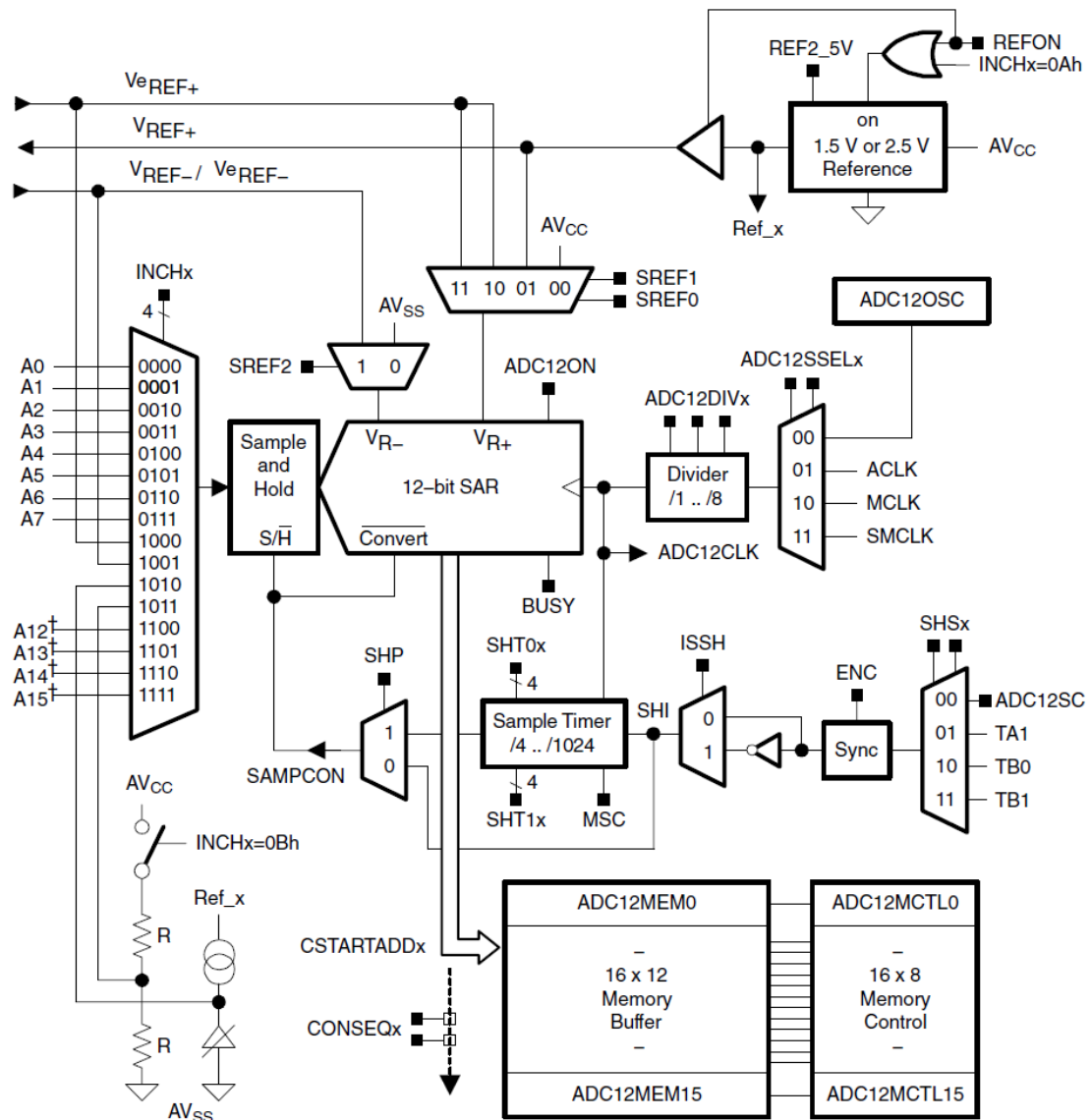


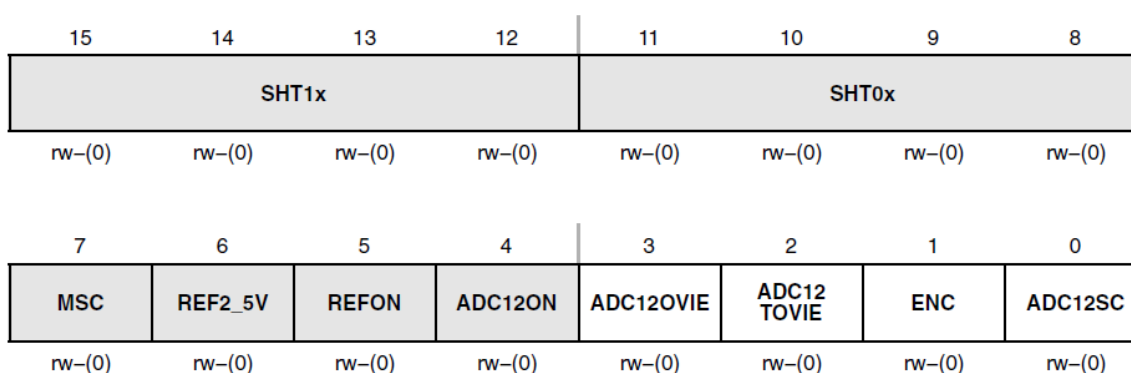
Figura 4.3. Diagrama de blocos do ADC de 12 bits do MSP430F449.

A forma como o ADC se comporta, modo de conversão, período de amostragem, fonte de início de conversão, e outros parâmetros, é tudo definido através da programação de registos específicos, em que cada bit ou conjunto de bits, corresponde a um parâmetro. Dependendo do estado desses campos, o ADC é programado para um modo de funcionamento.

Em seguida descrevem-se os registos que controlam o funcionamento do ADC, através da descrição de cada campo e as suas possibilidades.

Os registos apresentam nomenclaturas abreviadas e os seus campos são designados de uma maneira também bastante abreviada. Contudo a descrição da função é o que tem relevo, não sendo necessário compreender a abreviação em língua inglesa.

ADC12CTL0, ADC12 Control Register 0



Os campos a cinzento só são modificados quando o bit ENC = 0.

Tabela 4.2. Descrição dos campos do registo de controlo ADC12CTL0.

Campo	Bits	Descrição
SHT1x	15 - 12	Tempo de <i>sample-and-hold</i> . Estes bits definem o número de ciclos de relógio do ADC12 no período de amostragem, para os registos ADC12MEM8 a ADC12MEM15 (4, 8, 16, 32, 64, 96, 128, 192, 256, 384, 512, 768, 1024).
SHT0x	11 - 8	Tempo de <i>sample-and-hold</i> . Estes bits definem o número de ciclos de relógio do ADC12 no período de amostragem, para os registos ADC12MEM0 a ADC12MEM7. (4, 8, 16, 32, 64, 96, 128, 192, 256, 384, 512, 768, 1024)
MSC	7	Múltiplas amostragens e conversões, válido apenas para os modos sequencial ou repetição: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Para cada conversão é necessário um flanco ascendente do sinal SHI. • 1 – Após o primeiro flanco ascendente de SHI inicia-se a primeira amostragem e conversão, sendo todas as seguintes efectuadas automaticamente.
REF2_5V	6	Tensão de referência do gerador, REFON tem de estar habilitado: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – 1.5 V. • 1 – 2.5 V.
REFON	5	Gerador de referência: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Gerador desabilitado. • 1 – Gerador habilitado.
ADC12ON	4	ADC12 habilitado: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – ADC12 desabilitado. • 1 – ADC12 habilitado.
ADC12OVIE	3	Interrupção de <i>overflow</i> de ADC12MEMx habilitada: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Interrupção desabilitada. • 1 – Interrupção habilitada.
ADC12TOVIE	2	Interrupção de <i>overflow</i> do tempo de conversão do ADC12: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Interrupção desabilitada. • 1 – Interrupção habilitada.
ENC	1	Habilitação de conversão: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Conversão desabilitada. • 1 – Conversão habilitada.
ADC12SC	0	Ordem de início de conversão: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Não inicia amostragem e conversão. • 1 – Ordem de início de amostragem e conversão.

ADC12CTL1, ADC12 Control Register 1

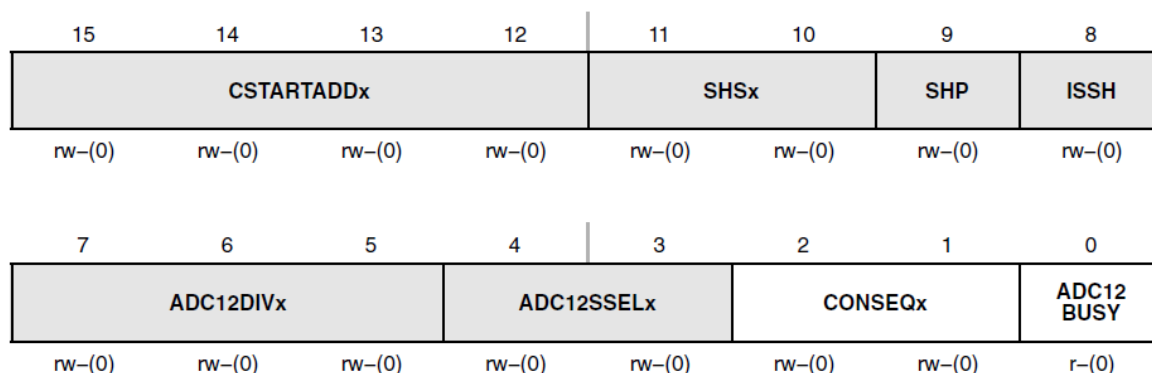


Tabela 4.3. Descrição dos campos do registo de controlo ADC12CTL1.

Campo	Bits	Descrição
CSTARTADDx	15 - 12	Endereço de início de conversão. Indica o endereço de memória para uma conversão ou a primeira numa sequência toma os valores 0h a Fh, correspondendo a ADC12MEM0 a ADC12MEM15.
SHSx	11 - 10	Seleção da origem do <i>sample-and-hold</i> : <ul style="list-style-type: none"> • 00 – ADC12SC bit. • 01 – TIMER_A.OUT1. • 10 – TIMER_B.OUT0. • 11 – TIMER_B.OUT1.
SHP	9	Seleção do modo de pulso do <i>sample-and-hold</i> : <ul style="list-style-type: none"> • 0 – O sinal da SAMPCON é activo a partir do sinal de amostragem de entrada. • 1 – O sinal da SAMPCON é activo através do sinal do temporizador de amostragem.
ISSH	8	Inversão de sinal: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – O sinal não é invertido. • 1 – O sinal é invertido.
ADC12DIVx	7 - 5	Divisor de relógio do ADC12: <ul style="list-style-type: none"> • De 1 a 8 (000 a 111).
ADC12SSELx	4 - 3	Seleção da fonte de relógio: <ul style="list-style-type: none"> • 00 – ADC12OSC. • 01 – ACLK. • 10 – MCLK. • SMCLK.
CONSEQx	2 - 1	Seleção do modo de conversão: <ul style="list-style-type: none"> • 00 – Canal único, conversão única. • 01 – Sequência de canais. • 10 – Repetição de canal único. • 11 – Repetição de sequência de canais.
ADC12BUSY	0	Este bit indica uma amostragem ou conversão activa: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Nenhuma operação em curso. • 1 – Uma sequência, amostragem ou conversão em curso.

Estes dois registos controlam o modo de funcionamento do ADC12, no que toca a referência, fontes de relógio, modos de conversão. O registo seguinte configura cada posição de memória quanto ao canal de entrada a que corresponde, é através desta configuração que os dados de cada conversão são armazenados.

ADC12MCTLx, ADC12 Conversion Memory Control Registers

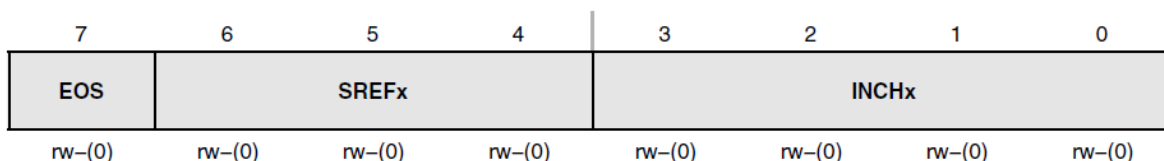


Tabela 4.4. Descrição dos campos do registo de controlo ADC12MCTLx.

Campo	Bits	Descrição
EOS	7	Indica a última conversão numa sequência.
SREFx	6 - 4	Escolhe a referência: <ul style="list-style-type: none"> • 000 – VR+ = AVCC e VR- = AVSS • 001 – VR+ = VREF+ e VR- = AVSS • 010 – VR+ = VeREF+ e VR- = AVSS • 011 – VR+ = VeREF+ e VR- = AVSS • 100 – VR+ = AVCC e VR- = VREF-/ VeREF- • 101 – VR+ = VREF+ e VR- = VREF-/ VeREF- • 110 – VR+ = VeREF+ e VR- = VREF-/ VeREF- • 111 – VR+ = VeREF+ e VR- = VREF-/ VeREF-
INCHx	3 - 0	Seleção do canal de entrada: <ul style="list-style-type: none"> • 0000 – A0 • 0001 – A1 • 0010 – A2 • 0011 – A3 • 0100 – A4 • 0101 – A5 • 0110 – A6 • 0111 – A7 • 1000 – VeREF+ • 1001 – VREF-/VeREF- • 1010 – Sensor de Temperatura • 1011 – (AVCC – AVSS) / 2 • 1100 – (AVCC – AVSS) / 2, A12 no 'FG43x e 'FG461x • 1101 – (AVCC – AVSS) / 2, A13 no 'FG43x e 'FG461x • 1110 – (AVCC – AVSS) / 2, A14 no 'FG43x e 'FG461x • 1111 – (AVCC – AVSS) / 2, A15 no 'FG43x e 'FG461x

Para além destes registos programáveis existe o ADC12IE, que habilita as interrupções individuais de cada posição de memória, de ADC12MEM0 a ADC12MEM15. Quando estas posições são carregadas com um resultado de uma conversão, uma interrupção é gerada, a qual pode ser testada através do registo ADC12IFG. A interrupção é limpa quando a posição de memória correspondente é acedida, ou também o pode ser através de modificação directa por *software*.

Todos os parâmetros essenciais a respeito do módulo ADC de 12 bits, estão explicitados nesta secção. É com base neste conhecimento que, se concebeu parte do código para o microcontrolador mais à frente exposto.

Este módulo é essencial na aquisição de dados, visto ser a via pela qual, se adquire e digitaliza os sinais provenientes do andar de condicionamento de sinal.

4.3.3 USART modo UART

A USART (*Universal Synchronous/Asynchronous Receive/Transmit*) é um módulo de *hardware* específico para comunicação série. No MSP430F449 existem 2 módulos idênticos (USART0 e USART1). Estes módulos permitem comunicação série em modo UART e SPI (3 ou 4 pinos). Nesta secção dá-se maior ênfase ao modo UART, pois é o modo pelo qual a placa de aquisição de dados comunica com o andar de monitorização.

A comunicação SPI implementada na USART, foi tida em consideração numa fase inicial, este é o modo de comunicação série do componente AD5231. Essa ideia foi abandonada, em favor de uma familiarização com o protocolo. Assim através de pinos de uso geral, implementou-se o protocolo, sem recorrer à utilização automática da USART, que o microcontrolador oferece. Obedecendo aos critérios do protocolo, obteve-se o resultado esperado, idêntico ao da USART em modo SPI.

Os dois módulos existentes possuem o mesmo funcionamento, bastando descrever o funcionamento de um deles. Possuem, no entanto, pinos de comunicação distintos e registos. Neste projecto foi utilizado o módulo USART0.

Em modo assíncrono (UART), a USART liga o MSP430 a um sistema externo através de dois pinos URXD e UTXD, este modo de comunicação série apresenta as seguintes funcionalidades:

- Dados de 7 ou 8 bits, com paridade ímpar, par ou sem paridade.
- Registos de deslocamento de recepção e envio independentes.
- Registos de armazenamento de recepção e envio separados.
- Recepção e envio a começar no bit menos significativo (LSB).
- Detecção de início de recepção de dados, com despertar automático de qualquer modo de baixo consumo.
- Taxa de transmissão programável, com modulação para suporte de taxas fraccionárias.
- Indicadores de estado para detecção e supressão de erros, e detecção de endereço.
- Capacidade de interrupção independente de recepção e envio.

Todas as funcionalidades da USART são programáveis por software, através de registos, tal como sucede com o periférico ADC de 12 bits. A taxa de transmissão de dados é igual tanto para a recepção como para o envio.

A Figura 4.4 apresenta o diagrama de blocos para o modo UART da USART do MSP430.

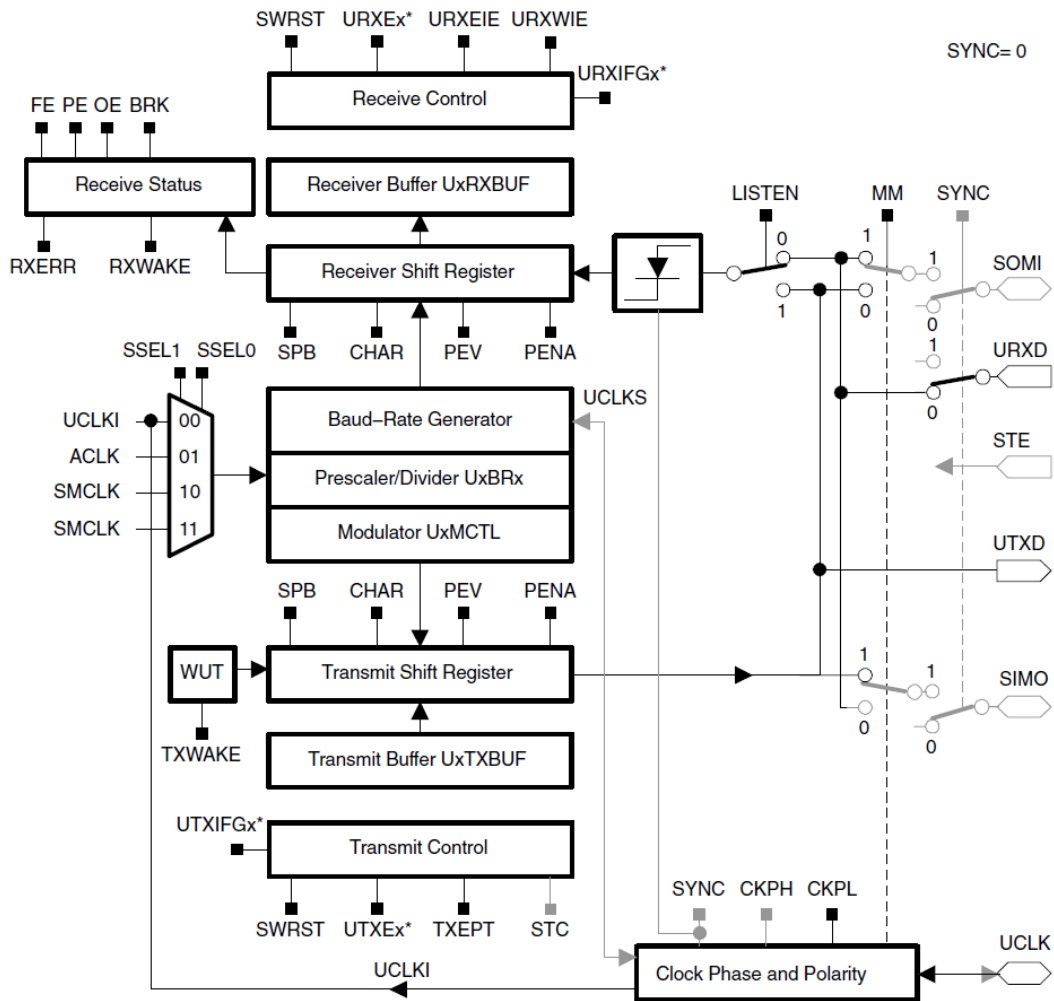


Figura 4.4. Diagrama de blocos da USART do MSP430F449.

Tendo em consideração as possibilidades de configurações de funcionamento da USART em modo UART, descreve-se agora os registos que regulam essas opções. Todas as alternativas para cada campo específico são referidas, contudo no projecto apenas uma das alternativas, para cada parâmetro, é posta em prática. Essa situação é descrita neste capítulo, mais adiante.

Os registos são descritos de uma forma geral, isto é, cada registo descrito existe, tanto para o módulo USART0 como para o módulo USART1, contudo aqui é descrito como um registo geral, utilizando um "x" para a posição do cardinal identificativo do módulo, no seu nome.

Mais uma vez a nomenclatura dos registos aparece abreviada, para que em termos de código, seja mais rápido e eficiente. A abreviação é suficientemente perceptível, distinguindo-se de uma forma fácil uns registos dos outros.

Pormenor mais importante, para além da nomenclatura é reter a função específica de cada campo, de cada registo, pois cada um desses campos determina, na íntegra, o funcionamento da USART.

UxCTL, USART Control Register

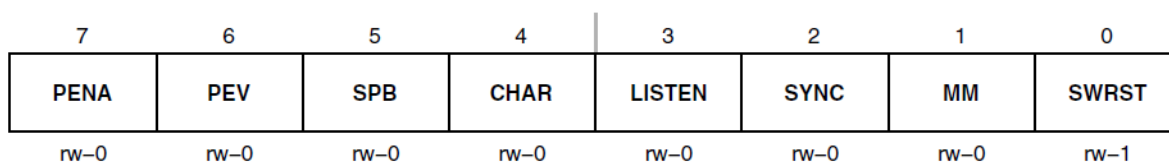


Tabela 4.5. Descrição dos campos do registo de controlo UxCTL.

Campo	Bits	Descrição
PENA	7	Habilitação de paridade: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Sem paridade. • 1 – Paridade habilitada.
PEV	6	Seleção de paridade, sem validade quando a paridade é desabilitada: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Paridade ímpar. • 1 – Paridade par.
SPB	5	Seleção de bit de paragem, número de bits de paragem transmitidos, p receptor verifica sempre por um bit de paragem: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Um bit de paragem. • 1 – Dois bits de paragem.
CHAR	4	Seleção do comprimento do carácter de dados: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – 7 bits de comprimento. • 1 – 8 bits de comprimento.
LISTEN	3	Escuta habilitada, selecciona modo de realimentação: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Escuta desabilitada. • 1 – Habilitada, a transmissão é automaticamente realimentada para o receptor.
SYNC	2	Habilitação de modo síncrono: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Modo UART. • 1 – Modo SPI.
MM	1	Seleção de modo de multiprocessador: <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Modo de multiprocessador de linha desimpedida. • 1 – Modo de multiprocessador de bit de endereço.
SWRST	0	Habilitação de <i>reset</i> por <i>software</i> : <ul style="list-style-type: none"> • 0 – Desabilitado, USART livre para operação. • 1 – Habilitado, USART permanece em <i>reset</i>.

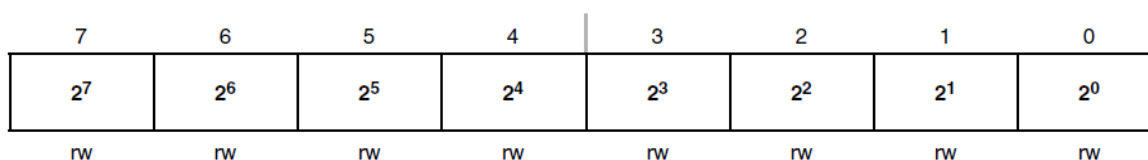
Os próximos 3 registos (UxBR0, UxBR1 e UxMCTL) dizem respeito à escolha da velocidade de transmissão de dados (*Baud Rate*). Usualmente, utilizam-se valores padrão para esta taxa. Os valores que os registos podem assumir, consoante uma determinada taxa padrão, estão na Tabela 4.6. Esses valores também variam consoante a fonte de relógio escolhida.

Os registos não estão separados em campos, todo o registo é um só campo, assim toma um valor numérico que é descodificado como um todo e não uma soma de partes. Os valores da tabela para cada um dos registos estão considerados em numeração hexadecimal.

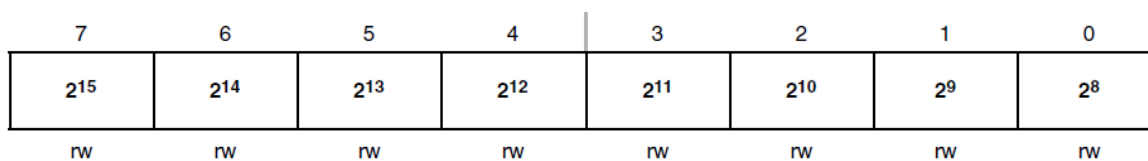
Tabela 4.6. Valores padrão para os registos UxBR1, UxBR0 e UxMCTL.

Baud Rate	Div		A: BRCLK = 32,768 Hz						B: BRCLK = 1,048,576 Hz					
	A:	B:	UxBR1	UxBR0	UxMCTL	Max. TX Erro %	Max. RX Erro %	Synchr. RX Erro %	UxBR1	UxBR0	UxMCTL	Max. TX Erro %	Max. RX Erro %	
1200	27.31	873.81	0	1B	03	-4/3	-4/3	±2	03	69	FF	0/0.3	±2	
2400	13.65	436.91	0	0D	6B	-6/3	-6/3	±4	01	B4	FF	0/0.3	±2	
4800	6.83	218.45	0	06	6F	-9/11	-9/11	±7	0	DA	55	0/0.4	±2	
9600	3.41	109.23	0	03	4A	-21/12	-21/12	±15	0	6D	03	-0.4/1	±2	
19,200		54.61							0	36	6B	-0.2/2	±2	
38,400		27.31							0	1B	03	-4/3	±2	
76,800		13.65							0	0D	6B	-6/3	±4	
115,200		9.1							0	09	08	-5/7	±7	

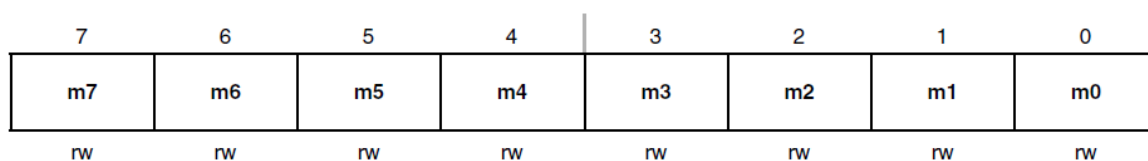
UxBR0, USART Baud Rate Control Register 0



UxBR1, USART Baud Rate Control Register 1



UxMCTL, USART Modulation Control Register



Os registos ME1 e IE1, respeitantes ao módulo USART0, são utilizados para habilitar o envio e recepção, bem como as interrupções de ambos. No registo IFG1, está presente os indicadores de cada interrupção (*flags*).

Os registos UxTXBUF e UxRXBUF, são registos onde se coloca a informação a ser enviada e se recebe, respectivamente. Os dados escritos em UxTXBUF são, posteriormente, enviados para o registo de deslocamento que os envia através do pino UTXDx. Os dados recebidos são escritos do registo de deslocamento para o registo UxRXBUF, e são adquiridos através do pino URXDx.

É esta estrutura fundamental do funcionamento dos módulos USART. Não sendo necessário um conhecimento mais aprofundado, para se perceber o fluxo de projecto.

4.4 Olimex MSP430-449STK

O microcontrolador escolhido apresenta-se em encapsulamentos LQFP100 o qual apresenta dimensões bastante reduzidas e incompatíveis com as usuais placas de testes utilizadas, que são dirigidas para componentes em encapsulamentos DIP. A Figura 4.5 detalha as dimensões particulares do encapsulamento de 64 pinos LQFP, dimensões genéricas para qualquer encapsulamento LQFP, reforçando a ideia, do quão reduzidas são as dimensões do componente, ao ponto de impossibilitarem o controlo do componente através dos métodos usuais e presentes no laboratório onde o projecto foi desenvolvido. Todas as dimensões da Figura 4.5 encontram-se em milímetros.

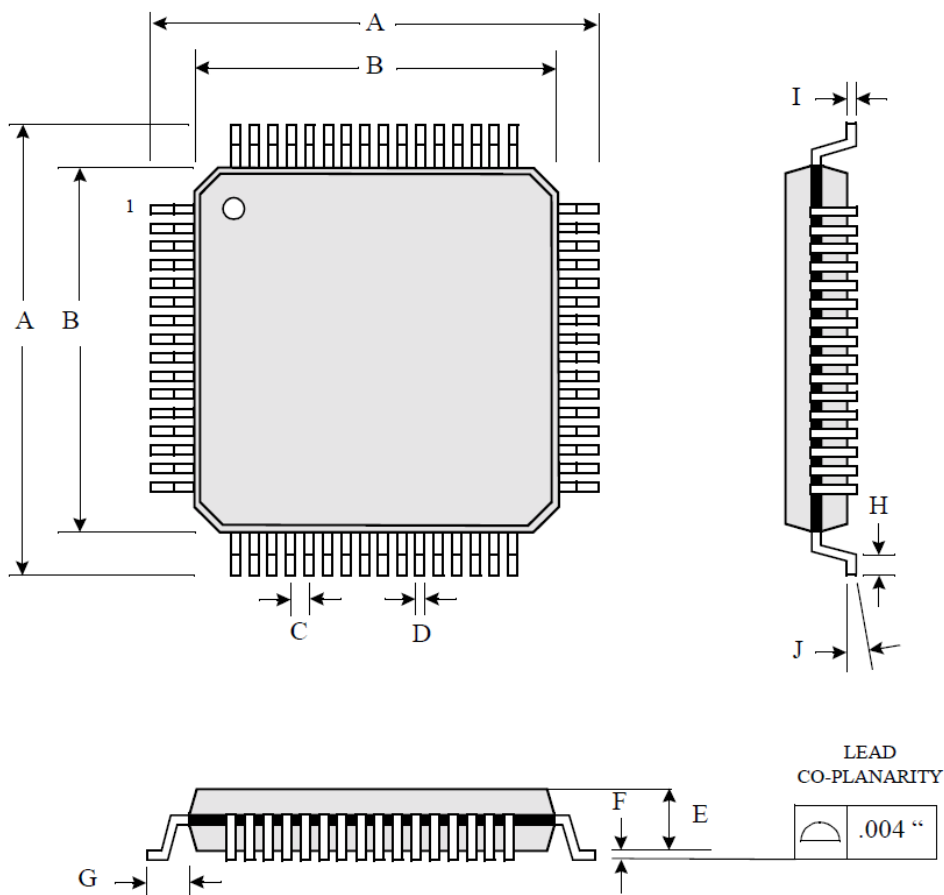


Table of Dimensions

No. of Leads		SYMBOL									
64 (10 X 10 mm)		A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Milli- meters	MIN	11.80		0.50	0.17	1.35	0.05	1.00	0.45	0.09	0°
	MAX	12.20	10.00		0.27	1.45	0.15		0.75	0.20	7°

Figura 4.5. Dimensões gerais dos encapsulamentos LQFP expostas num LQFP64.

A Figura 4.6 é a representação fotográfica do encapsulamento LQFP100, como é normal referir, esta fotografia não se apresenta à escala real. Através da Figura 4.6 é perceptível a topologia do contacto dos pinos com uma placa de circuito impresso. É uma topologia de montagem superficial, sem ser necessário furar a placa, também designada como SMD (*Surface Mount Device*) ou SMT (*Surface Mount Technology*).

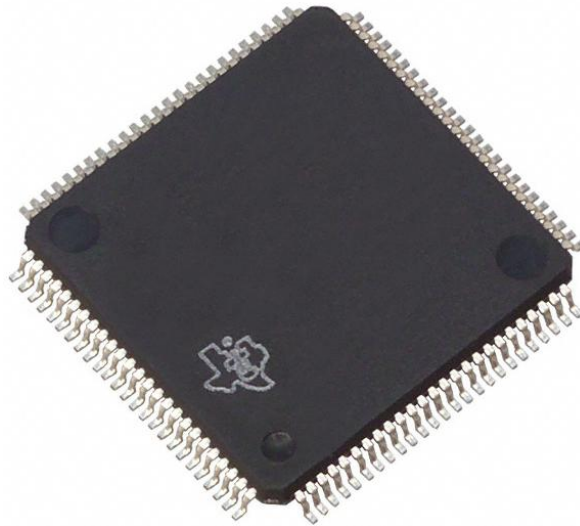


Figura 4.6. Fotografia do encapsulamento LQFP100 do MSP430F449.

Devido ao problema em trabalhar com estas dimensões no laboratório, achou-se conveniente abordar este problema com o recurso ao uso de placas de desenvolvimento ou *Starterkits*, que possuam no seu núcleo o microcontrolador MSP430F449.

Um fabricante bastante conhecido pelas suas soluções de placas de prototipagem e *kits* de iniciação, com bastante fiabilidade é o fabricante *Olimex Ltd*. Deste fabricante recorreu-se à placa de desenvolvimento MSP430-449 STK.

Esta placa já incorpora o microcontrolador de uma forma pronta a interagir. Já integra os devidos cristais de relógio para a frequência, e as ligações do microcontrolador com o módulo programador, através de uma porta JTAG (*Joint Test Action Group*). Esta porta é utilizada para programar o microcontrolador e, em simultâneo, pode fazer-se a depuração de problemas no código durante a sua execução, os quais não ocorrem na compilação.

Com o recurso a esta placa a interacção com os portos do microcontrolador é bastante facilitada, pois basta ligar nos *headers* de pinos da placa um *flat cable* e na outra extremidade utilizar um barramento de pinos, que se inserem numa placa de testes do laboratório.

A Figura 4.7 é a vista de topo da placa *Olimex MSP430-449STK*. Observa-se que a interacção com a placa é feita, totalmente, através de grupos de pinos verticais ou *headers*. São visíveis alguns dos periféricos disponíveis na placa, que já se encontram ligados de fábrica ao microcontrolador. Exemplos mais evidentes são o LCD, *buzzer* e LED (*Light Emitting Diode*).



Figura 4.7. Vista de topo da placa MSP430-449STK.

A lista seguinte enumera os constituintes da placa:

- Conector JTAG.
- Suporte para pilhas 2xAA 1.5 V.
- Cristal de 32 768 Hz.
- Cristal de alta frequência de 8 MHz (apenas funcional com 3.6 V de alimentação).
- Conector RS232.
- Circuito de interface RS232 com sinais Tx e Rx.
- Porto de botões de toque Dallas.
- Entrada em Frequência.
- Painel LCD.
- 4 botões.
- *Buzzer*.
- 4 portos de extensão digitais e 1 analógico.

A Figura 4.8 disponibiliza o esquemático completo da placa de desenvolvimento. Este esquemático representa as ligações dos componentes com o microcontrolador.

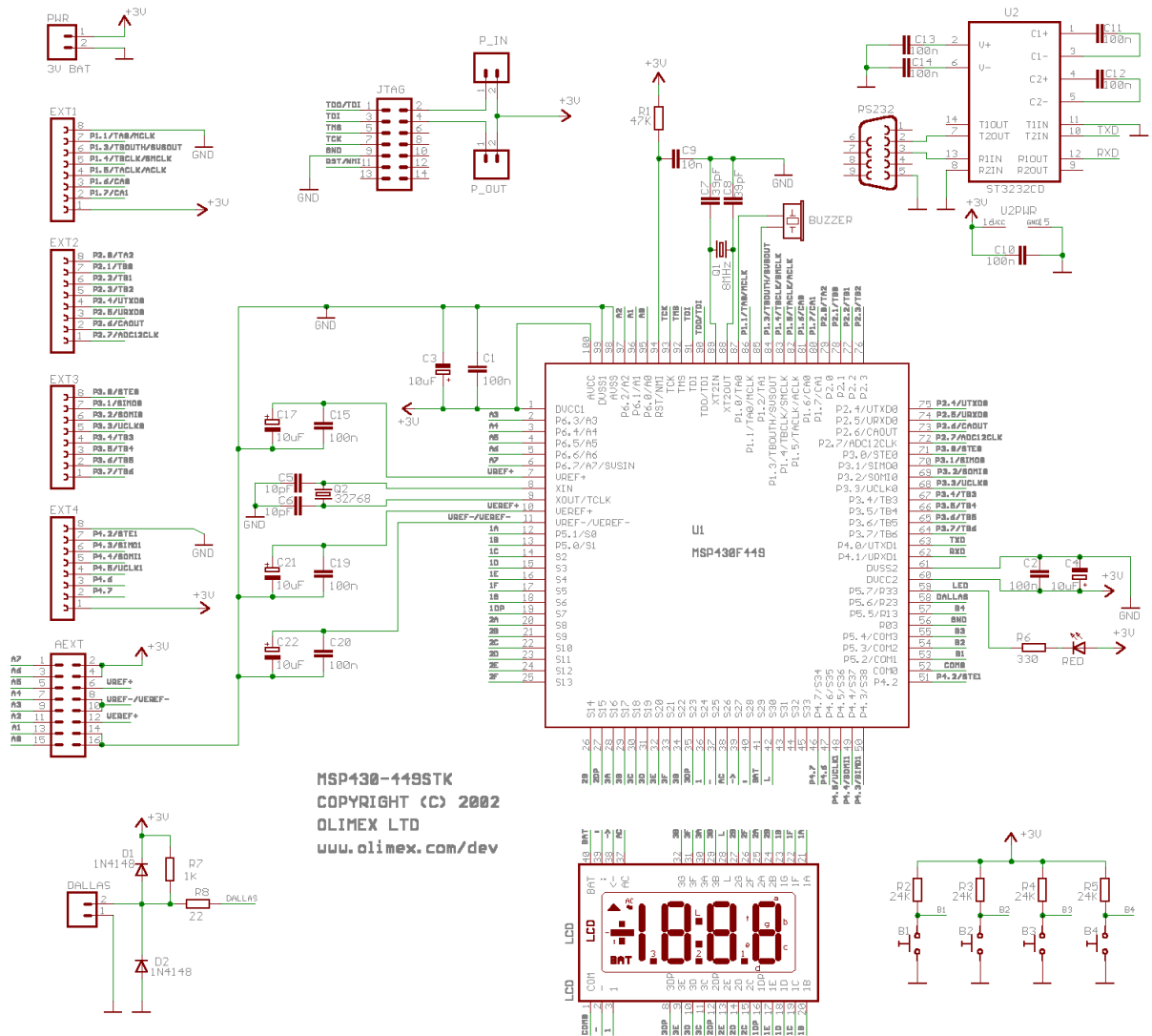


Figura 4.8. Esquemático da placa MSP430-449STK.

Ao utilizar esta solução do fabricante *Olimex* consegue-se aceder de uma forma mais rápida e eficiente às capacidades do microcontrolador, através do programador do fabricante *Texas Instruments*, o MSP-FET430UIF interface USB (*Universal Serial Bus*) de *debugging*, constante na Figura 4.9.



Figura 4.9. Fotografia do FET debugger MSP-FET430UIF.

4.5 MSP430 – Configuração e Testes

Nesta Secção descreve-se o funcionamento do microcontrolador no projecto. Através da descrição da interacção com cada componente e a configuração dos seus periféricos, detalhados na Secção 4.2.

Foram efectuados testes a vários componentes, utilizando o MSP430, os quais são relatados através de fotografias e explicação das suas ligações e configurações do microcontrolador, para uma compreensão mais acessível do fluxo do programa.

4.5.1 Teste ao Potenciómetro Digital e Implementação

O potenciómetro digital utilizado AD5231 dispõe de uma interface de controlo por protocolo de comunicação SPI. Este protocolo é um dos protocolos suportados pelos módulos USART do microcontrolador.

Contudo apesar de este protocolo já estar implementado no MSP430, optou-se por uma abordagem de concepção do protocolo, através de pinos de carácter geral. A justificação dada, é baseada num desejo de conhecer melhor o protocolo, e o seu potencial.

O protocolo SPI é composto por 4 sinais, CLK, CS, SDI e SDO (*Clock, Chip Select, Serial Data In e Serial Data Out*), as nomenclaturas podem variar, ligeiramente, de caso para caso. As linhas SDI e SDO são respeitantes ao dispositivo a que se referem, isto é, a linha SDI de entrada, é a entrada desse dispositivo e deve ligar à linha SDO do dispositivo contíguo o mesmo acontecendo com a linha SDO.

Neste protocolo a comunicação é sempre do tipo mestre/escravo (*master/slave*), em que o dispositivo mestre coordena todas as acções. A linha CS é a habilitação do escravo pelo mestre, só quando esta linha é habilitada o mestre correspondente recebe a comunicação. Este protocolo permite a comunicação entre mestre e um número de escravos, bastando ter para cada escravo uma linha de CS distinta.

A Figura 4.10 permite perceber o diagrama temporal do protocolo. Por observação, denota-se que por cada impulso de relógio é transmitido um bit. A linha CS é usual habilitar-se a nível baixo.

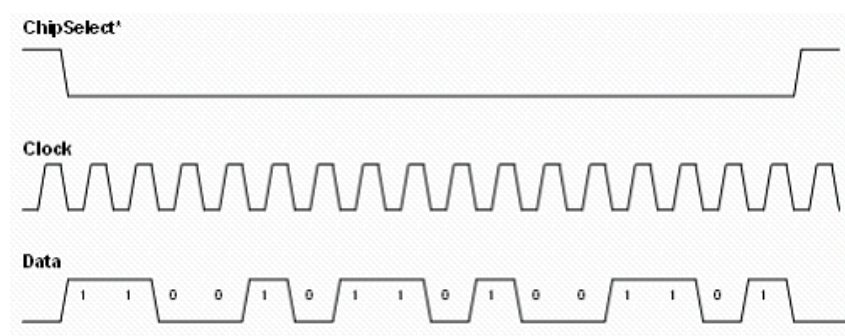


Figura 4.10. Diagrama temporal do protocolo SPI.

A ligação do componente com o microcontrolador foi feita através do porto 3, utilizando os pinos 3.0, 3.1 e 3.3, como CS, SDI e CLK, respectivamente. Pode verificar-se que esses pinos coincidem com os pinos da USART0 em modo SPI, contudo, por razões já abordadas, optou-se por utilizar estes pinos como pinos de uso geral. Como as ligações já tinham sido efectuadas aproveitou-se os mesmos pinos do microcontrolador para o fim. A Figura 4.11 é o esquemático das ligações da placa de desenvolvimento MSP43-449STK com o AD5231. No interior da representação da placa de desenvolvimento encontra-se o MSP43F449, que apresenta todos os pinos identificados. O esquemático da placa apresenta apenas alguns dos portos não demonstrando botões ou outros conectores, é meramente representativo, não sendo a réplica real. Nos terminais B e W do AD5231, foram ligadas as pontas de prova do multímetro, de forma a medir a resistência.

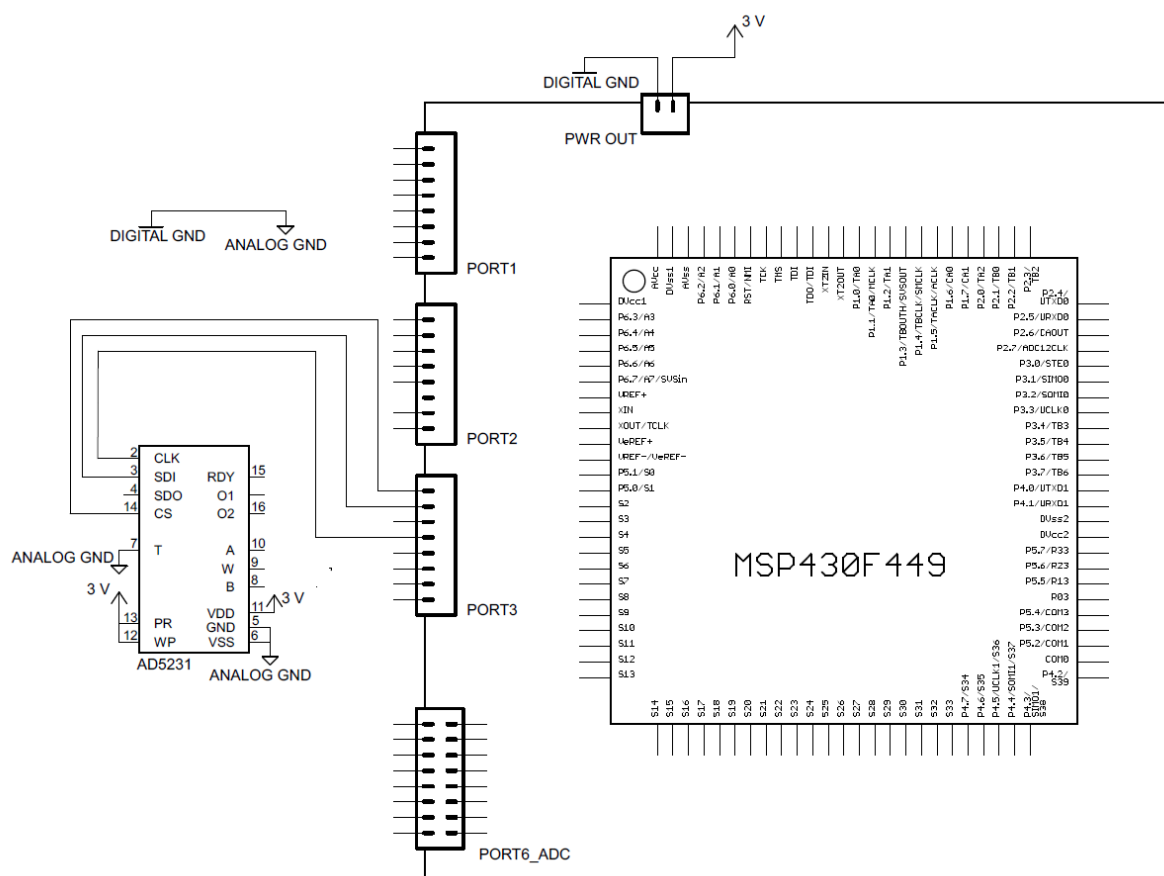


Figura 4.11. Esquemático de ligações para o teste do AD5231.

O código que permitiu o controlo do AD5231 neste teste está presente no Anexo 3. Todos os códigos do microcontrolador encontram-se na linguagem de programação C. O *software* utilizado para programar o microcontrolador através da porta USB, e sucessivamente do MSP-FET430UIF, foi o IAR *Embedded Workbench* 4.21.8 da IAR Systems.

A Figura 4.12 demonstra o ambiente inicial ao abrir o *software*, disponibilizando as várias opções de projecto.

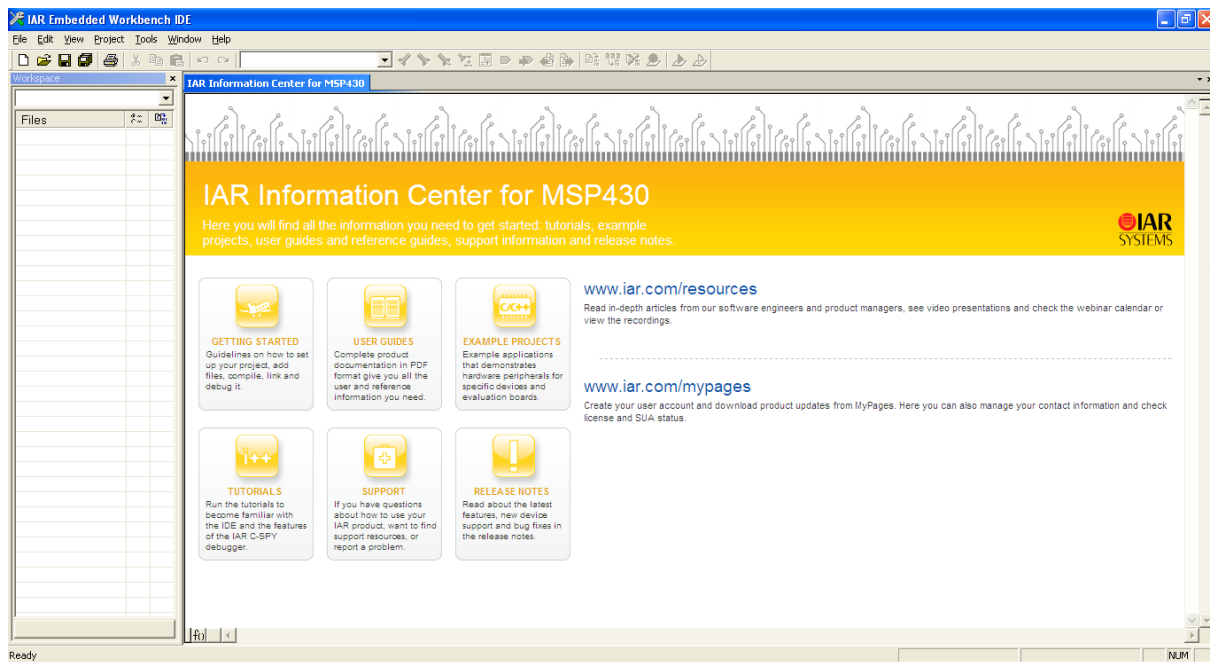


Figura 4.12. Ambiente inicial do IAR *Embedded Workbench*.

O AD5231 recebe os comandos através do protocolo SPI, mais precisamente requer 24 bits recebidos em série, ou seja, 3 bytes. O byte mais significativo é a ordem, que neste caso é sempre de escrever no RDAC, os dois bytes seguintes são o valor da resistência desejada. Dos 2 bytes de dados os primeiros 6 bits mais significativos não são utilizados, não interessando o seu valor, restando os 10 bits que definem uma das 1024 posições possíveis de resistência. Este funcionamento é válido para o programa final que controla os potenciômetros digitais.

	MSB Command Byte 0								Data Byte 1								Data Byte 0								LSB
RDAC	C3	C2	C1	C0	0	0	0	0	X	X	X	X	X	X	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
EEMEM	C3	C2	C1	C0	A3	A2	A1	A0	D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	

No código concebido para o teste basta alterar as variáveis de 8 bits B e E, que estão identificadas na Figura 4.13 que disponibiliza o *software IAR embedded Workbench* em funcionamento.

No caso ilustrado a resistência seria máxima pois os 10 bits de dados estão todos a valor lógico 1, (3FFh = 0011 1111 1111b).

Sempre que se altera o valor da resistência o microcontrolador tem de ser programado e o código executado. A alteração da resistência é verificada no multímetro utilizado.

Para além do AD5231 também se testou o AD5235 que possui 2 potenciômetros no integrado, como descrito no Capítulo 3. O funcionamento é idêntico só alterando o código do byte de comando que escolhe qual dos potenciômetros é alterado.

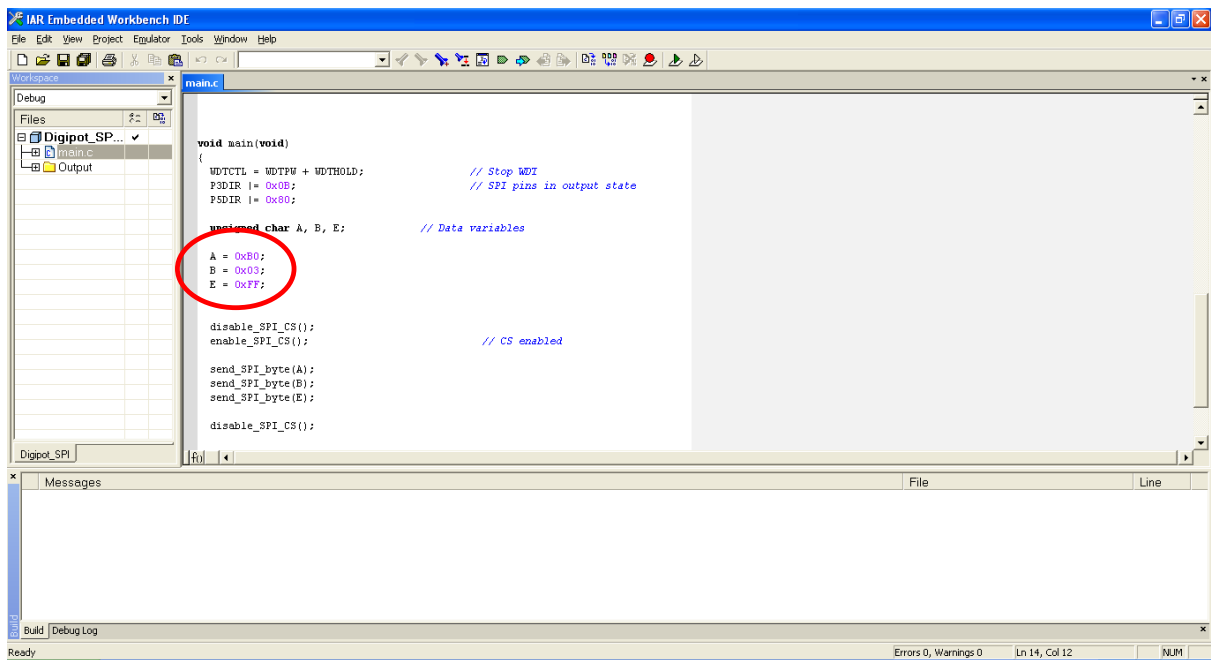


Figura 4.13. Ambiente de trabalho do IAR *Embedded Workbench* com o código de teste.

A Figura 4.14 mostra a placa de expansão concebida para o encapsulamento do AD5231. Esta placa foi produzida no laboratório de electrónica da UBI.

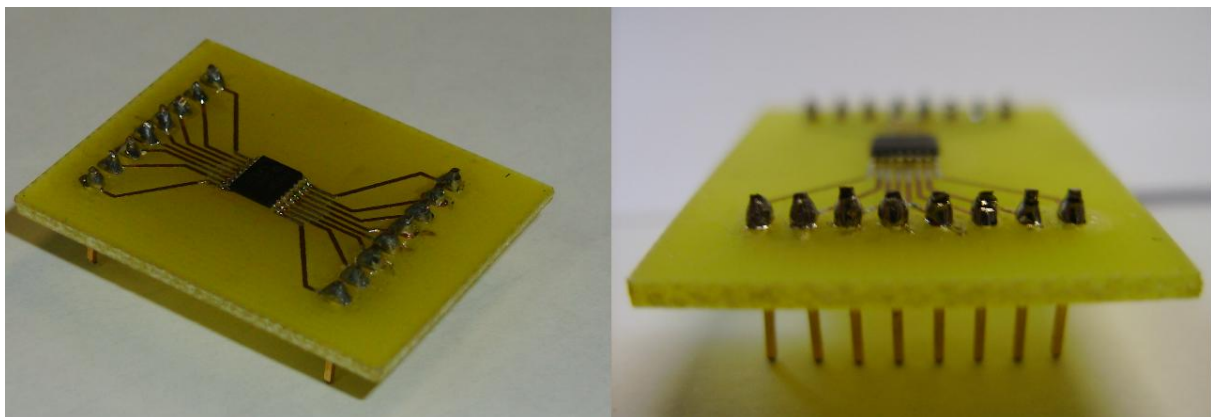


Figura 4.14. Placa de expansão do encapsulamento do AD5231.

As próximas figuras dizem respeito a fotos da montagem em placas de teste, torna-se bastante complicado organizar os fios que cruzam de uns furos da placa para outros, contudo tentou-se limpar o mais possível a confusão para ser uma fotografia compreensiva.

Todas as fotografias foram tiradas com o teste em execução, como se pode ver pelas indicações da fonte de alimentação utilizada. Esta fonte permite alimentar 2 circuitos independentes com referências electrónicas separadas e a níveis de tensão distintos.

Neste caso adoptou-se a técnica de referências de fontes de alimentação separadas para a parte digital e parte analógica, unindo-se num só ponto.

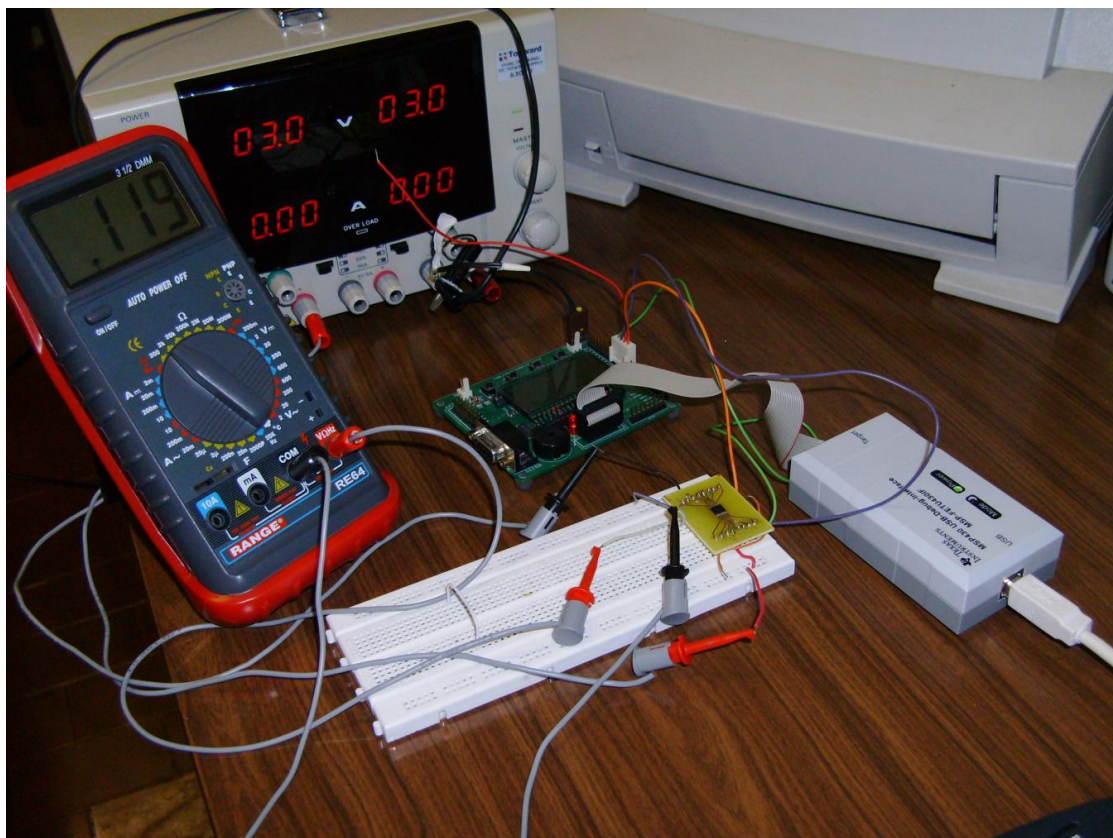


Figura 4.15. Montagem do teste ao AD5231.

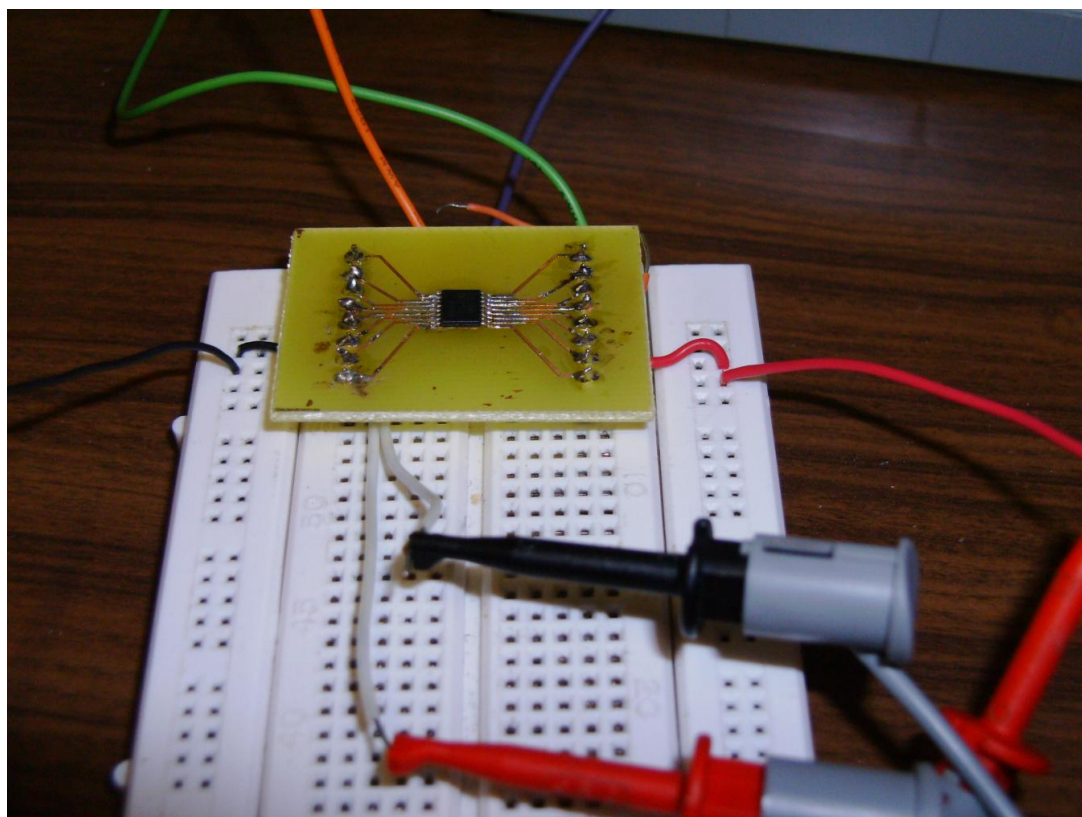


Figura 4.16. Ligações do AD5231 na placa de teste.



Figura 4.17. Fonte de alimentação em modo de 2 fontes independentes.

Percebe-se pela Figura 4.17 a ligação entre as referências electrónicas. Um pormenor a destacar, é a alimentação dos componentes ser alimentação simples a 3 V.

Foi através deste teste que foi possível obter a recta prática de resistência do AD5231, ao alterar os valores dos bytes de dados, obteve-se diferentes pontos da recta.

Este teste também serviu para uma compreensão do protocolo SPI, o qual foi implementado com sucesso. Este protocolo é bastante fácil de implementar, sendo eficiente para um número pequeno de dispositivos escravos. Com um número de dispositivos mais alargado (10 por exemplo) torna-se inviável uma vez que para cada dispositivo é necessário uma linha de *Chip Select*.

No projecto foram implementados dois potenciómetros AD5231, os quais são controlados do mesmo modo deste teste, variando a sua resistência de uma forma automática, não sendo necessário o utilizador dar sempre ordem. Para cada potenciómetro existe uma linha de CS, e linhas de CLK e SDI partilhadas.

A Tabela 4.7 indica as ligações dos potenciómetros ao microcontrolador evidenciando as ideias expostas no parágrafo anterior.

Tabela 4.7. Ligação dos potenciómetros digitais ao microcontrolador.

	AD5231 1			AD5231 2		
Pino do potenciómetro	CS	SDI	CLK	CS	SDI	CLK
Pino do MSP430	P3.0	P3.1	P3.3	P3.2	P3.1	P3.3

4.5.2 Controlo dos *Multiplexers*

Esta secção aborda como é que os *multiplexers* são utilizados no fluxo do programa do microcontrolador, assim como a sua ligação ao mesmo. Não é um algoritmo complexo. Pelo contrário, é uma optimização de tempo, que é alcançada através de uma constatação trivial.

Os *multiplexers* utilizados são dois componentes iguais, tanto de fabricante como modelo, ambos possuem 4 canais de entrada o que faz com que o controlo dos mesmos se resuma a duas linhas digitais.

Como já foi descrito o ADC possui 8 canais de entrada, como se tem 2 *multiplexers*, significa que dos 8 canais externos, 2 serão utilizados. O ADC de 12 bits com 8 canais de entrada externos, permite ainda que a amostragem e conversão sejam feitas em modo sequencial. Assim, com apenas uma ordem de comando, converte-se os 2 canais, sequencialmente. Por cada ordem de amostragem e conversão, adquire-se um sinal de sensores em tensão e outro de corrente, bastando 4 ordens em vez 8.

Através destes princípios decidiu-se aproveitar as duas linhas de selecção de canal, que saem do microcontrolador, e partilhá-las pelos dois dispositivos. Desta forma, em cada conversão, o canal com o cardinal x , correspondente à tensão, será o mesmo canal com o cardinal x dos sinais em corrente, sendo ambos convertidos em simultâneo. O controlo dos *multiplexers* é partilhado.

As vantagens deste método traduzem-se numa taxa de amostragem mais rápida, pois não é necessário configurar um multiplexer em separado do outro. Reduz o número de linhas na ligação entre os componentes, o que simplifica e alivia o *routing* da placa de circuito impresso final.

A Tabela 4.8 disponibiliza as ligações dos *multiplexers* ao MSP430 estas são as ligações presentes na placa de aquisição final.

Tabela 4.8. Ligação dos *multiplexers* analógicos ao microcontrolador.

	ADG804 1			ADG804 2		
Pino do <i>multiplexer</i>	A0	A1	D	A0	A1	D
Pino do MSP430	P3.6	P3.7	P6.0	P3.6	P3.7	P6.1

A Figura 4.18 é outra placa de expansão para simulação de um encapsulamento DIP, concebida e produzida especialmente para o *multiplexer* ADG804. É de dimensões ainda mais reduzidas que as do componente AD5231. As pistas são tão finas que as soluções ácidas que removem o cobre indesejado, muitas das vezes corroeram as pistas durante a produção, o que levou a que esta placa fosse concluída com mais do que uma tentativa.

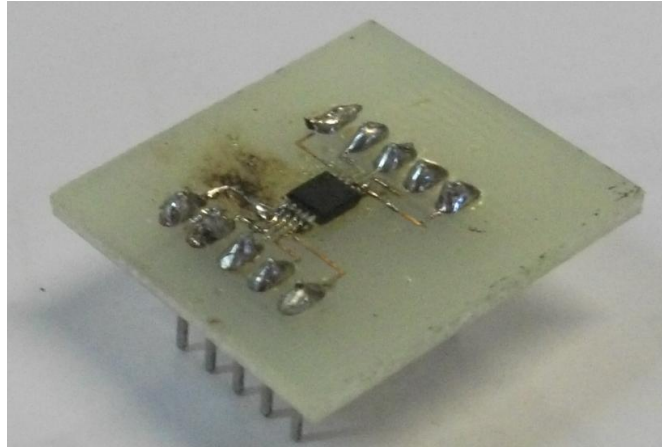


Figura 4.18. Placa de expansão para o ADG804.

4.5.3 Configuração do ADC

Este módulo já foi descrito na secção 4.3.2, onde se detalhou as possibilidades de operação do mesmo. Nesta secção destaca-se a opção escolhida para o projecto. Os registos são referidos através das opções tomadas o que leva a um valor específico para cada um.

As próximas tabelas dizem respeito a cada registo de controlo específico, é a pormenorização de como cada campo foi preenchido.

ADC12CTL0, ADC12 Control Register 0

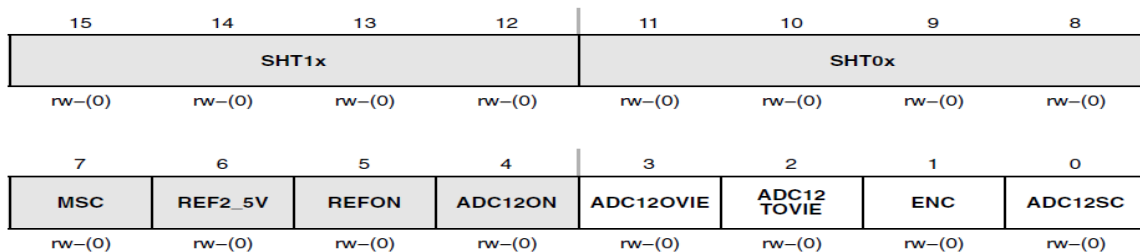


Tabela 4.9. Configuração do registo ADC12CTL0.

Campo	Bits	Opção
SHT1x	15 - 12	0000 – 4 ciclos de relógio, não é importante pois estes registos não vão ser utilizados.
SHT0x	11 - 8	0001 – 8 ciclos de relógio.
MSC	7	1 – Após o primeiro flanco ascendente de SHI inicia-se a primeira amostragem e conversão, sendo todas as seguintes efectuadas automaticamente.
REF2_5V	6	1 – 2.5 V.
REFON	5	1 – Gerador habilitado.
ADC12ON	4	1 – ADC12 habilitado.
ADC12OVIE	3	0 – Interrupção desabilitada.
ADC12TOVIE	2	0 – Interrupção desabilitada.
ENC	1	1 – Conversão habilitada.
ADC12SC	0	Entre cada sequência é habilitada

ADC12CTL1, ADC12 Control Register 1

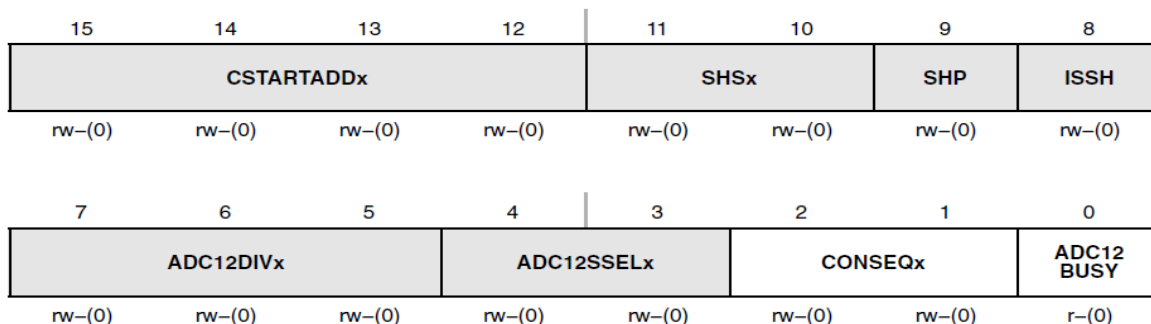


Tabela 4.10. Configuração do registo ADC12CTL1.

Campo	Bits	Descrição
CSTARTADDx	15 - 12	0 – Inicia na primeira posição de memória.
SHSx	11 – 10	00 – ADC12SC bit.
SHP	9	1 – O sinal da SAMPCON é activo através do sinal do temporizador de amostragem.
ISSH	8	0 – O sinal não é invertido.
ADC12DIVx	7 - 5	000 – Divisão por 1.
ADC12SSELx	4 -3	00 – ADC12OSC.
CONSEQx	2 – 1	01 – Sequência de canais.
ADC12BUSY	0	Não aplicável.

ADC12MCTLx, ADC12 Conversion Memory Control Registers

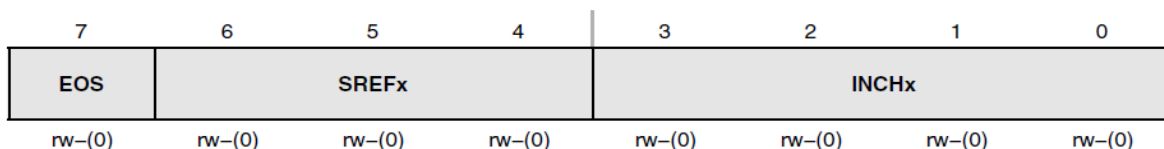


Tabela 4.11. Configuração do registo ADC12MCTL0.

Campo	Bits	Descrição
EOS	7	Não aplicável
SREFx	6 - 4	001 – VR+ = VREF+ e VR- = AVSS
INCHx	3 - 0	0000 – A0

Tabela 4.12. Configuração do registo ADC12MCTL1.

Campo	Bits	Descrição
EOS	7	1 – Fim de sequência.
SREFx	6 - 4	001 – VR+ = VREF+ e VR- = AVSS
INCHx	3 - 0	0001 – A1

Através da configuração dos registos é fácil perceber o funcionamento do ADC. O ADC vai realizar sequências de conversões, neste caso de apenas 2 canais, um canal relativo ao *multiplexer* de sinais em tensão e outro canal respectivo ao *multiplexer* de sinais em corrente. A referência é interna de 2.5 V. Os canais de entrada são A0 e A1 (pinos do porto 6, P6.0 e P6.1, respectivamente).

Para cada sequência se realizar é dada a ordem através do bit AD12SC. Não foi escolhido o modo de repetição de sequências de conversões, pois entre cada conversão é necessário alternar os canais do *multiplexer*.

É este módulo que digitaliza os sinais, sendo esta uma etapa bastante importante na aquisição de dados. É através deste processo que se adquire os sinais, no intuito de uma transformação em algo perceptível ao ser humano. Transformar sinais em grandezas que esses sinais traduzem (temperatura, pulsação, força, etc.) é um processo indispensável actualmente.

4.5.4 Configuração da USART

É através deste periférico que a comunicação entre a placa de aquisição de dados e a interface de monitorização (PC) é feita. É através deste periférico que o microcontrolador comunica com o módulo rádio, que comunica com o PC via comunicação sem fios.

Nesta secção descreve-se a configuração da USART, mas também é descrita a maneira como a informação é enviada, isto é, descreve-se o conteúdo dos pacotes de dados enviados, bem como os recebidos, pois a comunicação é bidireccional. O sinal nesta fase já deixou de ser analógico para passar a ser um número de bits onde a informação se encontra codificada.

Este módulo é o pilar de toda comunicação da placa, após a descrição da configuração do periférico, descreve-se o módulo rádio e alguns teste feitos com o mesmo.

As tabelas seguintes referem-se aos registos de controlo da USART, numa abordagem idêntica à feita para o ADC.

UxCTL, USART Control Register

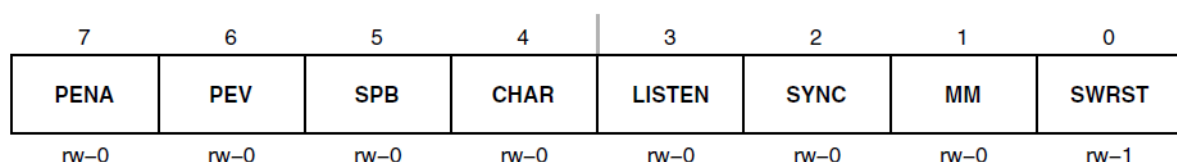


Tabela 4.13. Configuração do registo U0CTL.

Campo	Bits	Descrição
PENA	7	0 – Sem paridade.
PEV	6	0 – Paridade não seleccionada.
SPB	5	0 – Um bit de paragem.
CHAR	4	1 – 8 bits de comprimento.
LISTEN	3	0 – Escuta desabilitada.
SYNC	2	0 – Modo UART.
MM	1	0 – Modo de multiprocessador de linha desimpedida.
SWRST	0	0 – Desabilitado, USART livre para operação.

Os próximos 3 registos (UxBR0, UxBR1 e UxMCTL) dizem respeito à escolha da velocidade de transmissão de dados (*Baud Rate*). A fonte de relógio para a taxa de transmissão é o SMCLK.

UxBR0, USART Baud Rate Control Register 0

7	6	5	4	3	2	1	0
2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
rw	rw	rw	rw	rw	rw	rw	rw

UxBR1, USART Baud Rate Control Register 1

7	6	5	4	3	2	1	0
2^{15}	2^{14}	2^{13}	2^{12}	2^{11}	2^{10}	2^9	2^8
rw	rw	rw	rw	rw	rw	rw	rw

UxMCTL, USART Modulation Control Register

7	6	5	4	3	2	1	0
m7	m6	m5	m4	m3	m2	m1	m0
rw	rw	rw	rw	rw	rw	rw	rw

Tabela 4.14. Configuração dos registos U0BR0, U0BR1, e U0MCTL.

Registo	Bits	Valor
U0BR0	7 - 0	36h
U0BR1	7 - 0	00h
U0MCTL	7 - 0	6Bh

Pela configuração destes últimos registos percebe-se, pela tabela 4.6, que a taxa de transmissão escolhida é de 19 200 bps, A USART0 foi configurada em modo UART e os dados enviados serão de 8 bits.

4.5.5 Estrutura da Transmissão de Dados

Agora que se sabe o modo como a USART0 comunica é necessário especificar os dados que envia e recebe. É necessário descrever o pacote de dados quanto às suas partes e o que cada parte significa.

Começando pelo envio, este só ocorre ao fim da conversão dos 8 canais de entrada. Ao serem convertidos os 4 canais de tensão e os 4 canais de corrente, é iniciada a rotina de envio de dados para o PC.

Contudo é necessário adequar estes dados, como a comunicação é feita de envios de bytes (8 bits), e por cada canal tem-se 12 bits de informação, torna-se evidente que a informação tem de ser manipulada antes do envio. Desta forma com os 12 bits criam-se 2 bytes, em que o byte mais significativo apresenta os seus primeiros 4 LSBs iguais aos 4 MSBs do pacote de 12 bits, e os restantes bits do byte são impostos a 0. O byte menos significativo corresponde aos 8 bits menos significativos dos 12. A Figura 4.19 é o diagrama representativo do processo descrito.

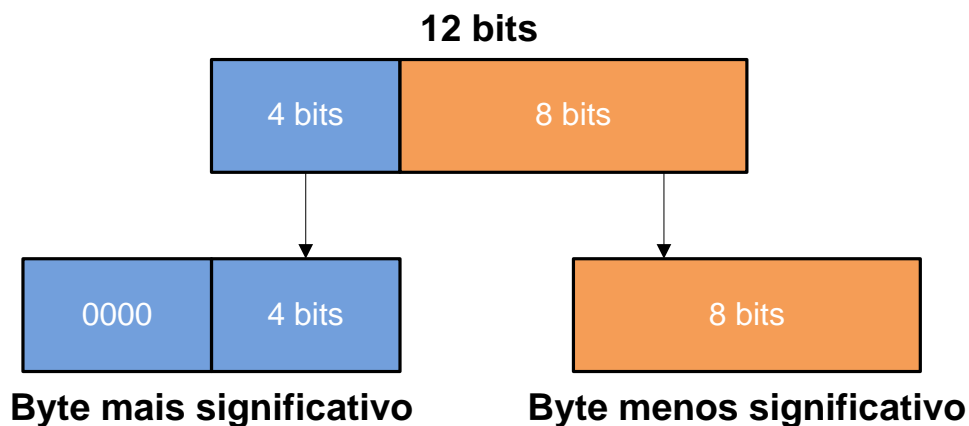


Figura 4.19. Diagrama do processo de tratamento de dados para envio.

Até agora por canal tem-se 2 bytes, ou seja, para os 8 canais temos 16 bytes enviados em série. Esta poderia ser a estrutura da comunicação ao ser enviada, mas por uma questão de segurança e organização, a este pacote de dados juntou-se um preâmbulo.

Antes de cada envio dos 16 bytes de informação, são enviados 3 caracteres (3 bytes) que permitem à unidade de monitorização saber quando vai receber um pacote de dados e onde é o início do mesmo. Essa *string* de caracteres é 'ADC', a qual tem de estar presente antes de cada transmissão ou, caso contrário todos dados recebidos pelo PC serão ignorados.

A Figura 4.20 identifica cada campo do pacote de dados enviado, o pacote é assim constituído por 19 bytes, a ordem como eles se encontram organizados é essencial, e está evidenciada na mesma figura.

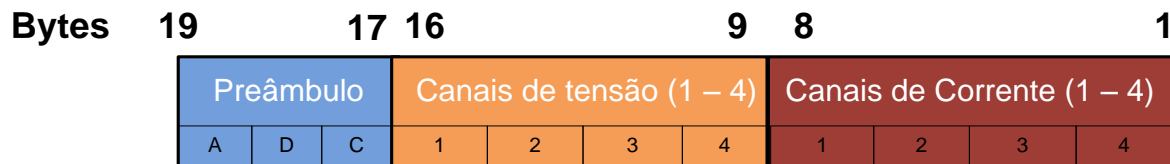


Figura 4.20. Estrutura dos pacotes de dados no envio.

A informação proveniente de cada canal de entrada é enviada em 2 bytes em que o primeiro byte a ser enviado é o byte menos significativo seguido do mais significativo, parte baixa e parte alta da informação.

O envio de dados vindo do microcontrolador é o meio pelo qual a placa comunica com a interface do utilizador, disponibilizando os dados dos sensores, contudo a interface do utilizador também comunica com a placa. É através da recepção de dados, que o microcontrolador programa os potenciômetros de forma a ajustar o devido ganho do amplificador de instrumentação respectivo, para cada canal de entrada.

Surge, novamente, uma situação de transmissão desta vez na direcção do microcontrolador. A estrutura da recepção é muito idêntica à do envio, semelhantemente, é recebido um preâmbulo de 3 caracteres, seguido de um conjunto de bytes respeitante ao valor da resistência para cada canal, disponibilizando o ganho adequado.

O valor da resistência para programar o potenciómetro devido, já chega ao microcontrolador na forma de uma palavra de 10 bits, só que à semelhança do envio de dados encontra-se dividida em 2 bytes. O primeiro byte a ser recebido, ao contrário do envio, é o byte mais significativo. Os primeiros 8 bytes recepcionados dizem respeito aos 4 canais de tensão ordenados e os restantes 8 aos canais de corrente.

O preâmbulo é constituído por uma *string* de 3 caracteres 'VOL', só se esta for bem recepcionada é que o microcontrolador considera os dados seguintes como os valores das resistências. A Figura 4.21 é a estrutura do pacote de dados recebido pelo microcontrolador. É a síntese das considerações expostas.

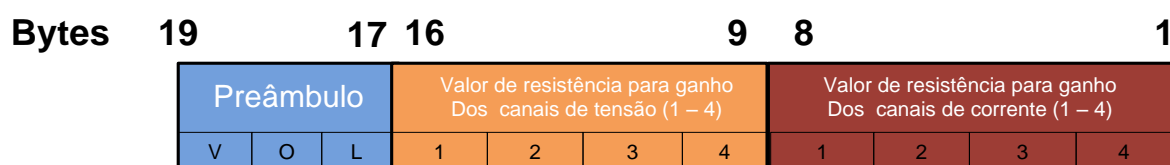


Figura 4.21. Estrutura dos pacotes de dados recebidos pelo microcontrolador.

4.6 Comunicação Sem Fios

Após saber como o microcontrolador comunica e a forma como a informação está estruturada, é preponderante saber o meio pelo qual a informação chega ao utilizador. Para o projecto impôs-se que o dispositivo de aquisição de dados criado fosse portátil, de tal forma a comunicação é forçosamente uma comunicação sem fios.

Nesta secção descreve-se o módulo que permite a comunicação sem fios e a sua ligação ao microcontrolador.

Para transmitir dados entre a placa de aquisição de dados e a interface do utilizador é necessário um dispositivo rádio que transforme os dados em ondas electromagnéticas e faça o inverso no destino, ao qual os dados se destinam.

As principais características identificadas para o dispositivo rádio FM (*Frequency Modulation*) são grande fiabilidade, consumo reduzido e boa taxa de transferência de dados.

Optou-se então por utilizar módulos rádio de pequena potência e curto alcance, mais vulgarmente denominados de SRD (*Short Range Device*), pois os problemas de projecto de antenas e escolha correcta para componentes para modular o sinal, bem como alimentações, já estão solucionados.

No que toca a banda de transmissão, optou-se pela banda ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) Europeia dos 433 MHz, porque é uma banda livre e não necessita de licença para o seu uso, na grande maioria dos países europeus.

A banda ISM Europeia dos 433 MHz foi escolhida em detrimento dos 2,4 GHz, por desvantagens evidentes desta última, a principal das quais é o preenchimento desenfreado do espectro nessa frequência, na Europa. Outra desvantagem é o facto das emissões na banda dos 2.4 GHz, apresentarem um *duty cycle* de 100%, ou seja, emissões contínuas, por parte de eventuais dispositivos interferentes, são bastante prováveis. Uma outra desvantagem ainda, é o facto de o decaimento do sinal ser maior na banda 2.4 GHz do que na banda de 433 MHz, como se pode confirmar pela equação de Friis (8), Equação 4.1, em que, com o aumento da frequência obtém-se uma menor potência de sinal recebido, para uma dada distância.

A vantagem de utilizar a banda dos 2.4GHz seria uma maior taxa de transferência de dados associada a esta banda. Para este projecto, a taxa de transferência não é característica fundamental, sendo essa vantagem descartada à partida.

$$P_r = \frac{P_e g_e g_r}{(4\pi)^2 d^2 L} \left(\frac{C}{f} \right)^2 \quad (4.1)$$

Onde:

- P_r - Potência do sinal no receptor
- P_e - Potência do sinal emitido
- g_e - Ganho de emissão
- g_r - Ganho de recepção
- C - Velocidade da Luz
- d - Distância do emissor ao receptor
- L - Factor de perda do sistema
- f - Frequência do sinal emitido

4.6.1 Módulo Rádio

Das ofertas de mercado, e com base nalguma experiência adquirida noutros trabalhos, optou-se pelo módulo rádio do fabricante *LPRS*, modelo *Easy-Radio ER400TRS*.

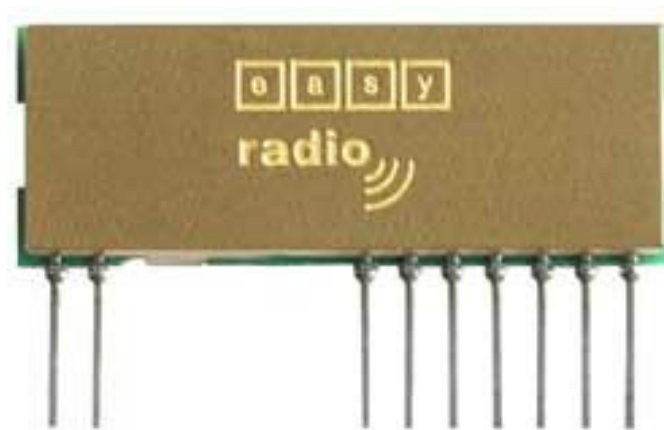


Figura 4.22. Módulo *Easy-Radio ER400TRS*.

O módulo ER400TRS é um módulo rádio inteligente que incorpora tecnologia *Easy-Radio* para um fornecimento de alta performance e fácil utilização. Proporciona transferências de dados em série até uma linha de vista de 250 m.

Vem incorporado num encapsulamento *Single In-line*. O *software* embutido reduz o tempo de design e desenvolvimento consideravelmente. Apresenta encriptação a 16 bits e um algoritmo *Checksum CRC-16*. Mais detalhes encontram-se na Tabela 4.15, que apresenta características fundamentais do módulo.

Tabela 4.15. Características do módulo ER400TRS.

Característica	Valor
Tensão de alimentação	2.5 a 5.5 V
Corrente de alimentação	25 mA – Emissão 21 mA – Recepção 120 μ A – <i>Sleep</i>
Nível lógico 1	2 a 4 V
Nível lógico 0	0 a 0.2 V
Impedância de antena	50 Ω
Potência de emissão RF	Até 10 dBm
Exactidão da frequência	\pm 10 ppm
Desvio de frequência	64 KHz
Sensibilidade de recepção	-102 dBm

A Figura 4.23 demonstra o esquema de pinos do ER400TRS e as suas dimensões, seguido da tabela de ligações do módulo ao microcontrolador e designações de pinos.

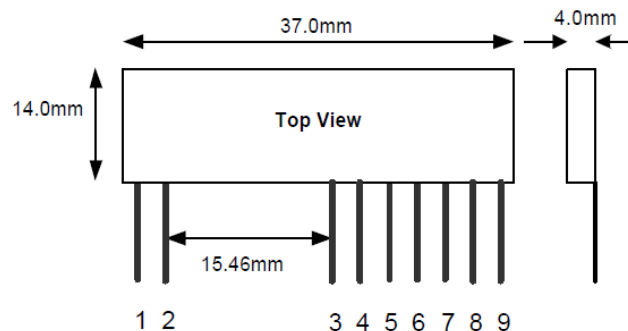


Figura 4.23. Esquema de pinos e dimensões do *Easy-Radio* ER400TRS.

Pino	Nome	Descrição	Ligação
1	Antena	Conectar a uma antena	antena
2	<i>Ground</i> RF	Ligar ao <i>ground</i> da antena e plano de <i>ground</i> , internamente ligado a outros pinos de <i>ground</i> .	Referência digital
3	RSSI	Indicação da força do sinal recebido	Não utilizado
4	Indicador de módulo pronto	Indicação que o módulo está pronto a receber dados do anfitrião.	Não utilizado
5	SDO	Saída de dados	Microcontrolador (P2.5)
6	SDI	Entrada de dados	Microcontrolador (P2.4)
7	Entrada de anfitrião pronto	Entrada que serve para perceber se o anfitrião está pronto a receber.	Referência digital (não utilizado)
8	Vcc	Alimentação positiva	Alimentação positiva
9	<i>Ground</i>	Referência electrónica	Referência digital

Os pinos SDO e SDI, respectivos ao ER400TRS, são os pinos responsáveis pela transferência dos dados do microcontrolador para a interface do utilizador e vice-versa. Estes pinos estão ligados aos pinos da USART, a partir dos quais o microcontrolador comunica.

Para a comunicação funcionar são necessários dois módulos, um para a placa e outro para o PC. Como o protocolo de comunicação entre os módulos e a placa ou o PC é em modo UART, tudo o que é colocado no pino SDI de um módulo ER400TRS, aparece no outro módulo à mesma taxa de transmissão no pino SDO. Esta comunicação não altera a natureza dos dados em qualquer parâmetro, sendo para os dispositivos emissores (placa de aquisição e PC), como se estivessem ligados fisicamente. A maneira como o módulo rádio está ligado ao microcontrolador é uma configuração simples de pinos, quanto ao PC é abordada de seguida.

4.6.2 Placa de Comunicação USB

Para comunicar com um PC o módulo rádio escolhido requer uma interface que comunique através de um protocolo de comunicações compatível com o PC. Nesse intuito foi necessário encontrar uma maneira de conseguir comunicar com o módulo e o PC através de uma porta de comunicações usual.

Um módulo que é conhecido é o módulo DLP-USB232M da empresa *FTDI* que permite comunicar com um PC através da porta USB, e é compatível com comunicação série UART e RS232. O módulo emula uma porta série através da porta USB, facilitando a comunicação com componentes electrónicos nestes protocolos. A Figura 4.24 é a fotografia do módulo conversor.

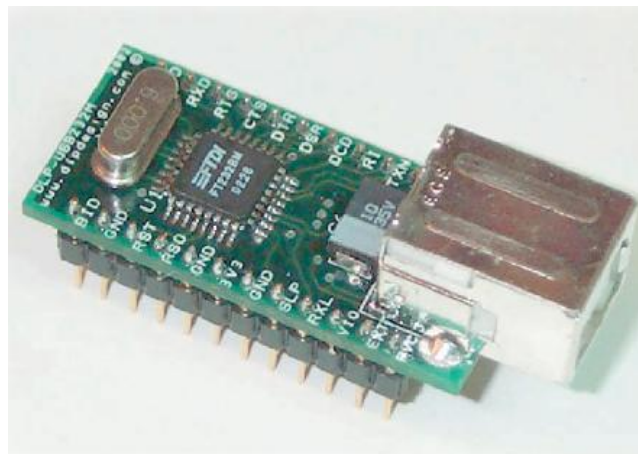


Figura 4.24. Módulo DLP-USB232M.

Em conjunto com o módulo ER400TRS é possível comunicar com o PC a partir do esquema de ligações da Figura 4.25. Estes dois módulos são suficientes para uma interação completa com o PC, contudo requer esta solução toda a parte de produção de uma PCB.

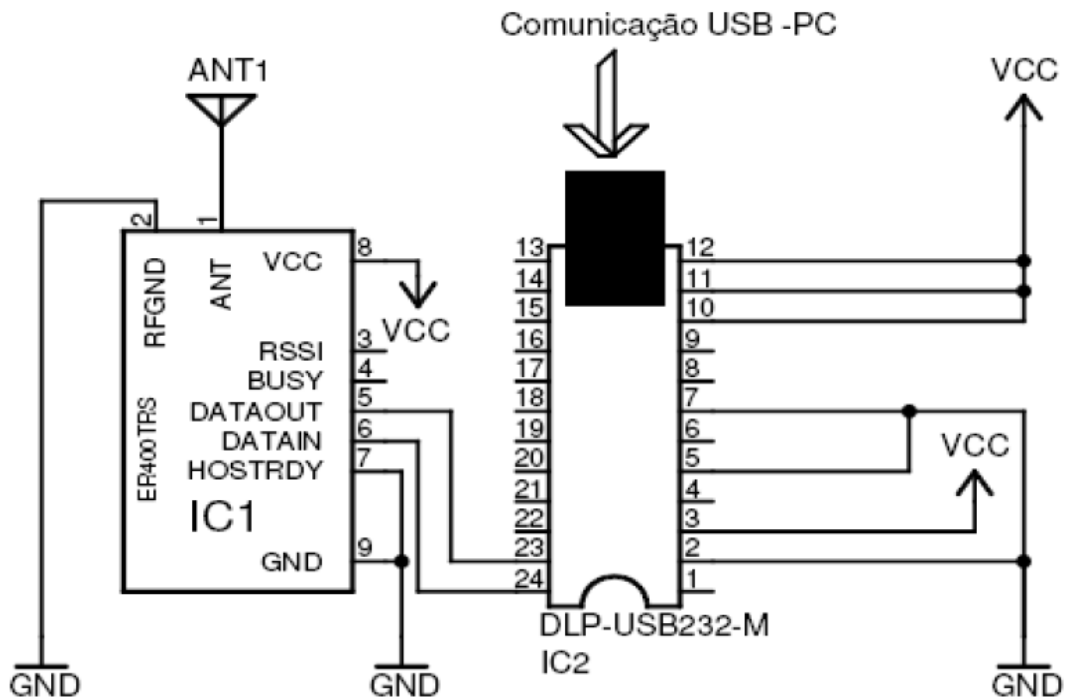


Figura 4.25. Esquema de ligações dos módulos de comunicação ao PC.

A Figura 4.26 é a fotografia da montagem do esquema referido no laboratório, que se verificou funcional.



Figura 4.26. Montagem dos dois módulos para comunicar com o PC.

Este esquema já existe no mercado implementado numa placa de comunicações. A empresa de electrónica *Active Robots* disponibiliza a placa da Figura 4.27, que é a implementação do esquema abordado, revela-se uma solução mais elegante e ainda disponibiliza indicadores alimentação e comunicação através de LEDs.

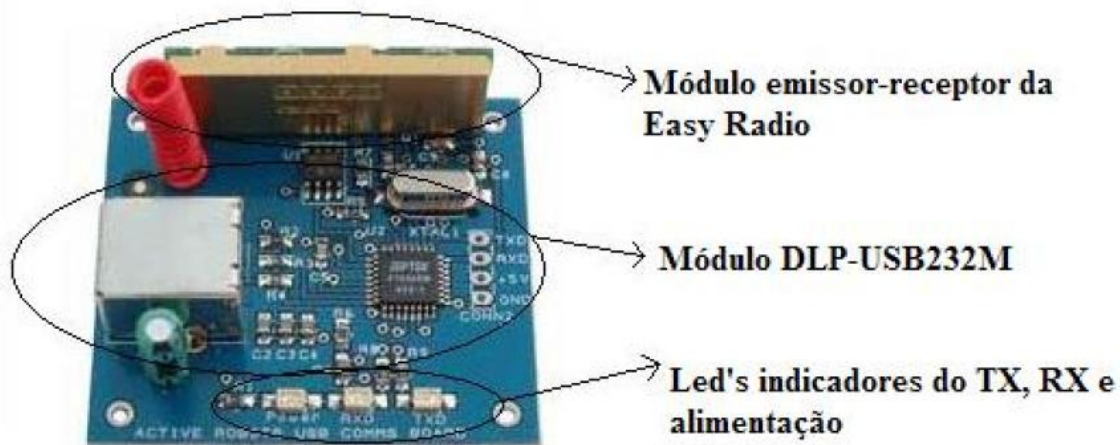


Figura 4.27. Placa de comunicação USB da *Active Robots*.

Esta placa é a única electrónica necessária para interagir com o PC, ao possuir o módulo ER400TRS na sua constituição a comunicação com a placa é directa.

4.6.3 Antena

A antena é o componente cuja função é transformar energia electromagnética guiada pela linha de transmissão em energia electromagnética irradiada. Pode-se também dizer que esta lei serve também no sentido inverso, isto é, transformar energia electromagnética irradiada em energia electromagnética guiada para a linha de transmissão. Portanto, a sua função é primordial em qualquer comunicação onde exista rádio frequência. A relação entre as potências de emissão e recepção é proporcional e obedece à Fórmula de Friis, dada pela Equação 4.1.

Pela sua natureza, a antena ocupa sempre o último lugar na cadeia de transmissão e o primeiro lugar na cadeia de recepção, daí a sua grande importância.

É de referir que quanto maior a frequência utilizada na comunicação, maior deve ser a fiabilidade dos dispositivos, equipamentos e medições, de modo a não haver perdas de bits.

A antena utilizada pelos módulos é definida por um fio condutor com tamanho igual a um quarto do comprimento de onda da frequência de emissão. A frequência de emissão é de 434,00 MHz. O comprimento do fio será então dado pela Equação 4.2.

$$C_f = \frac{C}{4f} \quad (4.2)$$

Onde:

- C_f - Comprimento fio condutor.
- C - Velocidade da luz, igual 299 792 458 m/s.
- f - Frequência do sinal emitido.

Para uma frequência de 434 MHz tem-se um comprimento de fio igual 17.309 cm.

4.6.4 Teste de Comunicação Sem Fios

Para testar a montagem do módulo ER400TRS com o microcontrolador, bem como a comunicação com o PC através da placa da *Active Robots*, programou-se o microcontrolador com um código que permitisse comunicar entre este e o PC bidireccionalmente.

A operação do microcontrolador é repetir tudo o que recebe, isto é, todos os dados que são recebidos no pino URXD da USART são transmitidos sem manipulações pelo pino UTXD. Para enviar os dados para o microcontrolador a partir do PC utilizou-se um *software* designado RComSerial v1.2, criado por António Rogério Messias também criador do site www.rogercom.com. Este *software* permite controlar a porta série virtual, possibilitando o envio de *strings* de caracteres, e visualizar os dados que são recebidos. Um pormenor é que todos os dados recebidos e enviados são interpretados para caracteres do código ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*).

O código do microcontrolador encontra-se no Anexo 3. As Figuras seguintes são as fotografias do teste em execução.

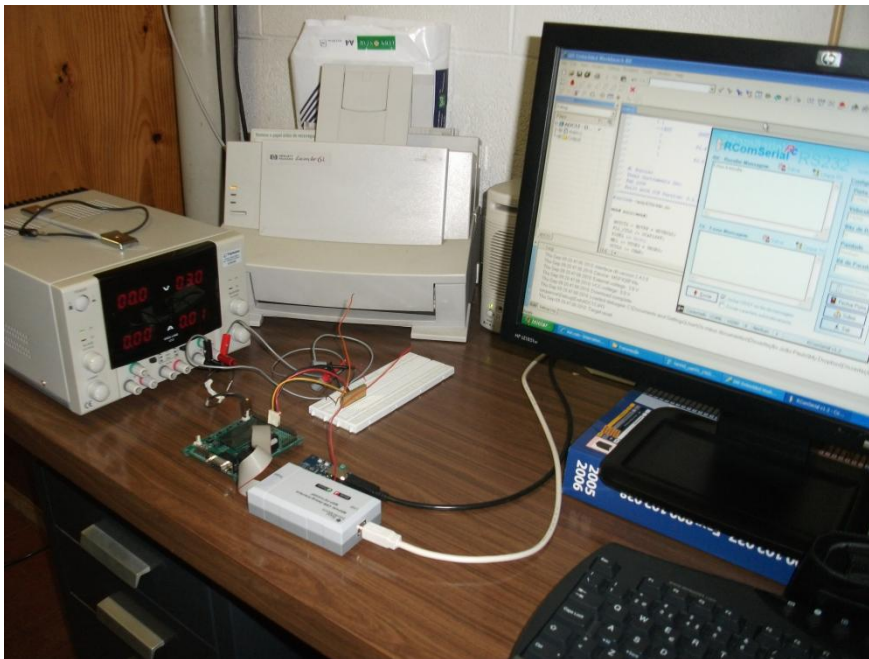


Figura 4.28. Fotografia 1 do teste da comunicação sem fios.

Alimentados a 3 V, todos os componentes encontram-se com a mesma referência. Pelas fotografias identificam-se os 2 módulos ER400TRS separados fisicamente. Os resultados dos testes da comunicação são demonstrados pelo *software* utilizado, sem perda de dados. A comunicação é feita a uma taxa de transmissão de 19 200 bps de 8 bits sem paridade e um bit de paragem.

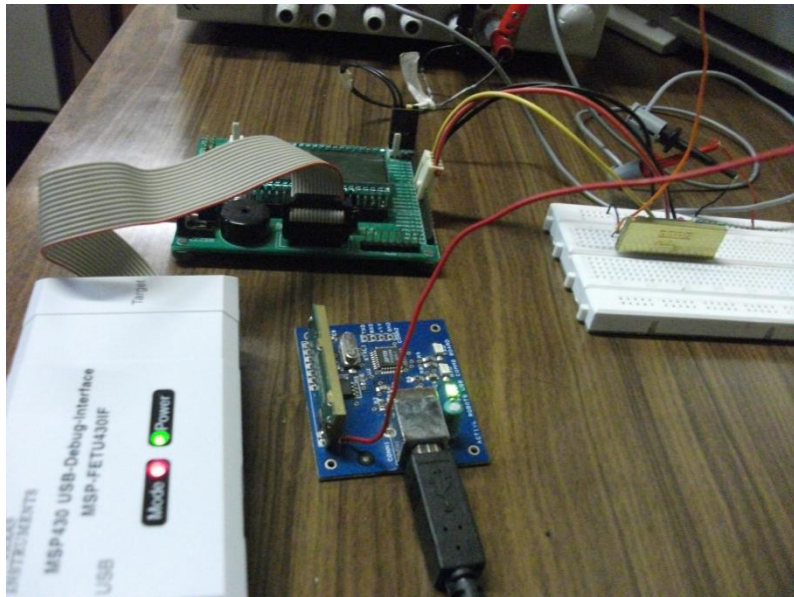


Figura 4.29. Fotografia 2 do teste da comunicação sem fios.

A Figura 4.30 é uma representação da área coberta pelos testes no departamento de física da UBI. O teste foi executado a distâncias superiores a 30 metros, com a presença de obstáculos físicos. Até essas distâncias não ocorreu perdas de bits de dados. Conclui-se que os módulos utilizados são fiáveis e revelam-se adequados para as comunicações do projecto.

A Figura 4.31 é a visualização do RComSerial em funcionamento, disponibilizando os dados recebidos. À esquerda o pacote a ser enviado à direita o pacote recebido com sucesso.

O processamento digital por parte do microcontrolador acaba aqui, entrando nesta etapa a interface de monitorização, é esta que vai manipular os dados a disponibilizar ao utilizador, e simultaneamente regular o funcionamento do condicionamento de sinal para cada canal de entrada.

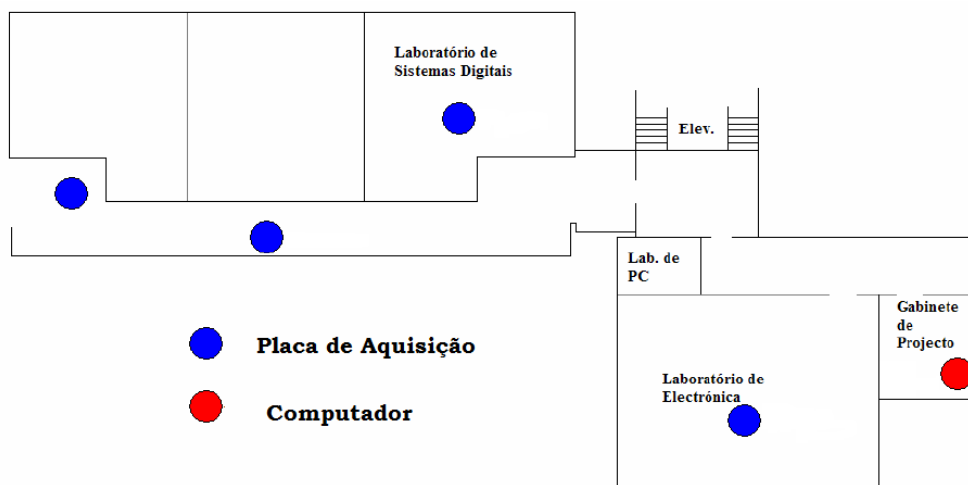


Figura 4.30. Representação da planta da área de execução do teste.

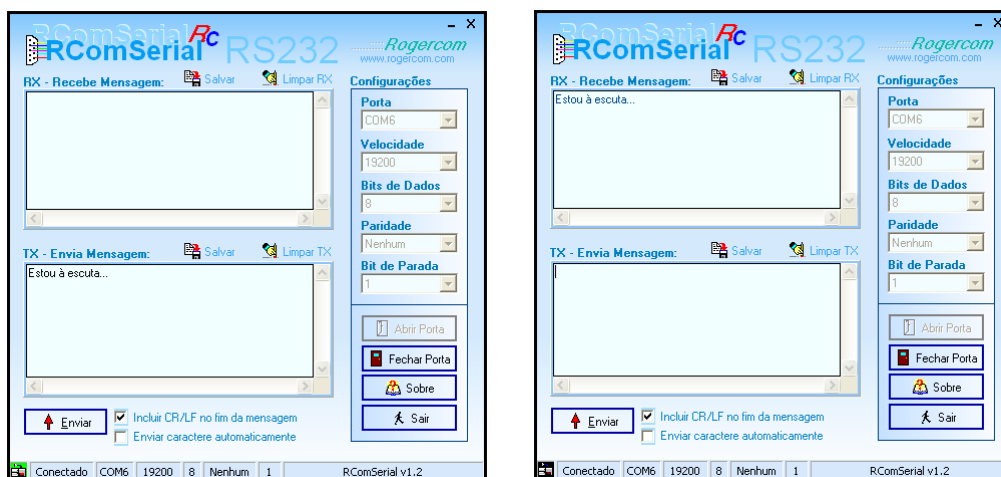


Figura 4.31. RComSerial em funcionamento.

4.7 Resumo do Processamento Digital

Esta secção pretende sumarizar o funcionamento do microcontrolador na cadeia de dados. A Figura 4.32 é o fluxograma do código do microcontrolador.

A variável n é uma variável de controlo do fluxo do próprio fluxograma, não sendo uma variável do microcontrolador, nem simboliza um algoritmo de processamento, a forma como é utilizada.

Este fluxograma é uma síntese dos processos descritos neste capítulo. O microcontrolador programa os potenciômetros que impõem o ganho para cada canal de entrada. Só ao final das 8 conversões, 4 de cada canal, é que os dados são enviados para o PC, pelo processo descrito anteriormente.

No início do programa o microcontrolador é carregado com os valores das resistências para cada canal, o mesmo acontecendo assim que varie algum sinal de entrada, e o utilizador dê ordem. Este processo será descrito em pormenor no Capítulo 5. O código final do microcontrolador encontra-se no Anexo 3.

Este capítulo considera-se encerrado, ficando o projecto, a nível de processamento, consolidado com o Capítulo 5.

O Capítulo 5 é responsável pela descrição da unidade de monitorização, no mesmo são descritos alguns testes de controlo do MSP430 pelo PC. Com recurso ao PC e a uma interface especialmente criada para o projecto, vai ser possível controlar todo o processo de aquisição e visualizar os dados das conversões.

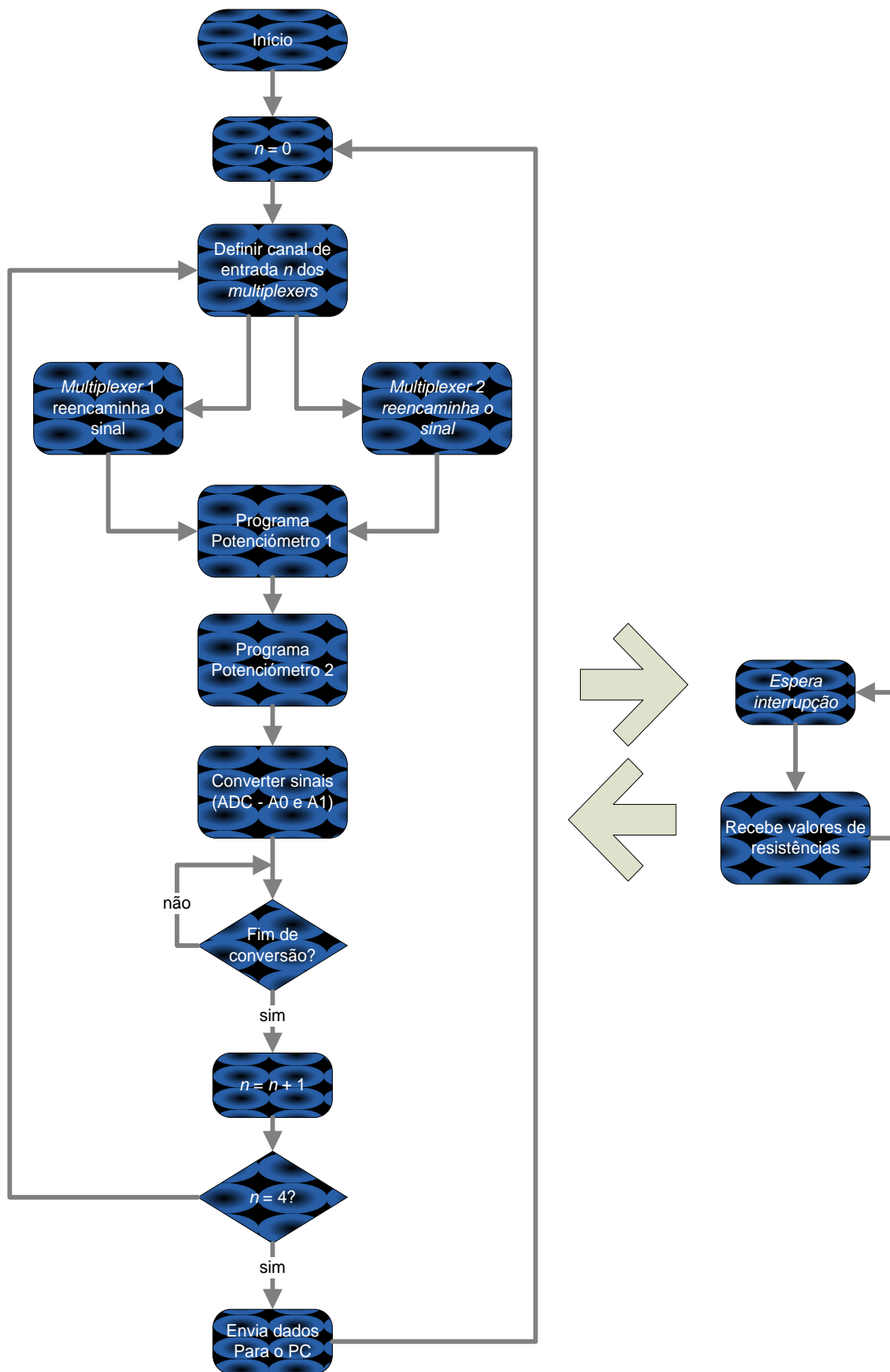


Figura 4.32. Fluxograma do programa do microcontrolador.

Capítulo 5

Interface de Monitorização

Este capítulo dedica-se à descrição do software utilizado para a construção de uma interface para o utilizador. Esta interface permite ao utilizador monitorizar os sinais de entrada e parametrizar a placa de aquisição, consoante os mesmos. A interface de monitorização, para além de ser o intérprete do utilizador, regula o funcionamento da placa, de forma a definir os ganhos de entrada para cada canal. Os testes executados à interface de monitorização, juntamente com a placa projectada, constam neste capítulo.

5.1 Monitorização

A monitorização é o processo pelo qual se observa e controla um determinado evento. Neste projecto a monitorização consiste em observar sinais provenientes de sensores, e definir parâmetros para a correcta aquisição de cada sinal.

Para a construção de uma interface que o utilizador possa utilizar com segurança e facilidade, é necessária a utilização de um *software* estável e com provas dadas. Para além da interacção com o utilizador, o *software* tem de aceder à informação da placa de aquisição e transmitir informação para a mesma, isto é, tem de ser capaz de aceder à porta USB do PC, como foi descrito no Capítulo 4, pois é através desta, que acede ao módulo de comunicações sem fios. A informação recebida tem de ser tratada, o que impõe que o *software* possua capacidade de manipulação de dados.

Um requisito que se considerou importante para o projecto, foi a capacidade de tornar a placa acessível, na sua utilização e instalação em qual quer PC. Assim, tomou-se como requisito primordial, que o *software* escolhido tivesse a capacidade de compilar o código produzido, e criasse um executável autónomo, que não necessitasse da instalação do *software* propriamente dito. Este pressuposto, permite ao utilizador utilizar qualquer PC para efeitos de monitorização, de uma forma rápida e sem complicações.

É na descrição do *software* utilizado e o código concebido que este capítulo recai. Descrevem-se ainda, alguns testes executados com a placa de aquisição, de forma a adquirir sinais e a adequar o ganho dos canais de entrada.

5.2 Software Utilizado

Da análise de diversificadas linguagens de programação e *softwares*, optou-se por utilizar um produto desenvolvido pela empresa *National instruments*, o *LabVIEW* v8.5. O *LabVIEW* (acrónimo para *Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) é uma linguagem de programação gráfica originária da *National Instruments*. A primeira versão surgiu em 1986 para o *Macintosh*, e actualmente existem também ambientes de desenvolvimento integrados para os Sistemas Operacionais *Windows*, *Linux* e *Solaris*.

Os principais campos de aplicação do *LabVIEW* são a realização de medições e a automação. A programação é feita de acordo com o modelo de fluxo de dados, o que oferece a esta linguagem vantagens para a aquisição de dados e para a sua manipulação.

Os programas em *LabVIEW* são chamados de *virtual instruments* (*Vis*). São compostos pelo painel frontal, que contém a interface de utilizador, e pelo diagrama de blocos, que contém o código gráfico do programa, Figura 5.1 e 5.2. O programa não é processado por um *software*, mas sim compilado.

Deste modo a performance é comparável à exibida pelas linguagens de programação de alto nível. A linguagem gráfica do *LabVIEW* é chamada "G".

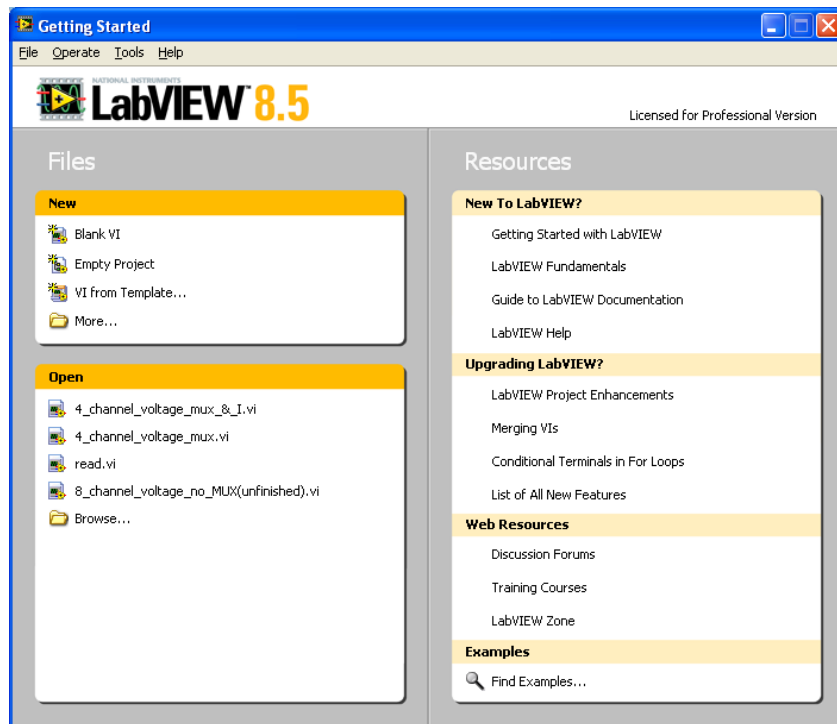


Figura 5.1. Menu inicial do *LabVIEW* v8.5.

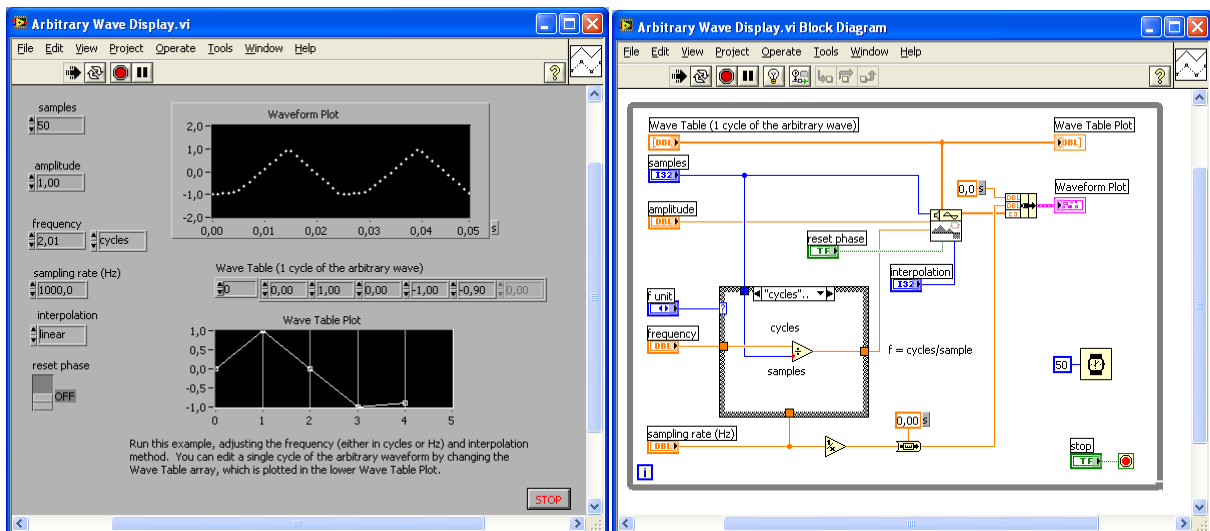


Figura 5.2. Painel frontal e diagrama de blocos de um VI gerador de sinais.

Os blocos de funções são designados, igualmente, por *virtual instruments*. Isto é assim porque, cada programa (VI) pode ser usado como sub-programa (sub-VI) por qualquer outro ou pode, simplesmente, ser executado isoladamente. Devido à utilização do modelo do fluxo de dados, as chamadas recursivas não são possíveis, podendo-se, no entanto, conseguir esse efeito pela aplicação métodos mais complexos.

O programador liga VIs com linhas e define, deste modo, o fluxo de dados. Cada VI pode possuir entradas e/ou saídas. A execução de um VI começa quando todas as entradas estão disponíveis. Os resultados do processamento são então colocados nas saídas assim que a execução do sub-VI tenha terminado. Desta forma, a ordem pela qual as tarefas são executadas é definida em função dos dados. Uma ordem pré-definida (por exemplo, "da esquerda para a direita") não existe.

Com o recurso a este tipo de linguagem é possível desenvolver programas de uma maneira fácil e bastante mais rápida que as tradicionais linguagens de programação.

Uma vantagem bastante apelativa é a possibilidade de criar interfaces gráficas com rapidez e esteticamente cuidadas. Consegue-se um aspecto profissional e trabalhado através de poucos passos.

O *software* permite ainda, a criação de um executável do programa final, que juntamente com um *runtime engine*, também criado, possibilita a execução do código em qualquer PC. Assim, retira-se a carga de ter que ser adquirir o *software* e instalá-lo na sua totalidade, poupando-se em tempo e espaço em memória, e tornando o processo mais acessível.

5.3 Interface Concebida

Esta secção descreve a aparência da interface que foi criada, para interagir com a placa de aquisição de dados. Todo o processo foi realizado no *software* anteriormente descrito. O diagrama de blocos que proporcionou a criação da interface encontra-se em anexo, pois é bastante extenso.

A descrição da interface inclui o modo como esta deve ser utilizada. É explicado a forma como deve ser instalada no PC, bem como a descrição de cada campo da mesma, para que a sua utilização seja compreensiva.

5.3.1 Instalação no PC

Para interagir com a placa de aquisição de dados não basta instalar a interface, é também necessário instalar os controladores para a placa USB da *Active Robots*. De seguida abordam-se as duas instalações de forma a preparar um qualquer PC, para uma interacção com a placa de aquisição de dados projectada.

Como a constituição da placa USB é composta pelo módulo rádio ER400TRS em conjunto com o módulo DLP-USB232M, é necessário instalar os controladores que regulam a comunicação com este último. Ao conectar a placa a uma porta USB, recebe-se a informação que um dispositivo foi conectado ao PC. É neste momento que se deve instalar os controladores. Para adquirir os mesmos, basta aceder ao site do fabricante *FTDI*.

O sucesso da instalação pode ser verificado, através do acesso ao gestor de dispositivos do *Windows*, onde se pode encontrar na secção “Portas (COM e LPT)”, a presença de uma porta COM adicional, com a referência “USB Serial PORT (COMx)”, onde x será o número correspondente à porta série virtual, que pode variar consoante o PC. A Figura 5.3 apresenta esta situação.

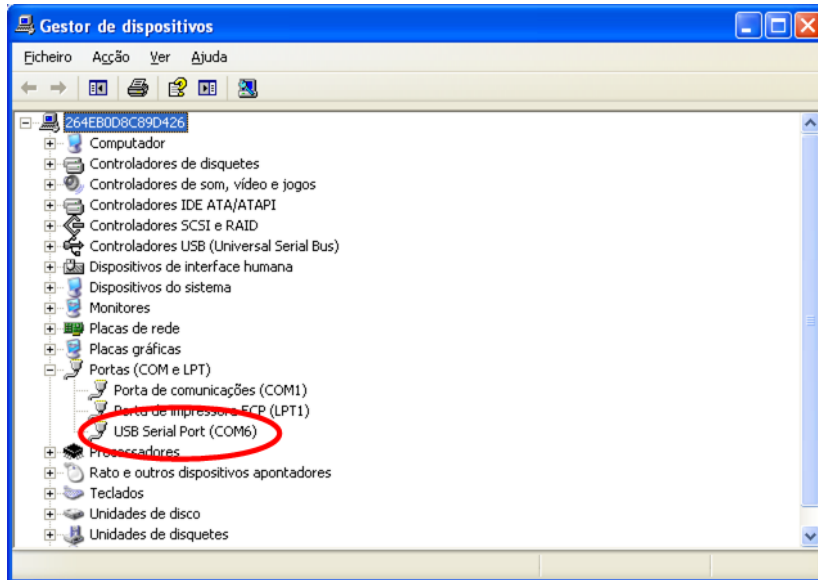


Figura 5.3. Gestor de dispositivos com porta série virtual instalada.

Chegado a este ponto, apenas é necessário instalar a interface, de modo a poder ser utilizada. Após a instalação, a utilização resume-se a executar a interface através do executável, como qualquer outro *software* instalado.

O primeiro passo para instalar a placa de aquisição, é executar o instalador, criado previamente pelo *LabVIEW*. O instalador é bastante intuitivo, sendo equiparável aos habituais instaladores dos *softwares* mais comuns. A Figura 5.4 apresenta a janela do instalador em execução.

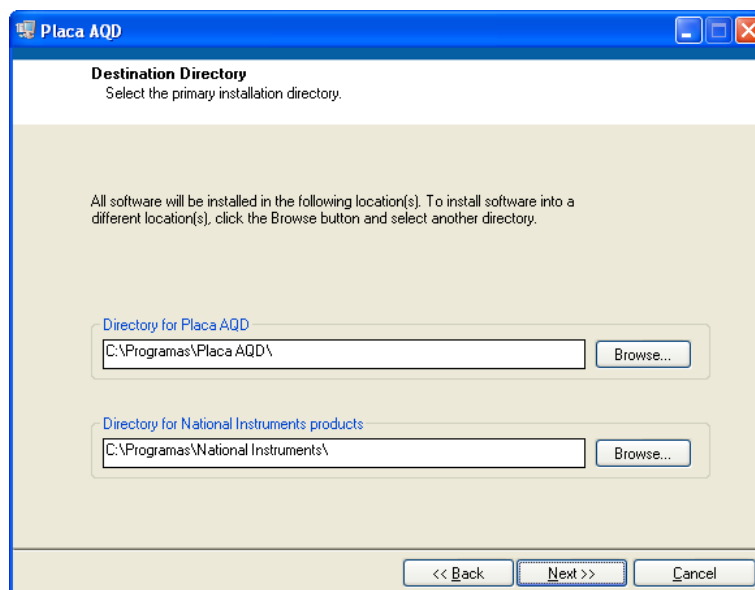


Figura 5.4. Instalador da interface da placa de execução.

Após a instalação, o PC está pronto a correr a interface. Utilizando o executável, criado igualmente pelo *LabVIEW*, a interface é iniciada, sendo este o método para utilizar a interface em futuras execuções. A Figura 5.5 apresenta a interface em execução.

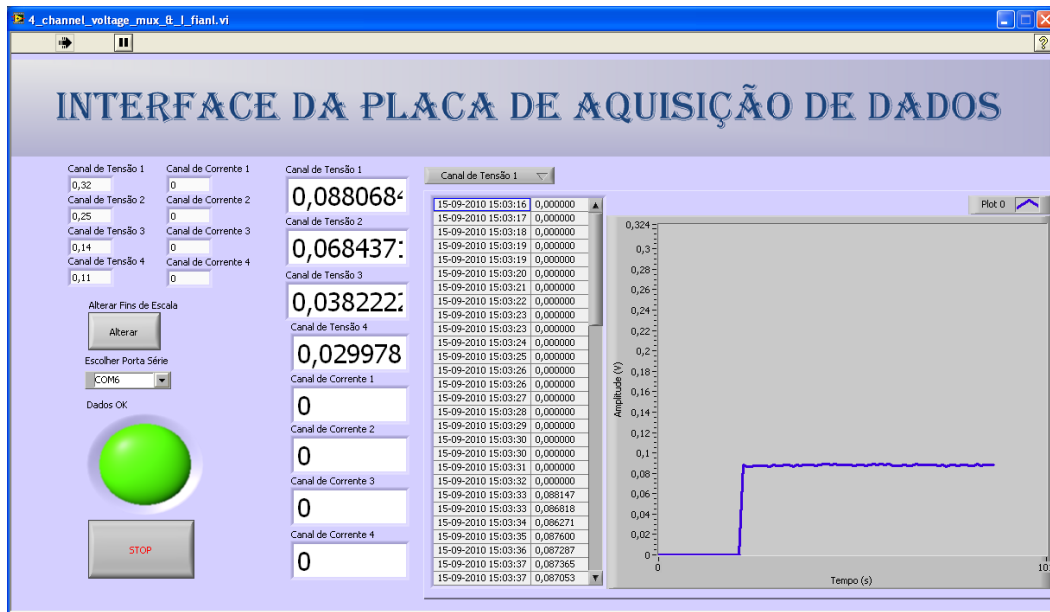


Figura 5.5. Interface da placa de aquisição de dados.

5.3.2 Descrição da Interface

Para se poder utilizar a interface, é necessário perceber a que informação corresponde cada campo visível. Desta forma, procede-se em seguida à descrição pormenorizada de cada campo da interface. A Figura 5.6 apresenta interface com os campos numerados, e descritos na Tabela 5.1.

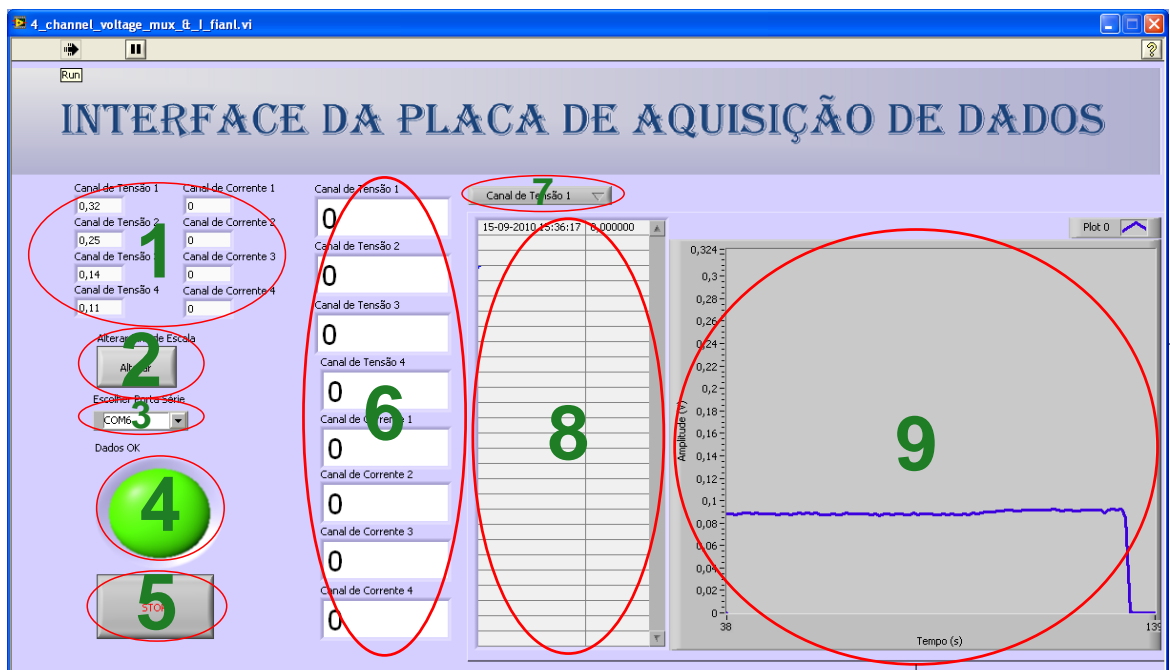


Figura 5.6. Identificação da interface da placa de aquisição de dados.

Tabela 5.1. Descrição dos campos da interface.

Número do Campo	Descrição
1	Neste campo define-se os valores máximos dos fins de escala de cada canal de entrada. É este parâmetro que contribui para o cálculo do ganho de cada canal de entrada.
2	Após definição dos valores do campo 1, é necessário indicar à placa os devidos valores. Clicando no botão “Alterar”.
3	Antes de iniciar a utilização é necessário definir a porta série, onde está ligada a placa USB.
4	Este indicador é o indicador que a informação é recebida com sucesso. Quando apresenta a cor verde indica a boa recepção da informação da placa. No caso de cor vermelha, a informação não foi bem recepcionada. Esta recepção baseia-se no preâmbulo “ADC”.
5	Para parar a interface, é necessário clicar neste botão, ou sair do programa.
6	Indica o valor instantâneo de cada canal, em simultâneo.
7	Permite escolher que canal deve ser disponibilizado pelos campos 8 e 9.
8	Apresenta uma tabela ordenada, por tempo de execução, de valores para cada canal, consoante o campo 7.
9	Apresenta um gráfico, que permite observar a variação dos valores ao longo do tempo, do canal escolhido no campo 7.

5.3.3 Teste da Interface

Para testar a interface utilizou-se uma montagem parcial da placa de aquisição. Esta montagem apenas continha a parte correspondente à aquisição de sinais em tensão. O objectivo é perceber se a comunicação implementada está operacional, e se a placa e interface reagem conforme descrito nos capítulos anteriores. As Figuras 5.7 e 5.8 apresentam as fotografias da montagem durante o teste.

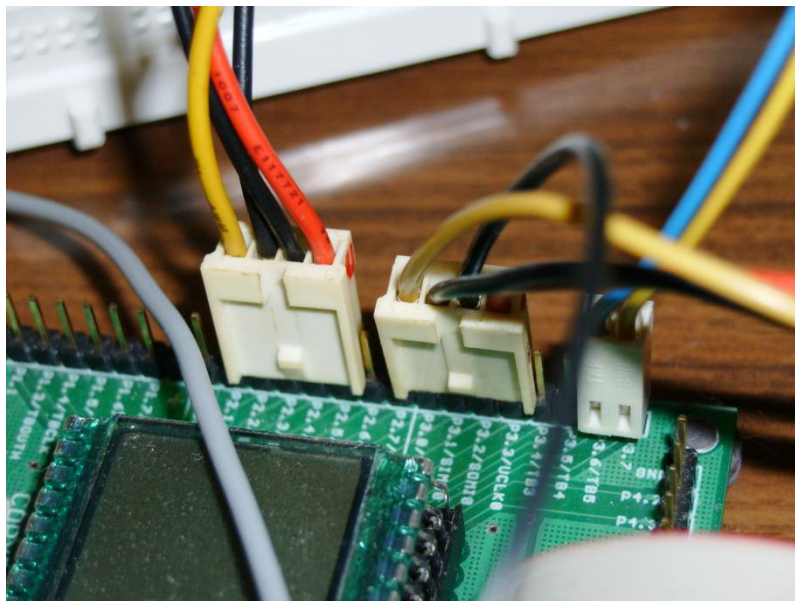


Figura 5.7. Ligação da montagem à placa MSP430-449STK.



Figura 5.8. Montagem para o teste da interacção interface e placa de aquisição.

Para a simulação de um sensor com saída em tensão, utilizou-se uma fonte de alimentação. Os 4 canais de entrada encontram-se ligados ao *multiplexer*, contudo os 4, estão ligados ao mesmo sinal de entrada.

Com diferentes valores de fim de escala, para cada canal, adquiriu-se o mesmo sinal. Os valores, afectados do ganho adaptado para cada canal, revelaram-se próximos sem discrepâncias significativas. Isto significa que os ganhos estão a ser definidos correctamente, dentro do intervalo definido. A Figura 5.9 apresenta uma das situações da interface em execução.

A fonte apresenta uma variação da sua tensão linear. Este atributo foi utilizado para simular as variações de um sensor real.

Os canais de corrente como não se encontravam ligados a qualquer sinal, são considerados nulos. Contudo como o canal de entrada analógico do ADC do microcontrolador, destinado ao multiplexer dos sinais em corrente, já está configurado, a este canal pode-se ligar uma tensão de 0 a 2.5 V. Neste caso os canais de corrente aparecerão todos com o mesmo valor, não de uma corrente mas sim uma tensão.

Ao medir-se a resistência do potenciómetro, para cada situação, registou-se que o valor era o esperado para um determinado ganho, associado a um fim de escala definido na interface.

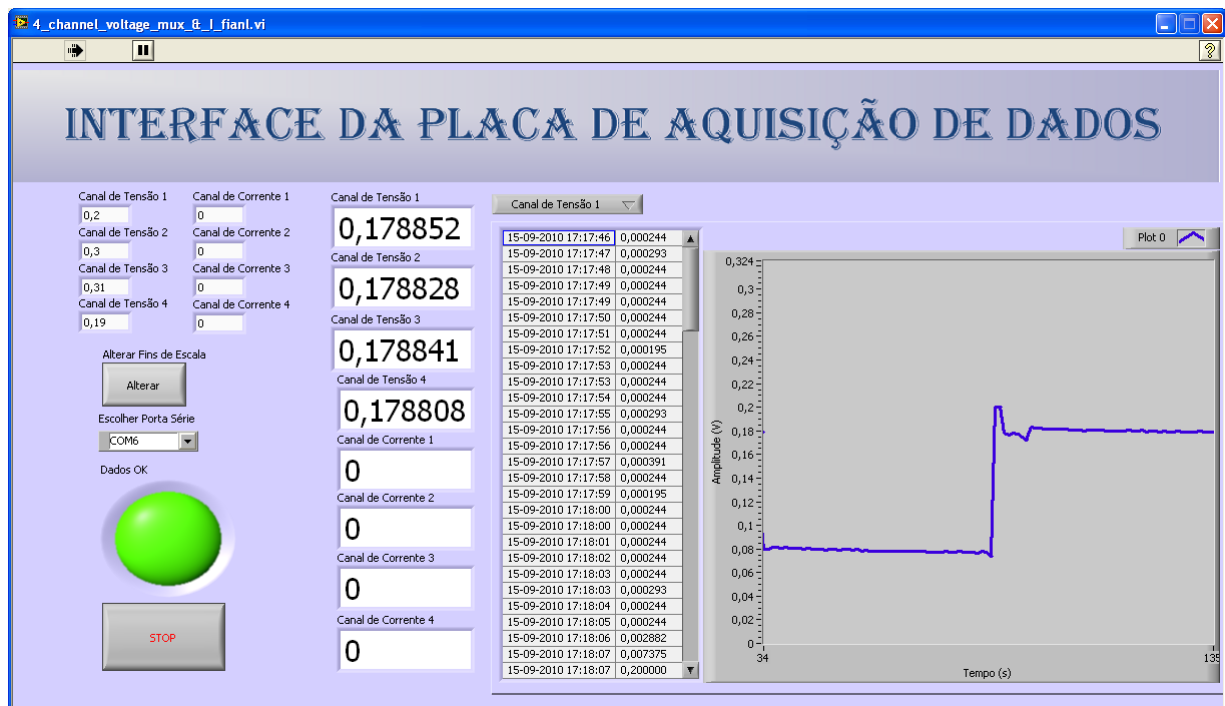


Figura 5.9. Interface em execução durante o teste.

A comunicação entre a placa e a interface, revelou-se funcional, comportando-se da maneira esperada sem qualquer perda de informação. Desta forma, considera-se que a placa está pronta para ser implementada numa placa de circuito impresso.

O Capítulo 6 vai-se focar na construção da placa num PCB. Esta implementação permite o desenvolvimento e aprendizagem de técnicas de design de PCBs. A construção de PCBs é uma técnica bastante complexa, pois dependendo dos sinais presentes num PCB, cada pista condutora tem de ser correctamente dimensionada e isolada de restantes pistas que possam provocar ruído na mesma.

O funcionamento de todos os componentes e interacção entre os mesmos, está, integralmente, explicada até este ponto. Falta expor a implementação física do projecto num PCB, bem como os conectores escolhidos para os sensores.

Um ponto bastante importante ainda não abordado é a alimentação da placa. Existem muitas formas de o fazer, com diferentes vantagens para cada uma.

Capítulo 6

Placa de Circuito Impresso

Este capítulo é dedicado para a concepção da placa de circuito impresso, correspondente à placa de aquisição de dados. São apresentadas duas placas concebidas, com o mesmo efeito. Uma contendo o microcontrolador implementado directamente na placa, e outra, com ligação ao kit de desenvolvimento MSP430-449STK. A placa com ligação ao kit da *Olimex*, foi construída no laboratório. O esquemático que define as ligações dos componentes nas placas, é apresentado, como base do *lay out*, e de forma a identificar cada componente no *lay out* dos PCBs.

6.1 Placa Com MSP430F449 Integrado

Após a escolha e teste aos componentes utilizados no projecto, e a interligação entre eles, é necessário projectar uma placa de circuito impresso, que permita acomodar todos os componentes, respeitando as ligações entre eles.

A utilização de placas de circuito impresso, permite a acomodação dos componentes num formato compacto e mais eficiente. Os fios são substituídos por pistas de cobre, que interligam os componentes entre si. Uma placa de circuito impresso, além de utilizar a camada visível, para dispor as pistas, possibilita a utilização de camadas intermédias, que podem conter pistas condutoras. Desta forma, reduz-se ainda mais o tamanho da placa, não havendo cruzamento de pistas, nem sendo necessárias pistas com comprimentos extensos, devido a serem obrigadas a contornar componentes e outras pistas.

Neste projecto as placas utilizadas possuem apenas duas camadas, camada superior e inferior. No laboratório é possível conceber placas com 2 camadas condutoras, utilizando um forno de ultravioletas. Deste modo, o *lay out* da placa de circuito impresso, apresenta apenas as duas camadas.

O *software* utilizado para o desenho das placas, é o *Eagle 5.10*. Este *software* pertence à empresa *CadSoft*. Com a utilização desta ferramenta é possível desenhar a placa de circuito impresso, obedecendo a um esquemático de ligações, igualmente, desenhado neste *software*.

Nesta secção a placa apresentada, é a placa que seria construída, caso existisse a possibilidade de soldar componentes com encapsulamentos tão reduzidos, no laboratório da universidade. É a placa que se considera ideal. A placa neste formato, seria independente, contendo já incorporado o microcontrolador. A única ligação exterior seria à alimentação.

A Figura 6.1 apresenta o esquemático de ligações da placa. É a partir deste que é possível desenhar o *lay out* da placa de circuito impresso final.

A placa requer para cada camada uma impressão das pistas e pontos de contacto em separado, correspondentes ao cobre, que faz a condução dos sinais. O forno de ultravioletas, desempenha o papel de queimar o cobre desnecessário na placa, deixando apenas as pistas e pontos de contacto. Após esse processo, através de soluções ácidas, é removido esse cobre desnecessário, evidenciando-se o restante.

Ao nível industrial é possível ter placas com 16 camadas, sendo a largura das pistas, um factor não impeditivo, ao contrário do que acontece no laboratório. Se as pistas forem muito finas as soluções ácidas corroem-nas, completamente, inutilizando a placa. Existem fabricantes, a nível mundial, que recebem os desenhos das placas de circuito impresso, e produzem-nas. O cliente apenas tem o trabalho de soldar os componentes. Alguns fabricantes recebem os componentes, e para além da concepção da placa, também os soldam. No projecto optou-se por construir a placa na universidade.

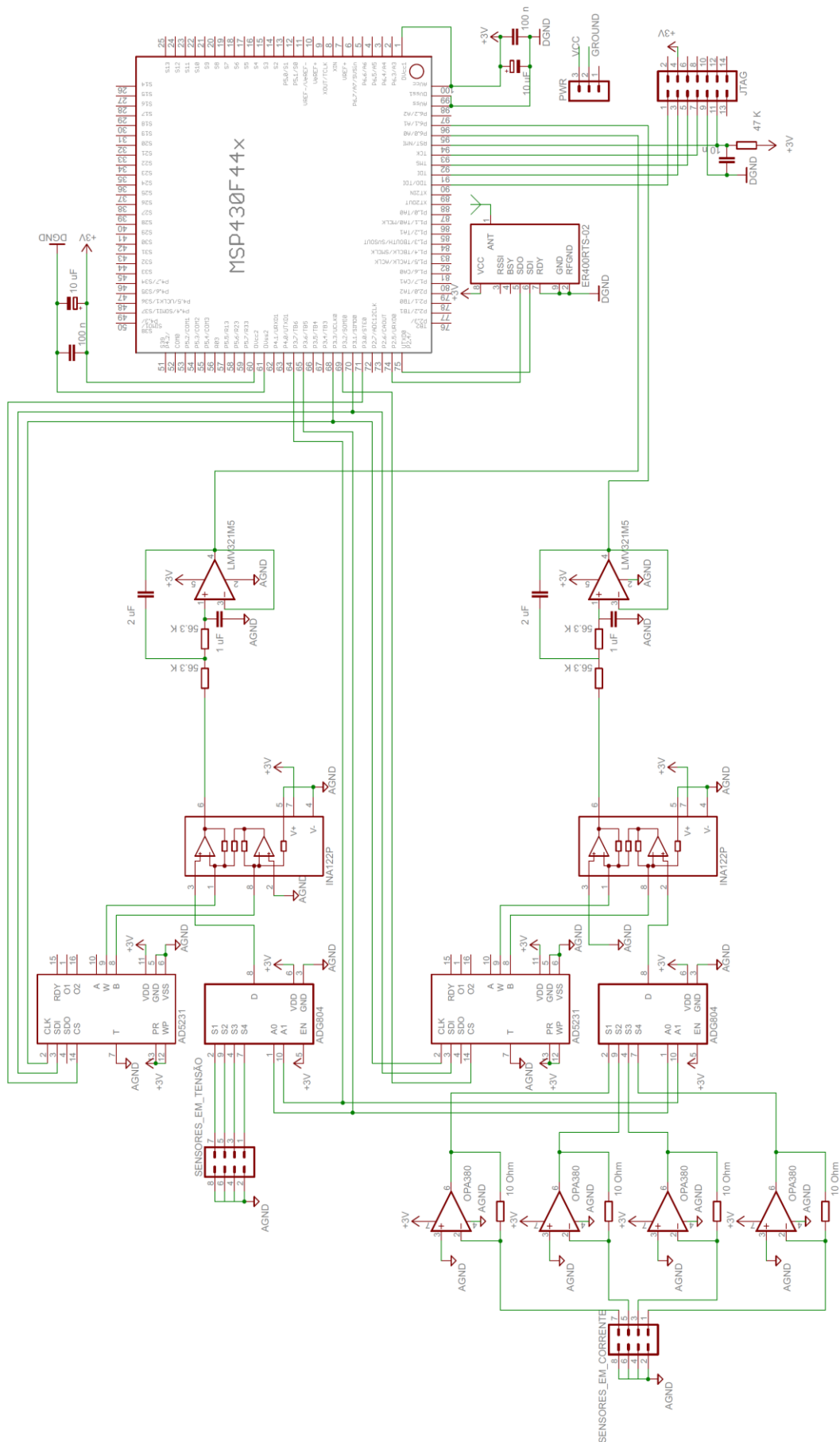


Figura 6.1. Esquemático de ligações da placa de circuito impresso.

Do esquemático anterior, foi possível construir o desenho do *lay out* da placa de circuito impresso final. A Figura 6.2, apresenta o *lay out* de uma forma combinada de camadas. As pistas da camada superior apresentam-se a vermelho, e as pistas da camada inferior a azul. Para a produção da placa é necessário ter duas imagens, uma de cada camada, onde não constam os componentes, apenas as pistas, vias e pontos de contacto.

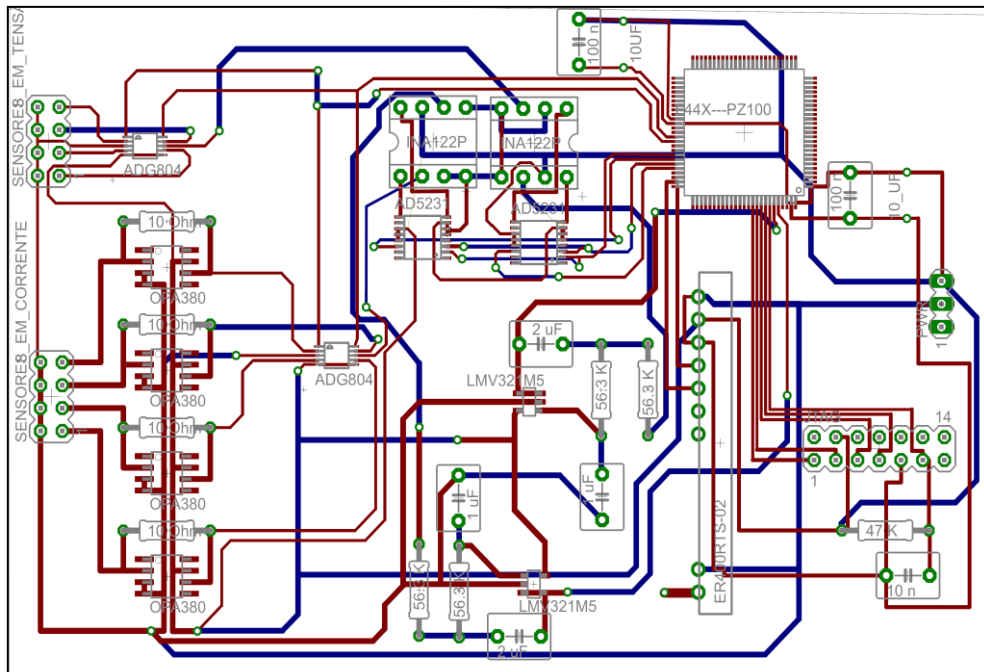


Figura 6.2. *Lay out* da placa de aquisição ideal.

Esta placa seria a maneira mais compacta do produto final do projecto. É uma placa de dimensões em centímetro de 11.5 por 7.5. A alimentação escolhida da placa, de forma a torná-la portátil, é conseguida através de duas pilhas AA 1.5V. A utilização de um suporte para pilhas é a forma como as pilhas são acomodadas na placa. O suporte para 2 pilhas AA, representado na Figura 6.3, é aparafusado na placa e conectado aos pinos do conector PWR. As referências analógica e digital, encontram-se separadas em toda a placa, apenas se unindo num único ponto.



Figura 6.3. Suporte para pilhas AA.

O conector de alimentação apresenta 3 pinos, pois esta interface, foi pensada para comportar um interruptor, podendo-se desligar a placa quando não está a ser usada. Assim, não é necessário retirar as pilhas.

Os sensores ligam-se aos conectores referenciados para cada tipo de sinal, na parte esquerda do *lay out*. Estes conectores além de disponibilizarem a entrada para o sinal, ainda disponibilizam, uma ligação à referência analógica. Esta ligação, referencia o sinal ao plano de *ground* analógico, para a conversão ser efectuada correctamente.

O MSP430F449 é programado através do conector JTAG, que se encontra, devidamente, conectado ao microcontrolador.

Estas considerações, de alimentação e ligações aos sensores, permanecem válidas para a placa que se apresenta em seguida e a qual foi construída, no laboratório de electrónica do departamento de física da universidade.

6.2 Placa de Aquisição Construída

A placa que foi construída, é idêntica à da Secção 6.1, com excepção do microcontrolador integrado. Neste caso, o microcontrolador é substituído por conectores, que servem para conectar a placa de aquisição à placa MSP430-449STK. Estas diferenças podem ser vistas na Figura 6.4, onde os conectores se encontram no lado direito do *lay out*.

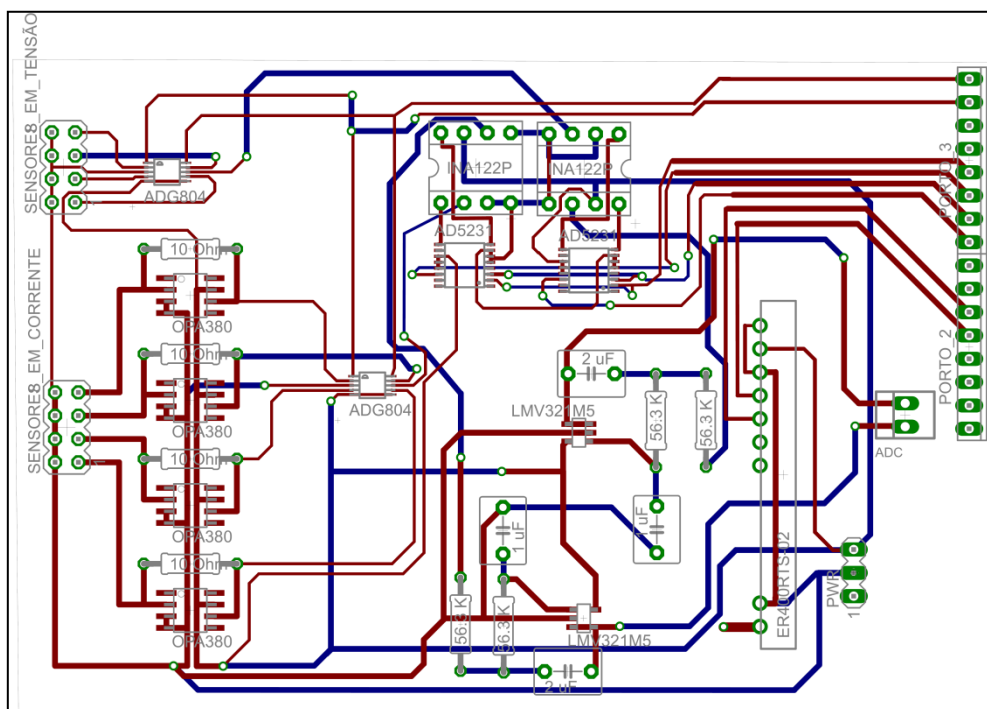


Figura 6.4. *Lay out* da placa de aquisição construída.

Para a construção da placa no forno ultravioleta, são necessárias, as já referidas, imagens de cada camada. São estas imagens que se encontram presentes nas Figuras 6.5 e 6.6. Quando são impressas para papel vegetal, as pistas e todos os outros pontos de cobre, são impressos a preto, pois o que interessa é bloquear os raios ultravioleta.

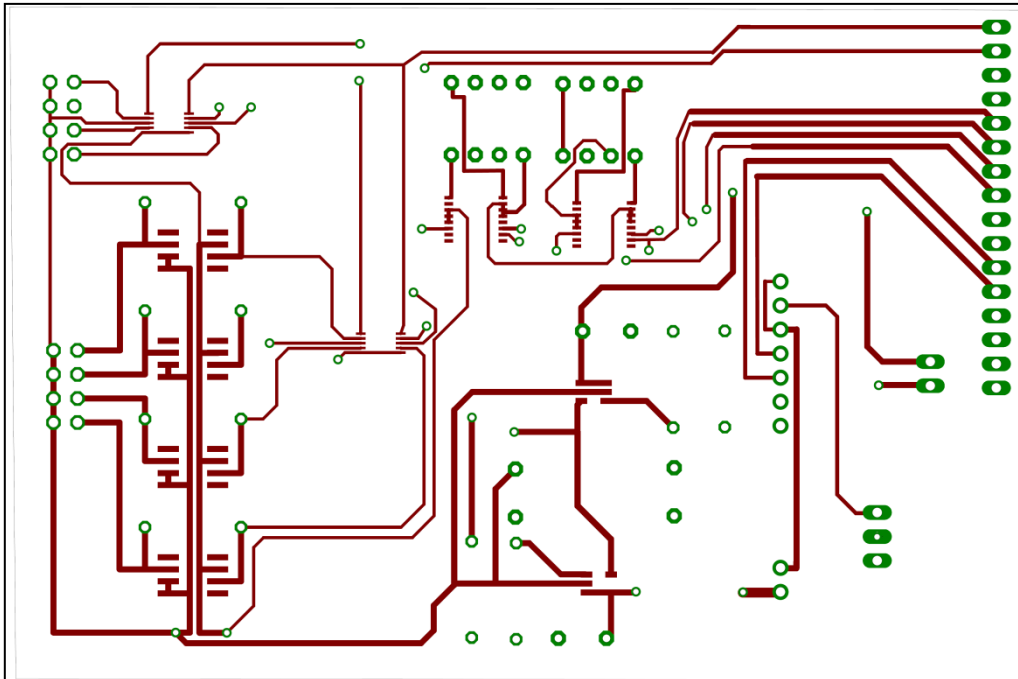


Figura 6.5. Lay out da camada superior da placa de aquisição construída.



Figura 6.6. Lay out da camada inferior da placa de aquisição construída.

Estes passos concluem a construção do PCB, no que toca ao seu desenho. Resta a construção do PCB e soldar os componentes no mesmo.

A Figura 6.7, apresenta a fotografia da placa de aquisição construída. Esta placa interage com o kit de desenvolvimento da *Olimex*, o qual se encontra posicionado à sua direita.

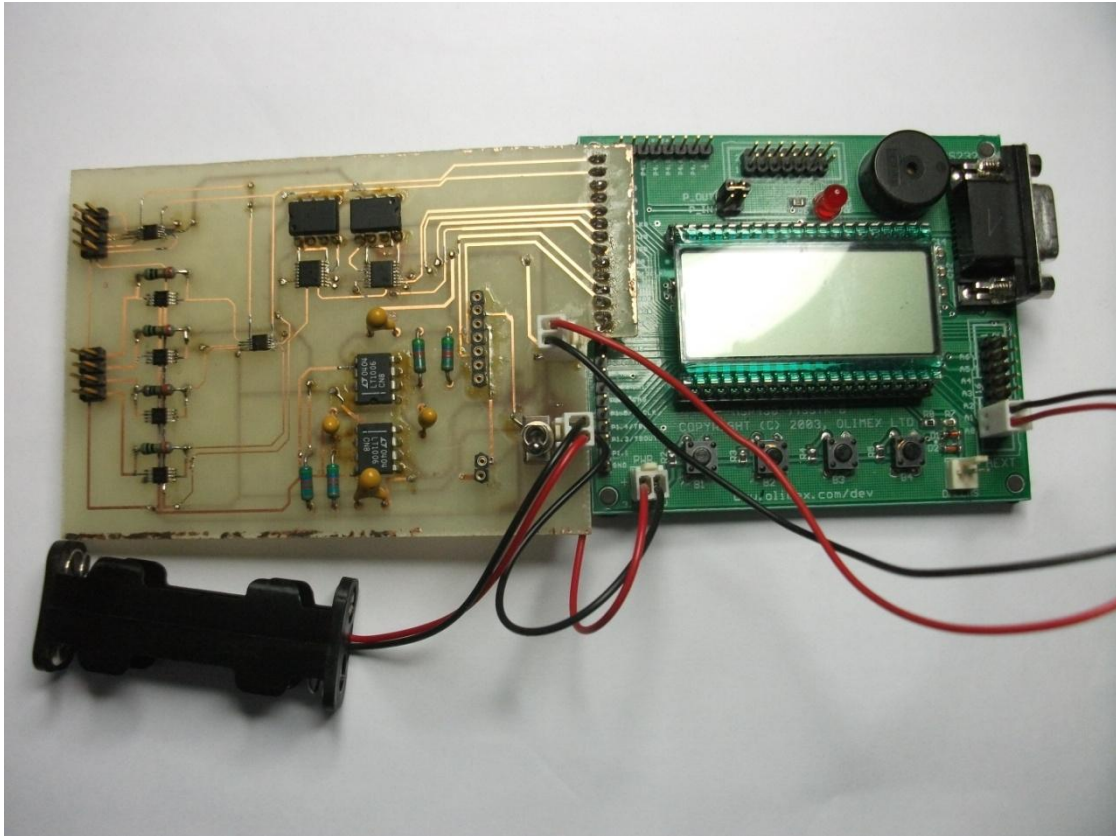


Figura 6.7. Fotografia da placa de aquisição e kit de desenvolvimento MSP430-449STK .

A alimentação da placa é assegurada por duas pilhas AA de 1.5 V. As pilhas são inseridas no suporte, o qual se encontra ligado à placa. Através do interruptor tanto a placa de aquisição como o MSP430-449STK são desligados, sem ser necessário retirar as pilhas do suporte.

Capítulo 7

Conclusão e Trabalhos Futuros

Este capítulo encerra o relatório do projecto. São discutidos os pontos conclusivos e é feita uma abordagem, a propostas futuras, para melhoramentos do sistema concebido.

7.1 Conclusão

A electrónica é um ramo da engenharia com uma forte dinâmica, apresentando variadíssimos desafios. Todos os seus ramos de investigação e desenvolvimento são passíveis de ser melhorados e refinados, nunca se dando como, absolutamente, estudados.

Considerando a panóplia de sensores disponíveis no mercado, face às características eléctricas das suas respostas, pode-se dizer que a oferta é muito vasta. Foi neste ponto que o sistema implementado incidiu. Concebendo-se um sistema na área da aquisição de dados, tentou-se criar um sistema generalista, que acomodasse a maioria de respostas eléctricas possíveis, de forma a serem adquiridas com sucesso.

Com a conclusão dos trabalhos e analisando os resultados, conclui-se que o sistema cumpriu com os objectivos. A parametrização do sistema é uma inovação que o destaca, e que torna o sistema versátil. Pode-se acomodar sensores com sinais de baixo nível, bem como interagir com sensores cujos sinais sejam muito superiores em amplitude. A inovação reside em que para sensores diferentes, a electrónica utilizada é sempre a mesma, não sendo necessários muitos componentes nem muitos canais de entrada.

Como o sistema se traduz em poucos componentes, utilizados de uma forma eficiente, o custo do projecto torna-se reduzido. Este pormenor é importante quando se considera uma possibilidade de comercialização do produto. Uma possibilidade, poderia residir na integração deste sistema, em sistemas de aquisição com múltiplos sensores, ficando a cargo do sistema criado, o condicionamento e aquisição dos sinais.

A mobilidade do sistema é uma mais-valia, pois esta característica permite ao utilizador colocar a placa de aquisição de dados, em lugares de difícil acesso e distantes. Lugares esses, onde a cablagem se tornaria um problema. Deste modo, o utilizador pode controlar, remotamente, a placa e monitorizá-la, sem ser necessária uma interligação física com a mesma.

A interface oferecida, considera-se de fácil utilização e apelativa. Um pormenor não menos importante, que oferece ao utilizador uma forma de interacção com a placa, bastante fácil de aprender e utilizar. A estética, potencia a um comprador a aquisição do produto, não podendo ser desvalorizada.

Um último pormenor não tão perceptível, é a possibilidade de optimização. Os componentes utilizados e a forma como foram geridos, permite que no futuro se possam implementar novos algoritmos, sem ser necessária uma reestruturação de *hardware*. Este facto é de grande importância, pois não incapacita o produto de ser melhorado. Os pontos propostos para melhorias futuras, podem ser implementados sem novo design da placa.

O projecto tornou-se possível devido ao Departamento de Física, juntamente, com a orientação do Prof. Dr. Sérgio Lebres. Bom local de trabalho, ofereceu as condições devidas para o projecto.

7.2 Trabalhos Futuros

Os próximos pontos referem-se a melhorias propostas para o projecto realizado.

- **Aquisição de sinais duplos** - Com a utilização do DAC do microcontrolador e o amplificador de instrumentação, poder-se-ia gerar um *offset*, que colocaria o sinal do sensor com uma escala iniciada em zero. Deste modo conseguir-se-ia ler sinais duplos sem ser necessária alimentação dupla.
- **Aquisição de sinais diferenciais** - Uma inovação importante prevista em trabalhos futuros, seria a inclusão da capacidade de leitura de sinais diferenciais. Uma alternativa seria utilizar o próprio amplificador de instrumentação.
- **Autoparametrização da placa** - Uma inovação bastante importante, que permitiria que o utilizador não necessitasse de introduzir parâmetro de controlo. Ao conectar-se um sensor à placa, o ganho do canal de entrada ajustar-se-ia, automaticamente.
- **Inclusão de um LCD** - Na própria placa de aquisição, introduzir-se-ia um *display*, que disponibilizasse ao utilizador, o valor instantâneo de cada canal de entrada da placa. Poderia dar uma maior mobilidade à placa, para aplicações de leitura instantânea, sem ser necessário PC.
- **Criação de registos de dados** - Criar registos de dados, durante a utilização da placa, permitiria ao utilizador guardar os dados no computador, e mais tarde acedê-los. Também importante na eventual falha de energia, os dados estariam no computador, mesmo que a interface tivesse sido encerrada.

Anexo 1

Tabela Resumida de Sensores

Tabela A.1. Tabela de Sensores com critérios importante para o projecto.

Tipo	Fabricante	Referência	INPUT Range	OUTPUT	Preço	Obs.
• Electrocardiografia	• Não Disponível	• Não Disponível	• Não Disponível	• 0.5mV – 4mV	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• Electroencefalografia	• Não Disponível	• Não Disponível	• Não Disponível	• 5µV – 300µV	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• Electromiografia	• Não Disponível	• Não Disponível	• Não Disponível	• 0µV – 900µV	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• Dióxido de Carbono Dissolvido	• Não Disponível	• Não Disponível	• 350ppm – 10000ppm	• 30mV – 500mV	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• Álcool	• Não Disponível	• Não Disponível	• 2% – 20%	• 4mA – 20mA	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• Condutividade	• Não Disponível	• Não Disponível	• 0µSiemens – 5000/10000/20000µSiemens	• 4mA – 20mA	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• Oxigénio	• Não Disponível	• Não Disponível	• 0% – 20%	• 65µA – 85µA	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• Oxigénio dissolvido	• Não Disponível	• Não Disponível	• 0mg/l – 14mg/l	• 25mV – 35mV	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• pH	• Não Disponível	• Não Disponível	• 0pH – 14pH	• -400mV – 400mV	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• SO2	• Não Disponível	• Não Disponível	• 0ppm – 10ppm	• 450nA – 750nA	•	• Sensor não disponibilizado por fabricantes, a informação constante é baseada em princípios de funcionamento
• Caudal	• Honeywell S&C • Honeywell S&C • Honeywell S&C	• AWM2100V • AWM2300V • AWM720PI	• -200sccm – 200sccm • -1000sccm – 1000sccm • 0l/min – 200l/min	• -44.5mV – 44.5mV • -55.00mV – 55.50mV	• 79.73€ • 61.08€ • 191.40€	• Sensor de fluxo de ar • Sensor de fluxo de ar não amplificado

	<ul style="list-style-type: none"> • Omron Electronic Components • UCC 	<ul style="list-style-type: none"> • D6F-P001A1 • DFT.980 	<ul style="list-style-type: none"> • 0l/min – 1l/min • 2l/min – 150l/min 	<ul style="list-style-type: none"> • 1V – 5V • 0.5V – 2.5V • 4mA – 20mA 	<ul style="list-style-type: none"> • 60.69€ • 501.29€ 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensor de fluxo de ar • Sensor de fluxo de ar • Sensor de caudal de líquidos
<ul style="list-style-type: none"> • Células de carga 	<ul style="list-style-type: none"> • Honeywell S&C • Honeywell S&C 	<ul style="list-style-type: none"> • FSG-15N1A • FSS1500NSB 	<ul style="list-style-type: none"> • 0g – 1500g • 0g – 1500g 	<ul style="list-style-type: none"> • 0mV – 360mV • 0mV – 180mV 	<ul style="list-style-type: none"> • 48.83€ • 75.32€ 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensor de princípio piezoresistivo com output em tensão. Pode ser utilizado em fins médicos, detector de contacto.
<ul style="list-style-type: none"> • Humidade 	<ul style="list-style-type: none"> • Honey well S&C • IST • Carel • IST 	<ul style="list-style-type: none"> • HCH-1000-001 • P14 • ASDH100000 • LINPICO (TM) BASIC A05 	<ul style="list-style-type: none"> • 0% – 100% (RH) • 0% – 100% (RH) • 10% – 90% (RH) • 0% – 100% (RH) 	<ul style="list-style-type: none"> • 295pF – 355pF • 142.5pF – 167.5pF • 0V – 1V / 4mA – 20mA • 0V – 5V 	<ul style="list-style-type: none"> • 7.77€ • 23.70 • 233.17€ • 38.00€ 	<ul style="list-style-type: none"> • Aplicações de sistemas HVAC, desumidificadores, área médica, estações meteorológicas ramo automóvel e alimentar • Concebido especialmente para ventilações de aquecimento e ar condicionado • Ideal para condutas de aquecimento ou ar condicionado • Sinal linear amplificado não requer calibragem
<ul style="list-style-type: none"> • Velocidade 	<ul style="list-style-type: none"> • Monitran 	<ul style="list-style-type: none"> • MTN/1185CM8-25 	<ul style="list-style-type: none"> • 0mm/s – 25mm/s 	<ul style="list-style-type: none"> • 4mA – 20mA 	<ul style="list-style-type: none"> • 284.21€ 	<ul style="list-style-type: none"> • Acelerómetro para processos industriais
<ul style="list-style-type: none"> • Pressão 	<ul style="list-style-type: none"> • Honey well S&C • SensorTechnics • Honey well S&C 	<ul style="list-style-type: none"> • 142PC15A • 144SC0811 • 19C500G7 	<ul style="list-style-type: none"> • 0psi – 15psi • 800mBar – 1100mBAR • 0psi – 500psi 	<ul style="list-style-type: none"> • 1V – 6V • 0V – 5V • 0mV – 100mV 	<ul style="list-style-type: none"> • 267.96€ • 196.21€ • 137.85€ 	<ul style="list-style-type: none"> • A • Ar e gases secos não corrosivos e não ionizados • Aplicação em processos industriais onde gases ou líquidos corrosivos estejam presentes
<ul style="list-style-type: none"> • Monóxido de Carbono 	<ul style="list-style-type: none"> • Figaro 	<ul style="list-style-type: none"> • TGS50 	<ul style="list-style-type: none"> • 0ppm – 10000ppm 	<ul style="list-style-type: none"> • 0µA - 20µA 	<ul style="list-style-type: none"> • 23.60€ 	<ul style="list-style-type: none"> • Dióxido de Carbono gasoso, forma de pilha AA, electrolito amigo do ambiente e output linear
<ul style="list-style-type: none"> • Temperatura 	<ul style="list-style-type: none"> • Pirométrica Sensores Ltda. 	<ul style="list-style-type: none"> • Termopar tipo T • Termopar tipo J • Termopar tipo K • Termopar tipo S • Termopar tipo R • Termopar tipo B • Termoresistência PT100 	<ul style="list-style-type: none"> • -180°C – 370°C • 0°C – 900°C • 0°C – 1300°C • 0°C – 1600°C • 0°C – 1600°C • 600°C – 1750°C • -200°C – 850°C 	<ul style="list-style-type: none"> • -5.261mV – 19.03mV • 0mV – 51.877mV • 0mV – 52.410mV • 0mV – 16.777mV • 0mV – 18.849mV • 0mV – 13-014mV • 18.93Ω – 389.97Ω 	<ul style="list-style-type: none"> • 	<ul style="list-style-type: none"> •

Anexo 2

Datasheets dos Componentes Utilizados



INA122

Single Supply, *MicroPower* INSTRUMENTATION AMPLIFIER

FEATURES

- LOW QUIESCENT CURRENT: 60 μ A
- WIDE POWER SUPPLY RANGE
Single Supply: 2.2V to 36V
Dual Supply: -0.9/+1.3V to \pm 18V
- COMMON-MODE RANGE TO (V-)-0.1V
- RAIL-TO-RAIL OUTPUT SWING
- LOW OFFSET VOLTAGE: 250 μ V max
- LOW OFFSET DRIFT: 3 μ V/ $^{\circ}$ C max
- LOW NOISE: 60nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- LOW INPUT BIAS CURRENT: 25nA max
- 8-PIN DIP AND SO-8 SURFACE-MOUNT

APPLICATIONS

- PORTABLE, BATTERY OPERATED SYSTEMS
- INDUSTRIAL SENSOR AMPLIFIER:
Bridge, RTD, Thermocouple
- PHYSIOLOGICAL AMPLIFIER:
ECG, EEG, EMG
- MULTI-CHANNEL DATA ACQUISITION

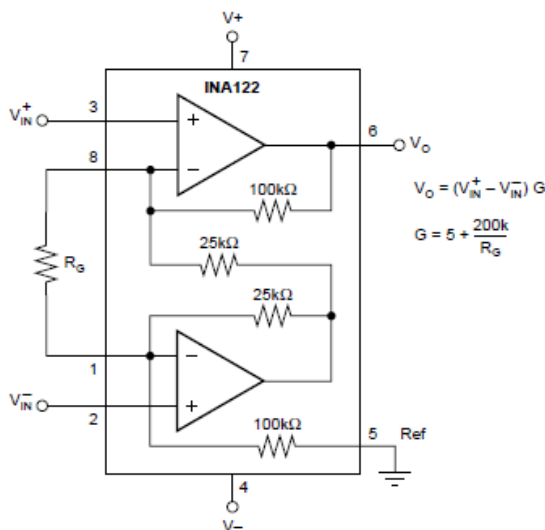
DESCRIPTION

The INA122 is a precision instrumentation amplifier for accurate, low noise differential signal acquisition. Its two-op-amp design provides excellent performance with very low quiescent current, and is ideal for portable instrumentation and data acquisition systems.

The INA122 can be operated with single power supplies from 2.2V to 36V and quiescent current is a mere 60 μ A. It can also be operated from dual supplies. By utilizing an input level-shift network, input common-mode range extends to 0.1V below negative rail (single supply ground).

A single external resistor sets gain from 5V/V to 10000V/V. Laser trimming provides very low offset voltage (250 μ V max), offset voltage drift (3 μ V/ $^{\circ}$ C max) and excellent common-mode rejection.

Package options include 8-pin plastic DIP and SO-8 surface-mount packages. Both are specified for the -40 $^{\circ}$ C to +85 $^{\circ}$ C extended industrial temperature range.



International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

FEATURES

- 1024-position resolution
- Nonvolatile memory maintains wiper setting
- Power-on refresh with EEMEM setting
- EEMEM restore time: 140 μ s typ
- Full monotonic operation
- 10 k Ω , 50 k Ω , and 100 k Ω terminal resistance
- Permanent memory write protection
- Wiper setting readback
- Predefined linear increment/decrement instructions
- Predefined ± 6 dB/step log taper increment/decrement instructions
- SPI[®]-compatible serial interface
- 3 V to 5 V single-supply or ± 2.5 V dual-supply operation
- 28 bytes extra nonvolatile memory for user-defined data
- 100-year typical data retention, $T_A = 55^\circ\text{C}$

APPLICATIONS

- Mechanical potentiometer replacement
- Instrumentation: gain, offset adjustment
- Programmable voltage to current conversion
- Programmable filters, delays, time constants
- Programmable power supply
- Low resolution DAC replacement
- Sensor calibration

GENERAL DESCRIPTION

The AD5231 is a nonvolatile memory¹, digitally controlled potentiometer² with 1024-step resolution. The device performs the same electronic adjustment function as a mechanical potentiometer with enhanced resolution, solid state reliability, and remote controllability. The AD5231 has versatile programming that uses a standard 3-wire serial interface for 16 modes of operation and adjustment, including scratchpad programming, memory storing and restoring, increment/decrement, ± 6 dB/step log taper adjustment, wiper setting readback, and extra EEMEM for user-defined information, such as memory data for other components, look-up table, or system identification information.

In scratchpad programming mode, a specific setting can be programmed directly to the RDAC register that sets the

¹The terms nonvolatile memory and EEMEM are used interchangeably.

²The terms digital potentiometer and RDAC are used interchangeably.

Rev. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

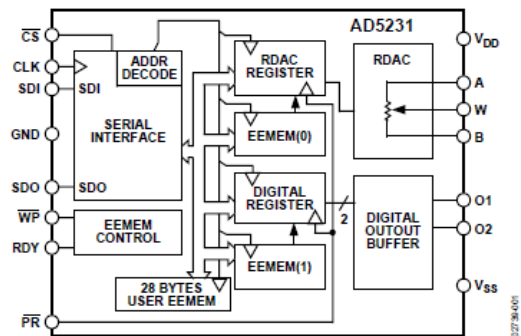


Figure 1.

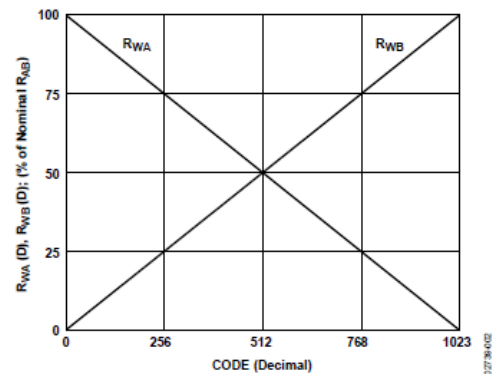


Figure 2. $R_{WA}(D)$ and $R_{WB}(D)$ vs. Decimal Code

resistance between Terminals W–A and Terminals W–B. This setting can be stored into the EEMEM and is transferred automatically to the RDAC register during system power-on.

The EEMEM content can be restored dynamically or through external PR strobing, and a WP function protects EEMEM contents. To simplify the programming, the linear-step increment or decrement commands can be used to move the RDAC wiper up or down, one step at a time. The ± 6 dB step commands can be used to double or half the RDAC wiper setting.

The AD5231 is available in a 16-lead TSSOP. The part is guaranteed to operate over the extended industrial temperature range of -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

FEATURES

0.5 Ω typical on resistance
0.8 Ω maximum on resistance at 125°C
1.65 V to 3.6 V operation
Automotive temperature range: -40°C to +125°C
High current carrying capability: 300 mA continuous
Rail-to-rail switching operation
Fast switching times <25 ns
Typical power consumption (<0.1 μ W)

APPLICATIONS

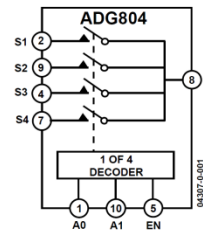
MP3 players
Power routing
Battery-powered systems
PCMCIA cards
Cellular phones
Modems
Audio and video signal routing
Communication systems

GENERAL DESCRIPTION

The ADG804 is a low voltage 4-channel CMOS multiplexer comprising four single channels. This device offers ultralow on resistance of less than 0.8 Ω over the full temperature range. The digital inputs can handle 1.8 V logic with a 2.7 V to 3.6 V supply.

The ADG804 switches one of four inputs to a common output, D, as determined by the 3-bit binary address lines, A0, A1, and EN. A Logic 0 on the EN pin disables the device. The ADG804 has break-before-make switching.

The ADG804 is fully specified for 3.3 V, 2.5 V, and 1.8 V supply operation. It is available in a 10-lead MSOP package.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

Figure 1.
PRODUCT HIGHLIGHTS

1. <0.8 Ω over full temperature range of -40°C to +125°C.
2. Single 1.65 V to 3.6 V operation.
3. Operational with 1.8 V CMOS logic.
4. High current handling capability (300 mA continuous current at 3.3 V).
5. Low THD + N (0.02% typ).
6. Small 10-lead MSOP package.

Rev. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781.329.4700 www.analog.com
 Fax: 781.326.8703 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.



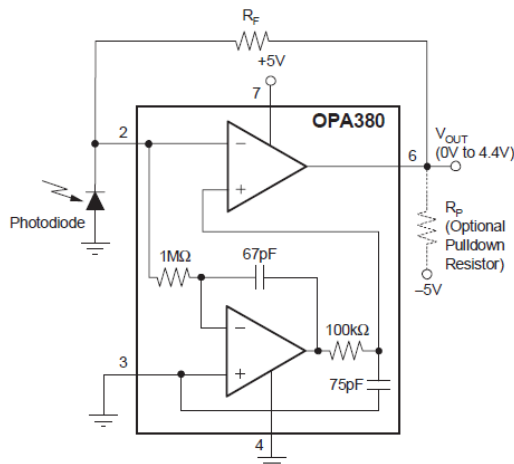
Precision, High-Speed Transimpedance Amplifier

FEATURES

- > 1MHz TRANSIMPEDANCE BANDWIDTH
- EXCELLENT LONG-TERM V_{OS} STABILITY
- BIAS CURRENT: 50pA (max)
- OFFSET VOLTAGE: 25 μ V (max)
- DYNAMIC RANGE: 4 to 5 Decades
- DRIFT: 0.1 μ V/ $^{\circ}$ C (max)
- GAIN BANDWIDTH: 90MHz
- QUIESCENT CURRENT: 7.5mA
- SUPPLY RANGE: 2.7V to 5.5V
- SINGLE AND DUAL VERSIONS
- *MicroSize* PACKAGE: MSOP-8

APPLICATIONS

- PHOTODIODE MONITORING
- PRECISION I/V CONVERSION
- OPTICAL AMPLIFIERS
- CAT-SCANNER FRONT-END



DESCRIPTION

The OPA380 family of transimpedance amplifiers provides high-speed (90MHz Gain Bandwidth [GBW]) operation, with extremely high precision, excellent long-term stability, and very low $1/f$ noise. It is ideally suited for high-speed photodiode applications. The OPA380 features an offset voltage of 25 μ V, offset drift of 0.1 μ V/ $^{\circ}$ C, and bias current of 50pA. The OPA380 far exceeds the offset, drift, and noise performance that conventional JFET op amps provide.

The signal bandwidth of a transimpedance amplifier depends largely on the GBW of the amplifier and the parasitic capacitance of the photodiode, as well as the feedback resistor. The 90MHz GBW of the OPA380 enables a transimpedance bandwidth of > 1MHz in most configurations. The OPA380 is ideally suited for fast control loops for power level on an optical fiber.

As a result of the high precision and low-noise characteristics of the OPA380, a dynamic range of 4 to 5 decades can be achieved. For example, this capability allows the measurement of signal currents on the order of 1nA, and up to 100 μ A in a single I/V conversion stage. In contrast to logarithmic amplifiers, the OPA380 provides very wide bandwidth throughout the full dynamic range. By using an external pull-down resistor to -5V, the output voltage range can be extended to include 0V.

The OPA380 (single) is available in MSOP-8 and SO-8 packages. The OPA2380 (dual) is available in the miniature MSOP-8 package. They are specified from -40 $^{\circ}$ C to +125 $^{\circ}$ C.

OPA380 RELATED DEVICES

PRODUCT	FEATURES
OPA300	150MHz CMOS, 2.7V to 5.5V Supply
OPA350	500 μ V V_{OS} , 38MHz, 2.5V to 5V Supply
OPA335	10 μ V V_{OS} , Zero-Drift, 2.5V to 5V Supply
OPA132	16MHz GBW, Precision FET Op Amp, \pm 15V
OPA656/7	230MHz, Precision FET, \pm 5V
LOG112	LOG amp, 7.5 decades, \pm 4.5V to \pm 18V Supply
LOG114	LOG amp, 7.5 decades, \pm 2.25V to \pm 5.5V Supply
IVC102	Precision Switched Integrator
DDC112	Dual Current Input, 20-Bit ADC



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

MSP430x43x1, MSP430x43x, MSP430x44x1, MSP430x44x MIXED SIGNAL MICROCONTROLLER

SLAS344G – JANUARY 2002 – REVISED OCTOBER 2009

- Low Supply-Voltage Range, 1.8 V to 3.6 V
- Ultralow-Power Consumption:
 - Active Mode: 280 μ A at 1 MHz, 2.2 V
 - Standby Mode: 1.1 μ A
 - Off Mode (RAM Retention): 0.1 μ A
- Five Power Saving Modes
- Wake-Up From Standby Mode in Less Than 6 μ s
- 16-Bit RISC Architecture, 125-ns Instruction Cycle Time
- 12-Bit A/D Converter With Internal Reference, Sample-and-Hold and Autoscan Feature
- 16-Bit Timer_B With Three[†] or Seven[†] Capture/Compare-With-Shadow Registers
- 16-Bit Timer_A With Three Capture/Compare Registers
- On-Chip Comparator
- Serial Communication Interface (USART), Select Asynchronous UART or Synchronous SPI by Software:
 - Two USARTs (USART0, USART1)[†]
 - One USART (USART0)[‡]
- Brownout Detector
- Supply Voltage Supervisor/Monitor With Programmable Level Detection
- Serial Onboard Programming, No External Programming Voltage Needed
Programmable Code Protection by Security Fuse
- Integrated LCD Driver for up to 160 Segments
- Bootstrap Loader
- Family Members Include:
 - MSP430F435, MSP430F4351[§]: 16KB+256B Flash Memory, 512B RAM
 - MSP430F436, MSP430F4361[§]: 24KB+256B Flash Memory, 1KB RAM
 - MSP430F437, MSP430F4371[§]: 32KB+256B Flash Memory, 1KB RAM
 - MSP430F447: 32KB+256B Flash Memory, 1KB RAM
 - MSP430F448, MSP430F4481[§]: 48KB+256B Flash Memory, 2KB RAM
 - MSP430F449, MSP430F4491[§]: 60KB+256B Flash Memory, 2KB RAM
- For Complete Module Descriptions, See The *MSP430x4xx Family User's Guide*, Literature Number SLAU056

[†] MSP430F43x, and MSP430F43x1 devices

[‡] MSP430F44x, and MSP430F44x1 devices

[§] The MSP430F43x1 and MSP430F44x1 devices are identical to the MSP430F43x and MSP430F44x devices, respectively – with the exception that the ADC12 module is not implemented.

description

The Texas Instruments MSP430 family of ultralow power microcontrollers consists of several devices featuring different sets of peripherals targeted for various applications. The architecture, combined with five low-power modes, is optimized to achieve extended battery life in portable measurement applications. The devices feature a powerful 16-bit RISC CPU, 16-bit registers, and constant generators that contribute to maximum code efficiency. The digitally controlled oscillator (DCO) allows wake-up from low-power modes to active mode in less than 6 μ s.



This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage. ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications. These devices have limited built-in ESD protection.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

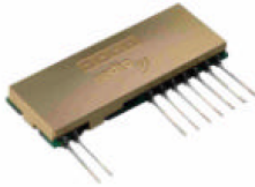
PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2009, Texas Instruments Incorporated

1



The Easy-Radio ER400TRS intelligent radio transceiver incorporates Easy-Radio technology to provide a high performance, simple to use radio device that can bi-directionally transfer serial data over a range of up to 250 metres Line Of Sight (LOS).

The transceiver operates on the Pan-European 433MHz frequency band from a 3.6V supply and is housed in a space saving Single-In-Line (SIL) package. Serial input and output simplify interface to host systems and the embedded software reduces design and development time significantly.

This data sheet describes the electrical and physical characteristics of the device. Operation of the software is described in the 'Easy-Radio Software Guide' which should be read in conjunction with this data sheet.

Features

Crystal controlled synthesiser for frequency accuracy
 High sensitivity receiver – typically -105dBm @ 19.2 Kbps
 10mW Transmit RF power output
 Serial Input & Output for transparent data transmission
 Low operating voltage - 3.6 Volts – Single Lithium Cell
 Low power consumption: <23mA in Transmit mode
 12.5mA in Receive mode
 User programmable: Frequency of operation
 Data Rate
 Output Power

Applications

Handheld Terminals
 Environmental Sense & Control
 Vehicle to Base Station Data Transfer
 Remote Data Acquisition
 Electronic Point of Sale equipment

Description

The Easy-Radio 400 Transceiver is a complete sub-system that combines a high performance low power RF transceiver, a 'flash' programmable microcontroller and a voltage regulator. (Figure 1) The microcontroller programmes the functions of the RF transceiver and provides the interface to the host system via a serial input/output. It also contains programmable EEPROM memory that holds configuration data for the various transceiver operating modes. The microcontroller also relieves the host from the intensive demands of searching for signals within the noise, recovering the received data and transmitting data in a suitable format. A Received Signal Strength Indicator output can be optionally used to measure received signal levels. The module connects to a 50 Ohm antenna such as a whip, helical or PCB loop.

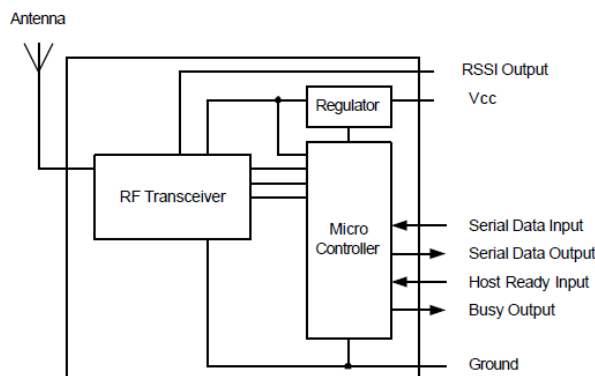


Figure 1 Easy-Radio Transceiver Block Diagram

Anexo 3

Programas do MSP430F449

Programa de Teste ao AD5231

```
#include <msp430x44x.h>

void enable_SPI_CS()
{
    unsigned int i;
    P3OUT &= ~0x01;          // CS enabled
    for(i=0xFF;i>0;i--);    // Delay
}

void disable_SPI_CS()
{
    unsigned int i;
    P3OUT |= 0x01;          // CS disabled
    for(i=0xFF;i>0;i--);    // Delay
}

void send_SPI_byte(unsigned char byte)
{
    unsigned int i,j;        // CS enabled
    for(j=0;j<8;j++)
    {
        if(byte & 0x80)      // SPI transmission bit setting
        { P3OUT |= 0x02;
          P5OUT &= ~0x80;}
        else
        { P3OUT &= ~0x02;
          P5OUT |= 0x80;}

        for(i=0xFF;i>0;i--); // Delay
        P3OUT |= 0x08;       // CLK pulse
        for(i=0xFF;i>0;i--); // Delay
        P3OUT &= ~0x08;
        for(i=0xFF;i>0;i--); // Delay

        byte <<= 1;         // Shift byte
    }
}

void main(void)
{
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD; // Stop WDT
    P3DIR |= 0x0B;           // SPI pins in output state
    P5DIR |= 0x80;

    unsigned char A, B, E;   // Data variables

    A = 0xB0;
    B = 0x03;
    E = 0xFF;

    disable_SPI_CS();
    enable_SPI_CS();        // CS enabled

    send_SPI_byte(A);
    send_SPI_byte(B);
    send_SPI_byte(E);

    disable_SPI_CS();

    P5OUT &= ~0x80;

    while(1);
}
```

Programa de Teste da Comunicação Sem Fios

```
#include <msp430x44x.h>

void main(void)
{
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;           // Stop WDT
    FLL_CTL0 |= XCAP18PF;               // Configure load caps
    P2SEL |= 0x30;                      // P2.4,5 = USART0 TXD/RXD
    ME1 |= UTXE0 + URXE0;              // Enable USART0 TXD/RXD
    UCTL0 |= CHAR;                      // 8-bit character
    UTCTL0 |= SSEL1;                   // UCLK = SMCLK
    UBR00 = 0x36;                      // 1MHz 19200
    UBR10 = 0x00;                      // 1MHz 19200
    UMCTL0 = 0x6B;                     // Modulation
    UCTL0 &= ~SWRST;                  // Initialize USART state machine
    IE1 |= URXIE0;                     // Enable USART0 RX interrupt

    _BIS_SR(LPM0_bits + GIE);          // Enter LPM0 w/ interrupt
}

#pragma vector=USART0RX_VECTOR
__interrupt void usart0_rx (void)
{
    while (!(IFG1 & UTXIFG0));         // USART0 TX buffer ready?
    TXBUF0 = RXBUF0;                   // RXBUF0 to TXBUF0
}
```

Programa Final do Microcontrolador

```
#include <msp430x44x.h>

unsigned int Digipotx, ADC12MEM_0, ADC12MEM_1, ADC12MEM_2, ADC12MEM_3,
           ADC12MEM_4, ADC12MEM_5, ADC12MEM_6, ADC12MEM_7; // Global variables for ADC results storage

unsigned char Res_High[8], Res_Low[8]; // Global variables for resistance variation

void ADC12_Initialize()
{ unsigned int i;

  P6SEL = 0xFF; // Enable A/D channel inputs
  ADC12CTL0 = ADC12ON+MSC+SHT0_1+REFON+REF2_5V; // Turn on and set up ADC12
  ADC12CTL1 = SHP+CONSEQ_1; // Use sampling timer, sequence of conversions
  ADC12MCTL0 = INCH_0+SREF_1; // ref+=Vref+, channel = A0
  ADC12MCTL1 = INCH_1+SREF_1+EOS; // ref+=Vref+, channel = A1, end seq
  for (i=0; i<0x3600; i++); // Delay for reference start-up
}

void Initialize_USART(void)
{
  FLL_CTL0 |= XCAP18PF; // Configure load caps
  P2SEL |= 0x30; // P2.4,5 = USART0 TXD/RXD
  ME1 |= UTXE0 + URXE0; // Enable USART0 TXD/RXD
  UCTL0 |= CHAR; // 8-bit character
  UTCTL0 |= SSEL1; // UCLK = SMCLK
  UBR00 = 0x36; // 1MHz 19200
  UBR10 = 0x00; // 1MHz 19200
  UMCTL0 = 0x6B; // Modulation
  UCTL0 &= ~SWRST; // Initialize USART state machine
  IE1 |= URXIE0; // Enable USART0 RX interrupt
}

void Send_Data_Tx(void)
{
  unsigned char Preamble[3], ADC_H_L0[2], ADC_H_L1[2], ADC_H_L2[2], ADC_H_L3[2], ADC_H_L4[2], ADC_H_L5[2],
  ADC_H_L6[2], ADC_H_L7[2], aux;
  unsigned long int i, j;

  Preamble[0]='A'; // Preamble for verification of data transfer start
  Preamble[1]='D';
  Preamble[2]='C';

  for(i=0; i<2; i++) // Transform ADC results into 2 bytes
  { aux = 0x01;
    for(j=0; j<8; j++)
    { if(ADC12MEM_0 & 0x01)
      ADC_H_L0[j] |= aux;
      else
      ADC_H_L0[j] &= ~aux;

      ADC12MEM_0 >>= 1;
      aux <<= 1;
    }
  }

  for(i=0; i<2; i++)
  { aux = 0x01;
    for(j=0; j<8; j++)
    { if(ADC12MEM_1 & 0x01)
      ADC_H_L1[j] |= aux;
      else
      ADC_H_L1[j] &= ~aux;

      ADC12MEM_1 >>= 1;
      aux <<= 1;
    }
  }
}
```

```

for(i=0;i<2;i++)
{ aux = 0x01;
  for(j=0;j<8;j++)
  { if(ADC12MEM_2 & 0x01)
    ADC_H_L2[j] |= aux;
    else
    ADC_H_L2[j] &= ~aux;

    ADC12MEM_2 >>= 1;
    aux <<= 1;
  }
}

```

```

for(i=0;i<2;i++)
{ aux = 0x01;
  for(j=0;j<8;j++)
  { if(ADC12MEM_3 & 0x01)
    ADC_H_L3[j] |= aux;
    else
    ADC_H_L3[j] &= ~aux;

    ADC12MEM_3 >>= 1;
    aux <<= 1;
  }
}

```

```

for(i=0;i<2;i++)
{ aux = 0x01;
  for(j=0;j<8;j++)
  { if(ADC12MEM_4 & 0x01)
    ADC_H_L4[j] |= aux;
    else
    ADC_H_L4[j] &= ~aux;

    ADC12MEM_4 >>= 1;
    aux <<= 1;
  }
}

```

```

for(i=0;i<2;i++)
{ aux = 0x01;
  for(j=0;j<8;j++)
  { if(ADC12MEM_5 & 0x01)
    ADC_H_L5[j] |= aux;
    else
    ADC_H_L5[j] &= ~aux;

    ADC12MEM_5 >>= 1;
    aux <<= 1;
  }
}

```

```

for(i=0;i<2;i++)
{ aux = 0x01;
  for(j=0;j<8;j++)
  { if(ADC12MEM_6 & 0x01)
    ADC_H_L6[j] |= aux;
    else
    ADC_H_L6[j] &= ~aux;

    ADC12MEM_6 >>= 1;
    aux <<= 1;
  }
}

```

```

for(i=0;i<2;i++)
{ aux = 0x01;
  for(j=0;j<8;j++)
  { if(ADC12MEM_7 & 0x01)
    ADC_H_L7[j] |= aux;
    else
    ADC_H_L7[j] &= ~aux;

    ADC12MEM_7 >>= 1;
    aux <<= 1;
  }
}

```

```

}
}

for(i=0;i<3;i++) // Send Preamble
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0)); // USART0 TX buffer ready?
  TXBUF0 = Preamble[i];
}

for(i=0;i<2;i++) // Send first chnnel to eighth channel
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0)); // USART0 TX buffer ready?
  TXBUF0 = ADC_H_L0[i];
}

for(i=0;i<2;i++) // USART0 TX buffer ready?
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0));
  TXBUF0 = ADC_H_L1[i];
}

for(i=0;i<2;i++) // USART0 TX buffer ready?
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0));
  TXBUF0 = ADC_H_L2[i];
}

for(i=0;i<2;i++) // USART0 TX buffer ready?
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0));
  TXBUF0 = ADC_H_L3[i];
}

for(i=0;i<2;i++) // USART0 TX buffer ready?
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0));
  TXBUF0 = ADC_H_L4[i];
}

for(i=0;i<2;i++) // USART0 TX buffer ready?
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0));
  TXBUF0 = ADC_H_L5[i];
}

for(i=0;i<2;i++) // USART0 TX buffer ready?
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0));
  TXBUF0 = ADC_H_L6[i];
}

for(i=0;i<2;i++) // USART0 TX buffer ready?
{ while (!(IFG1 & UTXIFG0));
  TXBUF0 = ADC_H_L7[i];
}

//for(j=0x3FFFF;j>0;j--);
}

void enable_SPI_CS()
{
  unsigned int i;

  if(Digipotx == 0)
    P3OUT &= ~0x01; // CS enabled
  else
    P3OUT &= ~0x04;

  for(i=0xFF;i>0;i--); // Delay
}

void disable_SPI_CS()
{
  unsigned int i;

  if(Digipotx == 0)
    P3OUT |= 0x01; // CS disabled
  else
    P3OUT |= 0x04;

  for(i=0xFF;i>0;i--); // Delay
}

```

```

void send_SPI_byte(unsigned char byte)
{
    unsigned int i,j;                // CS enabled
    for(j=0;j<8;j++)
    {
        if(byte & 0x80)                // SPI transmission bit setting
        { P3OUT |= 0x02;
          P5OUT &= ~0x80;}
        else
        { P3OUT &= ~0x02;
          P5OUT |= 0x80;}

        for(i=0xFF;i>0;i--);           // Delay
        P3OUT |= 0x08;                 // CLK pulse
        for(i=0xFF;i>0;i--);           // Delay
        P3OUT &= ~0x08;
        for(i=0xFF;i>0;i--);           // Delay

        byte <<= 1;                    // Shift byte
    }
}

void DigiPot_Handle(unsigned char Res_H, unsigned char Res_L)
{
    P3DIR |= 0x0F;                     // SPI pins in output state
    P5DIR |= 0x80;                     // Enable LED

    unsigned char Order;                // Data variables
    Order = 0xB0;                       // Order to Write to RDAC Register

    disable_SPI_CS();
    enable_SPI_CS();                   // CS enabled

    Res_H &= 0x0F;

    send_SPI_byte(Order);
    send_SPI_byte(Res_H);
    send_SPI_byte(Res_L);

    disable_SPI_CS();

    P5OUT &= ~0x80;
}

void main(void)
{
    WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD;          // Stop WDT

    unsigned char Res_H, Res_L;

    unsigned long int i;

    P3DIR = 0xC0;                       // MUX channel select

    ADC12_Initialize();

    Initialize_USART();

    ADC12CTL0 |= ENC;                   // Enable conversions

    IE1 |= URXIE0;                     // Enable USART0 RX interrupt
}

```

```

while(1)
{
  _BIS_SR(GIE);

  P3OUT &= ~0xC0;          // MUX channel 0

  DigiPotx = 0;
  Res_H = Res_High[0];    // Variate digipot 1
  Res_L = Res_Low[0];
  DigiPot_Handle(Res_H,Res_L);
  DigiPotx = 1;
  Res_H = Res_High[4];    // Variate digipot 2
  Res_L = Res_Low[4];
  DigiPot_Handle(Res_H,Res_L);

  _BIC_SR(GIE);
  ADC12CTL0 |= ADC12SC;   // Start conversion
  while ((ADC12IFG & BIT0)==0);
  _BIS_SR(GIE);
  ADC12MEM_0 = ADC12MEM0;
  ADC12MEM_4 = ADC12MEM1;
  ADC12CTL0 &= ~ADC12SC;

  for(i=0;i<0xFFFF;i++);

  P3OUT |= 0x40;          // MUX channel 1

  DigiPotx = 0;
  Res_H = Res_High[1];    // Variate digipot 1
  Res_L = Res_Low[1];
  DigiPot_Handle(Res_H,Res_L);
  DigiPotx = 1;
  Res_H = Res_High[5];    // Variate digipot 2
  Res_L = Res_Low[5];
  DigiPot_Handle(Res_H,Res_L);

  _BIC_SR(GIE);
  ADC12CTL0 |= ADC12SC;   // Start conversion
  while ((ADC12IFG & BIT0)==0);
  _BIS_SR(GIE);
  ADC12MEM_1 = ADC12MEM0;
  ADC12MEM_5 = ADC12MEM1;
  ADC12CTL0 &= ~ADC12SC;

  for(i=0;i<0xFFFF;i++);

  P3OUT &= ~0xC0;        // MUX channel 2
  P3OUT |= 0x80;

  DigiPotx = 0;
  Res_H = Res_High[2];    // Variate digipot 1
  Res_L = Res_Low[2];
  DigiPot_Handle(Res_H,Res_L);
  DigiPotx = 1;
  Res_H = Res_High[6];    // Variate digipot 2
  Res_L = Res_Low[6];
  DigiPot_Handle(Res_H,Res_L);

  _BIC_SR(GIE);
  ADC12CTL0 |= ADC12SC;   // Start conversion
  while ((ADC12IFG & BIT0)==0);
  _BIS_SR(GIE);
  ADC12MEM_2 = ADC12MEM0;
  ADC12MEM_6 = ADC12MEM1;
  ADC12CTL0 &= ~ADC12SC;

  for(i=0;i<0xFFFF;i++);

  P3OUT |= 0x40;          // MUX channel 3

  DigiPotx = 0;
  Res_H = Res_High[3];    // Variate digipot 1
  Res_L = Res_Low[3];
  DigiPot_Handle(Res_H,Res_L);
  DigiPotx = 1;
  Res_H = Res_High[7];    // Variate digipot 2

```

```

Res_L = Res_Low[7];
DigiPot_Handle(Res_H,Res_L);

_BIC_SR(GIE);
ADC12CTL0 |= ADC12SC;           // Start conversion
while ((ADC12IFG & BIT0)==0);
_BIS_SR(GIE);
ADC12MEM_3 = ADC12MEM0;
ADC12MEM_7 = ADC12MEM1;
ADC12CTL0 &= ~ADC12SC;

for(i=0;i<0xFFF;i++);

Send_Data_Tx();

ADC12CTL0 &= ~ADC12SC;         // Prepare for next conversion
}
}

#pragma vector=USART0RX_VECTOR
__interrupt void usart0_rx (void)
{
    IE1 &= ~URXIE0;           // Disable USART0 RX interrupt

    unsigned char T, E, S;
    unsigned int i;

    T = RXBUF0;                // RXBUF0 to T

    if(T != 'V')
    { IE1 |= URXIE0;
      return;
    }

    while (!(IFG1 & URXIFG0)); // USART0 RX buffer ready?
    E = RXBUF0;                // RXBUF0 to E

    if(E != 'O')
    { IE1 |= URXIE0;
      return;
    }

    while (!(IFG1 & URXIFG0)); // USART0 RX buffer ready?
    S = RXBUF0;                // RXBUF0 to S

    if(S != 'L')
    {IE1 |= URXIE0;
     return;
    }
    for(i=0;i<8;i++){
        while (!(IFG1 & URXIFG0)); // USART0 RX buffer ready?
        Res_High[i] = RXBUF0;      // RXBUF0 to Res_H vector

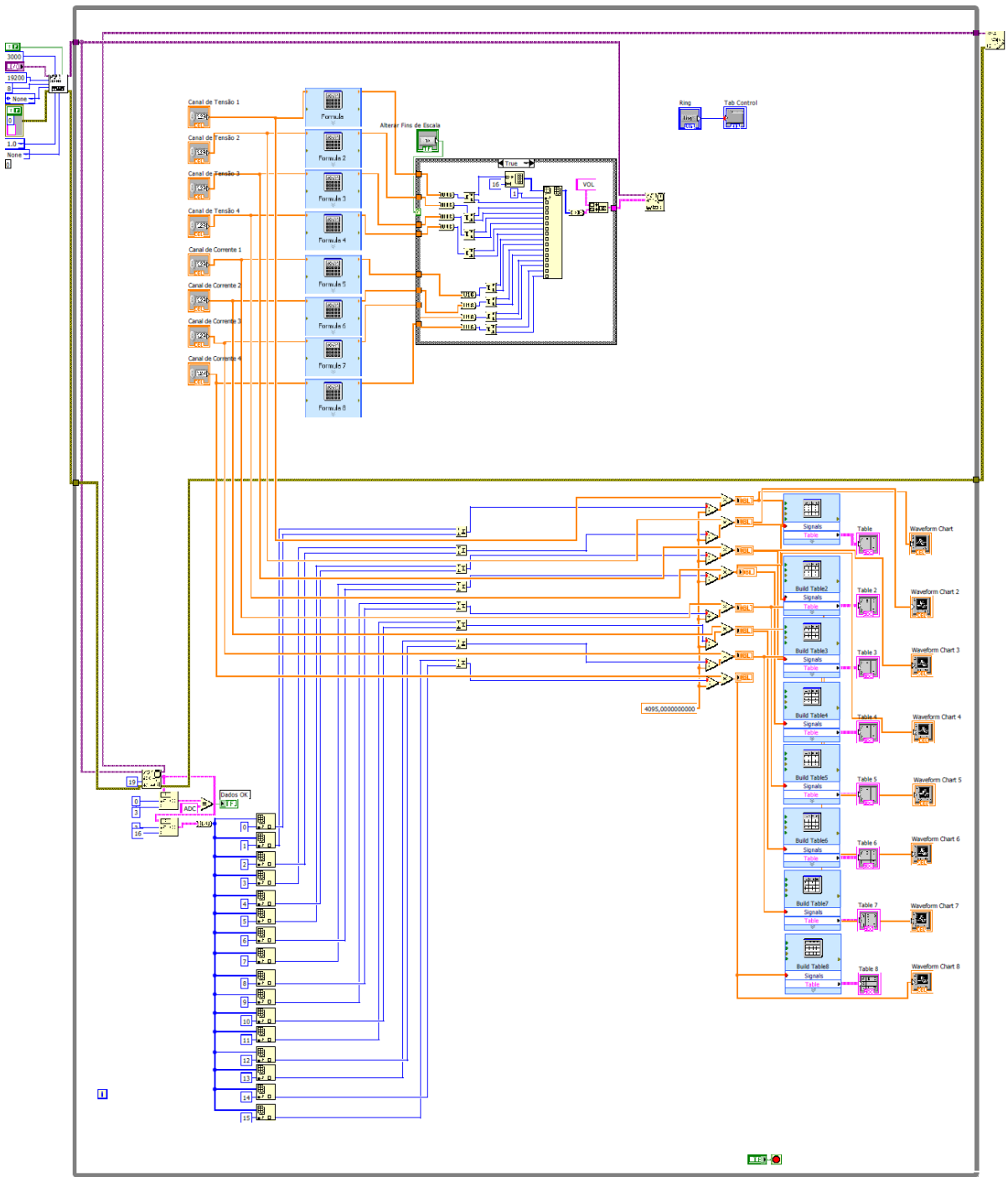
        while (!(IFG1 & URXIFG0)); // USART0 RX buffer ready?
        Res_Low[i] = RXBUF0;      // RXBUF0 to Res_L vector
    }

    IE1 |= URXIE0;            // Enable USART RX Interrupt
}

```


Anexo 4

Programa do *LabVIEW*



Referências

1. [Online] [Citação: 25 de 05 de 2010.] <http://ghajar.ceat.okstate.edu/ghajar.html>.
2. **Lang, Tran Tien.** *Electronics of Measuring Systems: Pratical Implementation of Analogue and Digital Techniques*. s.l. : Wiley, 1987.
3. **Kinanaki, Nikolay V.** *Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors*. s.l. : Wiley, 2002.
4. **Graeme, Jerald G.** *Photodiode Amplifiers Op Amp Solutions*. s.l. : McGraw-Hill, 1995.
5. **Uilian Lucas de Souza, Thiago Ramos Pereira.** Fotodiodos e Fototransistores. [Online] [Citação: 31 de 05 de 2010.] <http://www.eletrica.ufpr.br/piazza/materiais/Uilian&Thiago.pdf>.
6. **Burr-Brown.** *OPERATIONAL AMPLIFIERS Design and Applications*. United States of Amerca : McGraw-Hill Book Company, 1971.
7. **pereira, Fábio.** *Microcontroladores MSP430: Teórica e Prática*. s.l. : Érica Ltda.
8. **Miller, Jeffrey S. Beasley Gary M.** *Modern Electronic Communication*. s.l. : Prentice Hall, 2007.