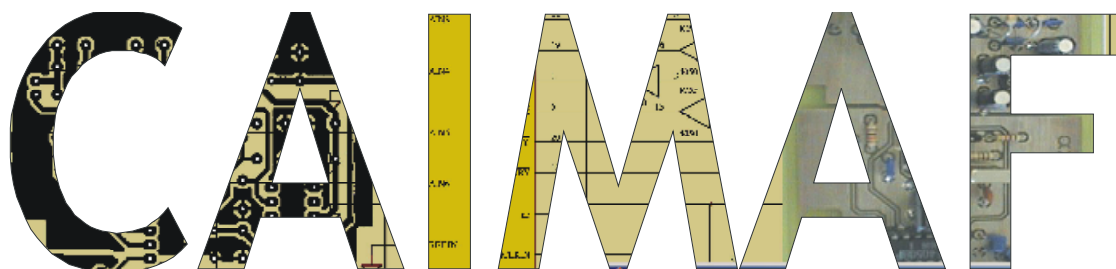




FEUP Universidade do Porto
Faculdade de Engenharia



Controlo de Aquecimento por Indução em Média/ Alta Frequência

Relatório Final

Projecto de Fim de Curso - DEEC - APEL

Julho de 2001

José António Costa Teixeira

ee93069@fe.up.pt

Índice

Índice	2
Introdução	3
2. Apresentação do sistema	4
2.1 – Funcionalidade prevista e análise de requisitos	5
2.2 – Material existente e especificações iniciais	6
2.3 Esboço inicial do sistema	7
3 – Descrição do sistema.....	9
3.1 – Considerações genéricas – Ruídos, EMI	9
3.2 – O sistema de Instrumentação	10
3.2.1 – Conversão A/D	10
3.2.1.1 – Escolha do Conversor	10
3.2.1.2 – Ensaaios com o conversor e interface digital com PC	13
3.2.1.3 – Conversor AD7731 : Circuito de suporte	17
3.2.2. Medição de temperatura	20
3.2.2.1. Considerações genéricas	20
3.2.2.2 - Descrição do circuito.....	26
3.2.3 - Pesagem	27
3.2.3.1 - Análise de Ruído	27
3.2.3.2 - Amplificação do sinal.....	29
3.2.4. Desenho das Placas de Circuito Impresso	31
3.3 - O sistema de controlo de potência.....	32
3.3.1 – Descrição do circuito	34
3.3 – Alimentação do circuito.....	37
3.4 – Controlador de temperatura	38
3.4.1. Modelização do sistema e dimensionamento do controlador	39
3.4.2. Implementação do algoritmo de controlo	41
3.5 – O sistema completo	43
3.5.1. Sistema baseado em PC	43
3.5.2 – Ligação dos sub-sistemas	43
3.5.3 – Software	45
3.5.4 – Caixas, cabos	48
4 - Documentação do Projecto.....	49
5 – Conclusões	51
Bibliografia.....	52

Introdução

Neste relatório apresenta-se o trabalho realizado ao longo do semestre, para o Projecto de Fim de Curso. Além da imprescindível descrição técnica do sistema e dos seus circuitos componentes, bem como do software, serão apresentados fundamentos teóricos acerca dos diversos sub-sistemas, e, numa segunda parte, também considerações sobre a evolução do trabalho realizado, ou seja, as etapas em que este consistiu, e os obstáculos e problemas que foram surgindo, bem como a aprendizagem que a sua observação e solução proporcionaram.

A documentação utilizada está, na sua maior parte, disponível na web. A que não existia, e que se considere relevante, foi colocada durante a elaboração deste trabalho. Além das referências à literatura tradicional, na secção apropriada é referida a localização da documentação que se encontre online.

O relatório tem um propósito essencial, que é o de descrever o sistema desenvolvido. Embora se relate a evolução do trabalho, é mais aprofundada a descrição técnica.

2. Apresentação do sistema

O sistema aqui descrito foi desenvolvido com base nos requisitos da aplicação, e dos futuros utilizadores do sistema – o Departamento de Engenharia Metalúrgica e de Materiais da FEUP.

O CAIMAF surge como resposta a uma necessidade concreta daquele departamento: Pretende-se analisar, em ensaios a temperatura controlada, a evaporação de água, por análise da quantidade de massa perdida. O sistema a desenvolver seria capaz de processar a informação (para controlo da temperatura) e registar os valores adquiridos.

Tratando-se de um sistema desenvolvido para uma aplicação específica, o primeiro passo na execução do trabalho foi uma consulta aos requisitos e características pretendidas. A partir daqui, foi feito um esboço do sistema completo. Embora este esboço carecesse de pormenores que iriam surgindo durante o desenvolvimento do Projecto, a existência de um objectivo final veio a revelar-se muito útil para a concretização do Projecto na sua forma final. Os inevitáveis ajustes que foram sendo feitos, foram-no dentro da filosofia definida inicialmente: pretendia-se a criação de um sistema de utilização em ambiente de laboratório, robusto e de precisão adequada à tarefa que desempenharia.

2.1 – Funcionalidade prevista e análise de requisitos

O sistema é aplicado num processo de ensaio de materiais. Neste processo, pretende-se analisar a perda de massa de um material, quando sujeito a temperaturas elevadas, por evaporação da água que este material contém.

Trata-se de um sistema dedicado a medir e controlar a temperatura, e que além de registar a temperatura ao longo de um ensaio, será capaz de medir e registar a massa do objecto, ou melhor, as variações de massa deste ao longo do processo. Resumidamente, o sistema acumulará as funções de *datalogger* e controlador PI de temperatura.

Os requisitos explicitados para o sistema são mais exigentes em resolução e qualidade das medições efectuadas, do que propriamente a rapidez de aquisição.

Para a temperatura, a resolução desejada é de 1 °C, numa gama de 0 a 1200 °C.

Para a massa, o ideal será uma resolução de 1 mg, numa gama total de 0 a 120g (o que inclui a tara, ou seja, o peso do recipiente e cabo de suspensão).

O intervalo entre acções de aquisição e controlo do sistema deverá ser da ordem de 1 segundo, não sendo crítico.

2.2 – Material existente e especificações iniciais

O componente essencial do Projecto foi fornecido à partida: Tratava-se de um forno de aquecimento resistivo, com alimentação monofásica, e uma potência de 1800 W. A sua temperatura máxima é de 1000 °C.

Foram ainda colocados ao serviço deste Projecto dois termopares tipo N, e uma célula de carga Litra, Mod. LC4001-120. As características desta são resumidas a seguir:

Gama de medida	120 gf
Sensibilidade (Fim de Escala).....	0.4 mV/V ou superior
Erro total	$\pm 0.015\%$ da saída (fim de escala)
Tensão de excitação recomendada.....	12V

Com estes componentes fulcrais, e os requisitos definidos pelos futuros utilizadores do sistema, pôde fazer-se uma primeira síntese de requisitos do sistema de medida e de controlo:

Para uma simplificação e melhor percepção do significado das características impostas, apresenta-se os valores relativos à resolução do sistema sob várias formas, na tabela seguinte:

Requisitos previstos para o Sistema					
Grandeza	Mínimo Mensurável	Gama de valores	Resolução		
			Absoluta	Percentagem	Bits
Temperatura	1 °C	0..1200 °C	$8,3 \times 10^{-4}$	0,083 %	11
Massa	1 mg	0..120 g	$8,3 \times 10^{-6}$	0,00083 %	17

Note-se que estamos a referir a resolução do sistema, sendo a resolução uma medida da menor variação que o sistema é capaz de detectar. Esta é, para os valores indicados, uma resolução acessível, desde que, na prática, se tomem alguns cuidados, como se verá adiante.

Quanto à precisão, os valores acima indicados são muito difíceis de obter: tipicamente, o erro de não linearidade integral de um amplificador ou conversor A/D de precisão ronda os 0,0015%, o que equivale a aproximadamente 2^{-16} , ou seja, uma resolução de 16 bits. Para a medida de variação de massa, isto seria eliminatório.

No entanto, e visto o sistema servir para detectar variações muito pequenas, interessa mais analisar o erro de não linearidade diferencial, ou, de outro modo, o erro, possivelmente existente, na medida de dois valores muito próximos entre si.

No cálculo da temperatura, e dado ser necessária a utilização de toda a gama disponível, o erro de não linearidade integral deve ser um levado em conta.

2.3 Esboço inicial do sistema

Com os dados apresentados era possível definir um esboço do sistema, que serviria como orientação para os desenvolvimentos a fazer durante a implementação. Logo de início, foram planeados dois sistemas:

1 – Plataforma baseada em PC, com comunicação com o sistema de conversão A/D e com plataforma de controlo de potência. Desenvolvimento de software de controlo de temperatura e aquisição e registo dos valores.

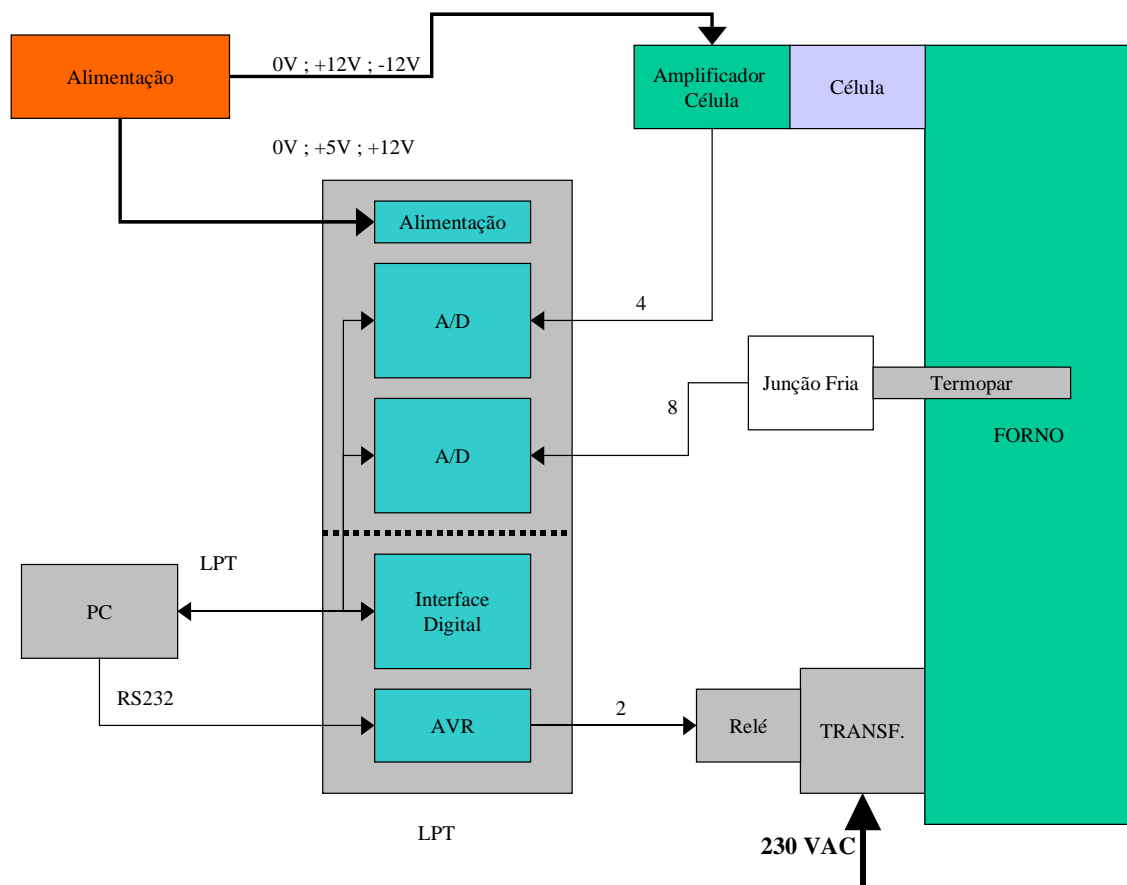
2 – Plataforma baseada em microcontrolador, com memória interna, capaz de adquirir dados, armazená-los, controlar o sistema de acordo com os dados adquiridos, e comunicar com um PC, através da porta série. Possibilidade de apresentar os dados ao utilizador, em tempo real, através dum LCD.

A justificação de um sistema baseado em PC está ligada à muito maior simplicidade de depuração do sistema, embora isso comprometesse a complexidade do sistema. Além disso, viria a revelar-se extremamente útil na altura de manipular a matriz de resultados obtidos, para armazenamento, bem como na comunicação com o conversor A/D.

O diagrama do circuito baseado em PC é apresentado a seguir. Na figura podem ser observados os diferentes módulos que compõem o sistema.

O diagrama apresentado foi de grande importância na altura de projectar caixas e cablagens para os diversos módulos.

Note-se que, no sistema autónomo, a única diferença é o facto de se eliminar o PC e se substituir este por uma placa com microcontrolador, que estará dentro da caixa principal do sistema.



3 – Descrição do sistema

A seguir descreve-se com pormenor o sistema realizado, e os seus módulos constituintes individualmente.

3.1 – Considerações genéricas – Ruídos, EMI

Dada a elevada precisão de que se pretendia dotar o sistema, o ruído (intrínseco e extrínseco) foi uma preocupação constante durante a concepção do circuito. Depois de algumas consultas a literatura dedicada, impressa e online, a opção mais adequada do ponto de vista do ruído passaria por uma separação dos vários módulos – Conversor A/D, parte analógica, circuitos digitais, controlador de potência, microcontrolador e alimentação. Esta abordagem está visível no diagrama anterior.

Os cuidados tidos com cada módulo serão descritos individualmente, mas importa aqui realçar que foram tidos os cuidados possíveis para eliminar a propagação de ruídos e diminuir a susceptibilidade aos ruídos externos: Cabos blindados a interligar os módulos entre si, utilização de planos de massa nas placas, comprimento reduzido dos cabos, abundância de condensadores de *bypass* e bobinas de modo comum, etc.

Outro pormenor importante – quando se trata de redução de ruídos quase todos os pormenores têm muita importância – foi a separação dos diversos módulos: foi necessário separar os módulos «ruidosos», como fonte de alimentação e circuitos digitais, dos módulos susceptíveis, como os conversores A/D. Isto foi conseguido através da utilização, dentro da caixa que acolhe os módulos, de blindagens entre as placas dos circuitos. Também os cuidados referentes à integridade do sinal não foram descurados: Sempre que possível, o sinal circulava entre os módulos depois de amplificado (logo menos sensível a interferências), todos os cabos tinham blindagens adequadas, as caixas eram metálicas, etc.

O actuador de potência, sem dúvida o componente que mais perturbações electromagnéticas provocaria, foi separado dos componentes de sinal e digitais.

3.2 – O sistema de Instrumentação

3.2.1 – Conversão A/D

3.2.1.1 – Escolha do Conversor

O primeiro critério na escolha do conversor é a resolução. Para termos 17 bits, torna-se necessário recorrer a conversores do tipo *flash* ou Sigma-Delta, visto serem estes os únicos no mercado a apresentar resoluções superiores a 16 bit. Pelo elevado preço dos conversores flash, e pelo facto de estes serem utilizados em aplicações que requerem velocidades de conversão muito elevadas, a escolha recai sobre um conversor Sigma-Delta. Tipicamente, estes conversores, pelo seu princípio de funcionamento, estão associados a elevadas resoluções e baixas frequências.

Surgiram dois fortes candidatos: o AD7731, da Analog Devices, e o MAX1400/1401/1402, da Maxim. As diferenças entre estes não são muitas.

Algumas características comuns:

- São ambos conversores A/D do tipo Sigma-Delta, um com 18 bits, o outro com 24 bits (é aqui de referir que a Maxim, refere que se tratam de 18 bits efectivos, enquanto que a Analog Devices publicita a capacidade “bruta” do conversor).
- Ambos têm 3 canais diferenciais ou 5 canais pseudo-diferenciais.
- Ambos podem fazer uma calibragem interna, do ganho e do desvio (*offset*), possuindo para isso três registos, um para cada canal diferencial.
- Ambos têm interface série com o exterior, o que complica um pouco o código mas simplifica muito o desenvolvimento e expansão do hardware. Em ambos, este interface é compatível com os interfaces standard de comunicação série síncrona: SPI, MicroWire, etc.

Algumas características distinguem os conversores, como o facto de o Maxim ter a possibilidade de armazenar os dados provenientes dos vários canais em buffers distintos, a possibilidade deste mesmo conversor utilizar os recursos de calibragem como um canal diferencial extra, etc.

No entanto, o MAX1402, embora esteja disponível uma placa de avaliação, não está disponível em encapsulamento DIP, o que dificulta a sua utilização em aplicações com um número pequeno de unidades, como é o caso.

O AD7731 leva uma ligeira vantagem em termos de qualidade e resolução máxima possível da conversão.

Mais relevante ainda, na altura do início da escolha, o MAX1402 ainda não estava em fase de produção. Neste momento, contudo, é uma séria alternativa ao AD7731.

A documentação da Maxim parece ser mais completa, acessível e elucidativa. Há alguma falta de informação relevante na datasheet do AD7731, que levaria a alterações no desenho do circuito.

Dado isto, a escolha recaiu sobre o conversor AD7731.

Algumas características do conversor e sua relevância para o circuito projectado:

Conversor Sigma-Delta, 24 bit	18 a 19 bits expectáveis
Compensação interna do <i>Offset</i>	Ajuste de zero (Tara) transparente ao software
Interface série	Menos linhas de sinal - Menor propagação de ruídos
Buffers nas entradas	Possibilidade de usar filtros passivos para diminuir ruído
Filtro programável	Possibilidade de compromisso entre velocidade e resolução

A familiarização com o integrado e os seus modos de funcionamento e comunicação com o exterior, foi feita através do recurso à placa de avaliação EVAL-AD7731EB.

No que respeita ao funcionamento do conversor, importa adiantar alguns pontos chave:

Este integrado contém, na última etapa da conversão, dois filtros.

Um deles é um filtro do tipo seno cardinal (ou melhor, do tipo $\text{sinc}^3(x)$, ou $(\sin(x)/x)^3$), destinado a eliminar os ruídos surgidos na conversão. O outro é um filtro FIR, de comprimento 22, que podemos utilizar (ou não) para posterior filtragem do sinal.

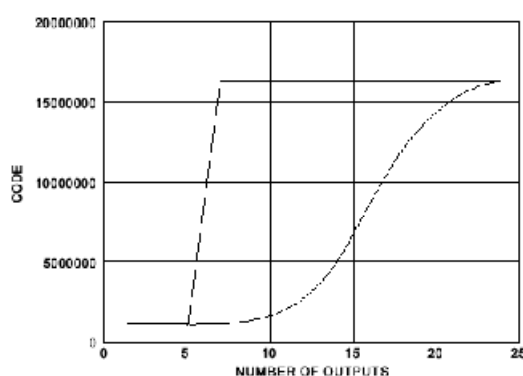
A memória interna deste integrado é limitada, e contrariamente ao que seria óptimo, a nível de desempenho, apenas existem 22 posições de memória disponíveis. O que significa que,

ao mudarmos de canal de aquisição, temos que aguardar pelas 22 aquisições necessárias para que o filtro possa actuar correctamente.

Para minimizar este problema, o integrado dispõe do modo FastSTEP, que permite fazer um varrimento entre canais mais rápido, e obter medidas aproximadas instantaneamente. O filtro FIR sai temporariamente do percurso do sinal, (continua a ser alimentado com valores), e volta a fazer parte do percurso do sinal quando estabilizar por completo.

O Status Register do conversor indica, neste caso, se o sinal disponível provém de um filtro FIR já estabilizado.

A diferença de desempenhos é facilmente avaliada através da figura seguinte:



Modos FastStep / Normal – evolução do valor da saída com o número de conversões efectuadas

Outro ponto importante é a programação do integrado (numa camada superior de software). A sequência de comandos, sendo simples, é importante para o desempenho do sistema. Na página 20 da datasheet é ilustrado o fluxograma de leitura e/ou escrita nos registos do integrado. Importa referir que o acesso é sempre feito primeiro ao “Communication Register “ do integrado, para que se possa, a partir daí, encaminhar os valores seguintes para os outros registos.

Na página 36 da datasheet é dado um exemplo de como fazer uma sequência completa de calibragem e aquisição.

Quanto à calibragem, esta pode ser feita de vários modos, e é feita de um modo muito simples. Importa referir que a sequência desta calibragem não é arbitrária, e que é necessário respeitar a ordem indicada pelo fabricante.

3.2.1.2 – Ensaios com o conversor e interface digital com PC

Os primeiros ensaios efectuados com o conversor A/D, para familiarização com o protocolo e modo de funcionamento, foram feitos usando o software fornecido com a placa de avaliação. Muito simplesmente, pretendia-se medir algumas temperaturas com recurso a um sensor integrado de temperatura (LM35). Ligado o sensor, procedia-se à inicialização e configuração do conversor, e posteriormente à aquisição. Como o software só devolve ao utilizador os valores inteiros dos registos de saída (entre 0 e 2^{24}), foi feita uma tabela numa folha de cálculo que permitisse validar resultados e comprovar as fórmulas de conversão. Por exemplo, apresenta-se os cabeçalhos de duas das tabelas usadas:

Modo Unipolar		
Calibragem:		
0	0	0° C
16777215	1,28	128° C
$V_{real} = (Num/16777215) * 1,28$		

Modo Bipolar		
Calibragem:		
0	-1,28	-128° C
8388608	0	0° C
16777215	1,28	128° C
$V_{real} = ((Num/8388608) * 1,28) - 1,28$		

Depois de verificada a facilidade de programação do circuito conversor, o passo seguinte era óbvio: aproveitando a possibilidade de fazer o interface com o PC usando a porta paralela, e com alguma experiência já nessa área, foi feito um novo *software*, que começaria por ter as funções do *software* original. O recurso a *Reverse Engineering* foi reduzido, graças à documentação existente, e revelou-se útil, pois permitiria desenvolver algumas rotinas genéricas de acesso ao barramento SPI.

Analisando o manual da placa de avaliação, identificou-se os sinais da porta paralela e a sua correspondência com os sinais SPI:

LPT	SPI
GND	GND
D0	MOSI
D1	RESET
D2	CS1
D3	SCK
D4	SYNC
D5	CS2
	VCC?
SEL	MISO
ACK	RDY

Depois de identificados os sinais, era necessário fazer a sua comutação na porta paralela do PC.

Surge, logo à partida, um problema: O sistema operativo. Assume-se como ponto de partida sistemas Windows, de 32 bits (NT 4, 2000, 95, 98 ou Millenium).

Normalmente, numa aplicação de controlo, será desejável utilizar o sistema NT 4 ou 2000. Poder-se-ia optar por um sistema UNIX/Linux, mas os problemas seriam os mesmos:

Os sistemas operativos modernos, tipicamente, não permitem acesso directo ao hardware, ou seja, não permitem usar instruções de Input/Output para a porta paralela, nem com recurso a programação em assembly. Para o fazer, o sistema tem que atribuir permissões ao processo que pretende aceder ao hardware.

Em Windows NT, não é impossível fazer isto, mas, numa primeira abordagem, em que se pretende usar os recursos disponíveis, optou-se por usar o Windows ME.

A linguagem Delphi, como outras, permite a inclusão de código em *assembly* nas suas funções.

Observe-se uma parte da função que permite ler um byte do barramento SPI, em Object Pascal / Assembly:

```

VALOR:=0;
ASM
    MOV AL,SAIDAS;
    AND AL, 11110110b;           // SCK e MOSI = 0
    MOV DX, PSAIDA;
    OUT DX, AL;
    NOP;                         // Aguarda alguns ms, para que sinal estabilize
    NOP;
    OR AL, 00001000b;           // Com SCK = 1,
    MOV DX, PSAIDA;             // O slave SPI coloca o valor na saída
    OUT DX, AL;
    MOV DX, PENTRADA;
    IN AX, DX;                  // Le o valor
    AND AL, 00010000b;          // O bit correspondente a MISO = 0?
    JZ BIT6;                    // Se for 0, avança para próximo bit
    MOV AL,VALOR;               // Se for 1, no byte a ler do SPI
    OR AL, 10000000b;           // o bit 7 é 1
    MOV VALOR, AL;              // Armazena
BIT6:
    MOV AL,SAIDAS;
    ...

```

Em Windows 95/98/ME, este código resolve o problema (O código escrito pode ser utilizado, com poucas alterações, nos microcontroladores Intel). Um problema associado ao Windows ME é o facto de a separação entre processos e controlo destes não ser eficiente, como nos restantes sistemas operativos. Isto pode ter consequências no desenrolar do processo de controlo.

A instrução OUT DX, AL, em Windows NT/2000, provoca uma excepção.

De facto, o Windows NT/2000 associa a cada processo um mapa das portas de entrada/saída que esse processo pode utilizar. É necessária a instalação de um serviço que permita o acesso directo ao hardware.

Não se pretende usar um sistema operativo em tempo real, pelo simples facto de a aplicação em causa requerer uma frequência de aquisição de perto de 1 segundo.

Enquanto se abordava este problema, acerca da escolha do sistema operativo, surgiu uma solução eficaz:

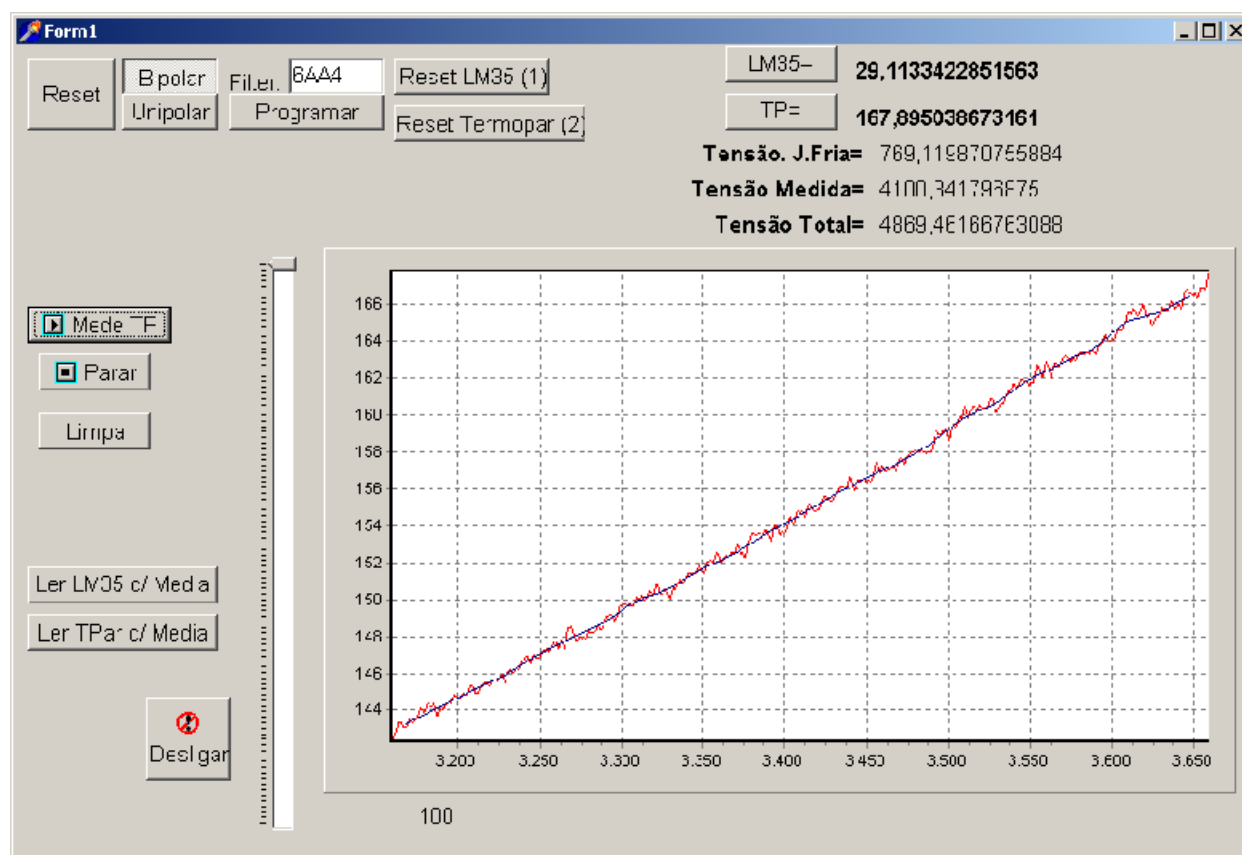
Uma pesquisa revelou que a Advantech, uma das maiores empresas em automação e instrumentação baseadas em PCs, disponibiliza, gratuitamente, drivers para as suas placas de expansão para PC, e drivers genéricos de acesso a hardware. Estes drivers permitem, depois de instalados, o acesso ao hardware, por qualquer aplicação desenvolvida numa linguagem que suporte o uso de DLLs. O Delphi permite fazê-lo, e de um modo muito simples.

Optou-se então pela utilização destes drivers, que, embora resultem num acesso um pouco mais lentos que a utilização de rotinas assembly, simplificam bastante o acesso ao hardware.

Com isto se resolveu o problema, tanto para Windows ME como para o Windows NT. A única restrição é a necessidade de disponibilizar e instalar os drivers antes de se instalar o software de aquisição e controlo.

Depois de algum exercício de programação, conseguiu-se obter um programa capaz de monitorar o estado do(s) conversores A/D, e que procede à indicação dos valores adquiridos.

Esse programa foi construído com base em vários módulos, o que permitiria a reutilização do código, na implementação do software final. Ilustra-se o aspecto do programa utilizado nas primeiras leituras dos termopares, e controlo da temperatura:



Depois de concluído este programa, considerou-se já dominado o processo de controlo do conversor A/D, e a leitura dos valores da conversão.

3.2.1.3 – Conversor AD7731 : Circuito de suporte

Apresenta-se aqui algumas ideias relativas ao projecto de um circuito com o AD7731, e que são as questões mais relevantes para obter o desempenho desejável deste conversor. Depois de expostos os fundamentos, descreve-se então o circuito projectado.

Em primeiro lugar, importa referir, pela importância no desempenho geral, a alimentação. No presente projecto opta-se por uma alimentação de 5V, para as partes analógica e digital do circuito. Todo o cuidado é pouco, quando se trata da utilização de condensadores de desacoplamento, para evitar que *ripple* na alimentação se traduza em ruído nas medições. A abundância de condensadores e a separação da alimentação digital e analógica são muito importantes.

Outro aspecto importante é o sub-circuito analógico. Qualquer entrada deverá ter um nível de tensão entre 1,2 e 4,05 V, para evitar saturação ou aproximação à zona de funcionamento não linear do circuito de entrada (amplificador, comutador). Graças aos buffers internos, é possível uma filtragem simples (circuitos RC) nas entradas de sinal. No entanto, valores elevados de R podem traduzir-se em distorção do sinal, devido às características não ideais das entradas analógicas (uma reduzida corrente de offset, a percorrer uma resistência elevada, pode traduzir-se numa queda de tensão apreciável).

O percurso do sinal deve ser optimizado no circuito (comprimento mínimo, isolado de interferências, etc.), para um desempenho óptimo.

O conversor dispõe de características não utilizadas no presente projecto, como as correntes de “Brown-Out”, que permitem detectar o estado dos sensores, entradas/saídas digitais (aqui pretende-se utilizar todos os sensores disponíveis, e mais duas linhas digitais não são necessárias).

Quanto à comunicação, esta é relativamente simples, sendo compatível com o protocolo SPI. Este protocolo é pouco mais elaborado do que uma porta paralela de 8 bits ligada ao exterior através de um shift register. Tem a particularidade de ser bidireccional (full-duplex), ou seja, ao mesmo tempo que se envia um valor, pode-se receber outro.

Algumas precauções ao comunicar com o conversor são exigidas: a sequência de bits (mais significativo primeiro), a polaridade dos sinais, e os requisitos a nível da temporização dos sinais (os diagramas temporais são mostrados nas págs. 34 e 35 da datasheet).

Com estas informações, foi possível avançar para o projecto de um circuito de suporte ao AD7731, destinado à aquisição de dados de termopares, sensor integrado de temperatura, e célula de carga.

O sub-circuito digital, de interface com o conversor A/D, foi desenvolvido tendo como base o circuito indicado e usado pelo fabricante na placa de avaliação. Isto permitiria ter um substituto directo, na fase de depuração e verificação do hardware (até uma fase avançada do Projecto, era possível substituir as placas feitas para o Projecto pela placa de avaliação), e, principalmente, era a melhor forma de ultrapassar as dificuldades relacionadas com a escassez de documentação acerca do integrado, na datasheet.

Foi desenhado um circuito mais específico e uma placa que se pretende seja um melhoramento em relação à placa da Analog Devices.

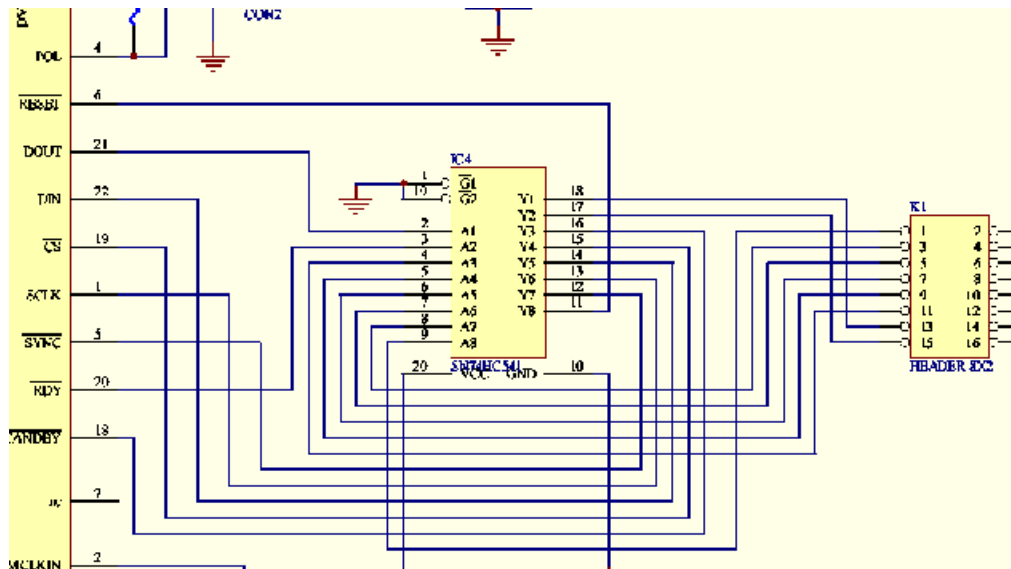
A placa resultante é mais compacta, e tem menos componentes na secção digital, para minimizar o número de fontes de ruído.

Na parte analógica, um cuidado essencial é ter um sinal com uma gama de tensões compatível com a indicada, e tentar reduzir ao mínimo os níveis de ruído.

É importante referir que, para uma completa compatibilidade com os níveis de tensão existentes na porta paralela dos PCs, o circuito teve de sofrer uma alteração.

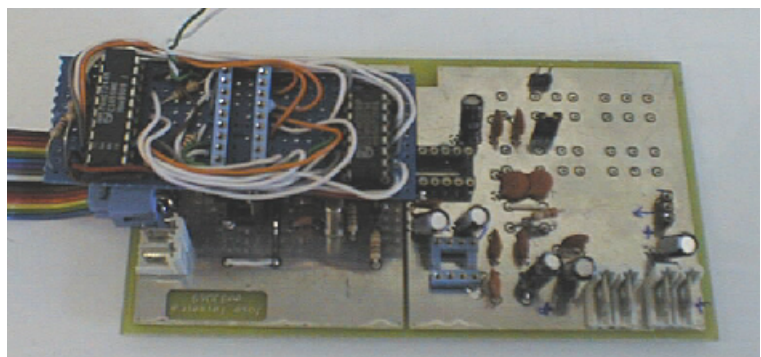
Em princípio, e para comunicação com um microcontrolador, por exemplo, a utilização de um buffer era o suficiente.

O circuito inicial tinha, assim, na parte digital, o aspecto ilustrado a seguir:



No decorrer dos ensaios, verificou-se que os níveis de tensão não eram adequados, o que provocava falhas na comunicação. Assim, optou-se por implementar um novo interface, ou melhor, um outro circuito que substituísse o integrado 74HC541. O circuito, apresentado adiante, foi montado numa placa de montagem de protótipos, e, com auxílio de suportes de IC apropriados, foi colocado em substituição do referido *buffer*. Depois desta alteração, os resultados foram os previstos, ficando a comunicação entre o PC e o AD7731 perfeitamente funcional.

Esta solução, ilustrada a seguir, resolveu eficazmente o problema até ao desenho e construção das placas definitivas.



O circuito de conversão A/D, na sua versão completa, será apresentado mais adiante. Antes, importa descrever a parte analógica, de condicionamento de sinal.

3.2.2. Medição de temperatura

Procede-se agora à apresentação dos pressupostos que levaram à implementação do circuito que procede à medição de temperaturas.

3.2.2.1. Considerações genéricas

Comecemos então por analisar os sensores usados, as vantagens e cuidados a ter na sua utilização.

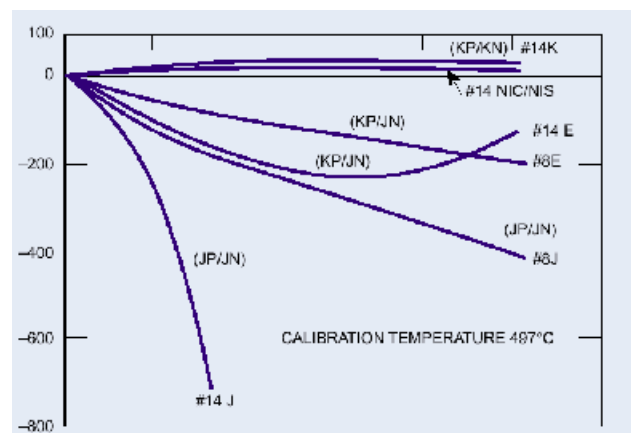
3.2.2.1.1. Escolha de de termopares

Para o Projecto, foram fornecidos, inicialmente, dois termopares tipo N.

Falar dos desvios, consulta com a Omega - dá erro de 2,2 °C, etc

Dada a gama de temperaturas em questão, Podia ser utilizado um termopar tipo K. Este existe há mais tempo no mercado e é de utilização mais comum, o que permitiria uma solução mais simples para o respectivo condicionamento do sinal, já que existem topologias de circuitos e alguns circuito integrados que permitem resolver o problema de um modo simples.

No entanto, o termopar tipo N (Nicrosil – Nisil) é especialmente vocacionado para aplicações onde a estabilidade ao longo do tempo e as condições ambientais (oxidação) sejam relevantes (1). Embora este termopar impeça a utilização de circuitos específicos de compensação de junção fria, o que se traduz num esforço maior, por parte do sistema, parece ser uma boa escolha. Na figura seguinte ilustra-se a deriva da FEM, em μV , ao longo do tempo, comparada com os materiais que constituem outros termopares.



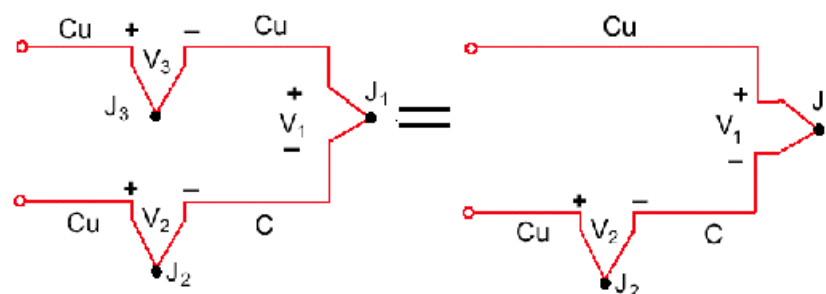
Verifica-se, facilmente, que o termopar N é o mais adequado para aplicações em que se pretenda manter um desempenho óptimo ao longo do tempo, após vários ensaios a elevadas temperaturas.

A alternativa à utilização de um termopar foi também considerada: Podia usar-se um pirómetro, que, por medida da radiação infravermelha emitida, daria uma indicação, sem contacto, da temperatura do material. No entanto, é um sistema caro, não se encontra facilmente para a gama de temperaturas a medir, e normalmente existe como sendo um sistema completo e fechado, com saída digital para ligação a um computador, o que não se enquadra no âmbito do projecto.

3.2.2.1.2. Compensação de junção fria

Um dos principais problemas decorrentes da utilização de termopares é a compensação da junção fria. O problema consiste na criação inevitável de uma ou mais junções parasitas, ao ser ligado o circuito (composto por fios de cobre, soldaduras de estanho e chumbo) aos terminais do termopar, compostos pelos mais diversos metais e ligas. Como essas temperaturas não estão, evidentemente, à temperatura de 0K, cria-se uma força electro-motriz nessas junções. Como, além disso, a temperatura dessas junções não é fixa, levanta-se o problema de eliminar a contribuição dessas junções para a tensão medida pelo aparelho.

Por exemplo: Para um termopar do tipo T (cobre-Constantan), temos uma junção parasita ao ligar o equipamento de medida ao terminal negativo (Constantan).

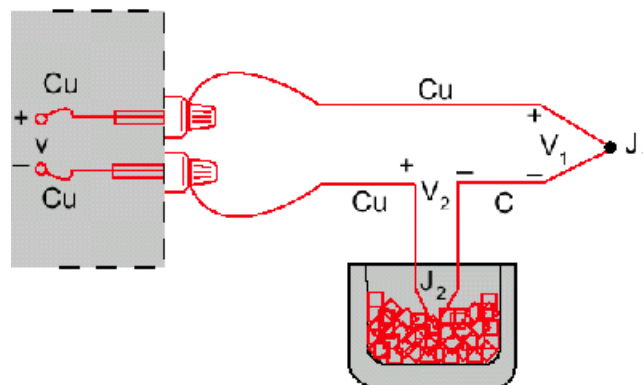


Como este termopar é formado por cobre e Constantan, apenas é criada uma junção parasita. No entanto, os resultados e conclusões são válidos para o caso em que nenhum dos materiais que constituem o termopar seja cobre.

A lei dos metais intermédios afirma que a existência de duas ou mais junções entre materiais diferentes (Metal A – Metal B – Metal C), é equivalente à existência de uma junção entre os metais extremos (Metal A – Metal B), desde que as junções estejam à mesma temperatura. No caso anterior, por exemplo, se a temperatura em J1 e J2 fosse a mesma, a tensão resultante seria a de uma junção Cobre-Cobre, que é evidentemente nula.

Como a temperatura das junções criadas pela utilização de fios de cobre é normalmente a temperatura ambiente, enquanto que o termopar medirá temperaturas mais elevadas, chama-se a esta junção a junção fria.

Uma das abordagens possíveis para a resolução do problema é colocar a junção fria a uma temperatura conhecida. Estando as FEMs dos termopares determinadas e tabeladas para 0°C, e como esta temperatura não é difícil de obter com boa aproximação, pode obter-se uma leitura razoavelmente exacta das temperaturas mergulhando a junção fria num recipiente com gelo em fusão.



É uma solução que, realmente, resolve o problema da junção fria.

Durante a fase de testes, foi esta uma das formas de depurar o processo de aquisição de temperaturas. Mergulhando a junção fria, e medindo a tensão, comparava-se os resultados com os valores indicados na tabela fornecida pela Omega.

Evidentemente, do ponto de vista prático, o banho de gelo em fusão não é uma forma aceitável de compensar a existência da junção fria. Existem, obviamente, mais métodos. Um deles é a compensação por hardware. Neste modo de compensação, existe um circuito que, à tensão lida pelo termopar, soma uma tensão correspondente à tensão parasita na junção fria (com sinal oposto). Existem várias topologias de circuitos destinados a esse fim. Existem alguns circuitos integrados com essa função específica – LT1025, da Linear Technology, AD595, da Analog Devices ...

Estes integrados são de utilização simples, e, como já foi afirmado, resolvem o problema da compensação de um modo eficaz.

No entanto, nenhum destes circuitos contempla a utilização de termopares tipo N. Como este termopar é o escolhido para a aplicação, surge a necessidade de optar por outro método de compensação - compensação por software.

Este método, mais complexo e exigente, em termos de capacidade de processamento, para o sistema de controlo, é mais versátil. Qualquer alteração no tipo de termopar, por exemplo, implica apenas a alteração de constantes no software, não havendo necessidade de alterações ao circuito.

Como a sensibilidade do termopar depende da temperatura (a relação F.E.M. – Temperatura é uma relação não linear), não é possível somar a temperatura obtida através da tensão lida com a temperatura de referência. Torna-se necessário alguns cálculos para a sua obtenção. Assim, os principais inconvenientes estão relacionados com a necessidade de cálculos relativamente demorados, para a determinação correcta da temperatura.

Estes inconvenientes não são significativos, dada a resposta relativamente lenta do termopar a variações da temperatura. Espera-se, para a constituição e dimensões do termopar existente, tempos de resposta de alguns segundos.

Depois de descrito acima o fenómeno do aparecimento da junção parasita ou junção fria, a descrição deste método torna-se simples:

Coloca-se, junto à junção fria, um sensor que permita obter o valor da temperatura nessa junção. A partir deste valor, conhece-se a FEM total gerada pelas junções parasitas existentes, e pode somar-se esse valor à tensão lida pelo aparelho de medida.

Concretamente, o procedimento da rotina de compensação é o seguinte:

1. Determinar a temperatura da junção fria
2. Calcular a tensão correspondente a essa temperatura, através do cálculo de um polinómio ou por tabelas
3. Somar a tensão assim obtida à tensão lida pelo aparelho de medida
4. Calcular, a partir desta tensão total, a temperatura na junção quente do termopar.

Surge aqui outro problema: Para uma boa aproximação, os polinómios devem ser de ordem elevada. Isto implica muitos cálculos. Principalmente multiplicações, em vírgula flutuante. A expressão para calcular a tensão em função da temperatura, por exemplo, é de um polinómio de ordem 10:

$$T = a_0 + a_1 \cdot v + a_2 \cdot v^2 + a_3 \cdot v^3 + a_4 \cdot v^4 + a_5 \cdot v^5 + a_6 \cdot v^6 + a_7 \cdot v^7 + a_8 \cdot v^8 + a_9 \cdot v^9 + a_{10} \cdot v^{10}$$

Isto implica um número bastante elevado de multiplicações, principalmente para calcular as potências.

Felizmente, uma manipulação simples desta expressão permite reduzir o trabalho do processador. Basta apresentar a expressão na forma, mais adequada, que se indica a seguir:

$$T = a_0 + v \cdot (a_1 + v \cdot (a_2 + v \cdot (a_3 + v \cdot (a_4 + v \cdot (a_5 + v \cdot (a_6 + v \cdot (a_7 + v \cdot (a_8 + v \cdot (a_9 + v \cdot a_{10}))))))))))$$

No presente caso, o conversor A/D não é necessariamente rápido, as constantes de tempo dos sistemas são de muitos segundos, e por isso este método é o mais apropriado. Acresce que o cálculo referido é feito muito mais rapidamente do que uma aquisição de um valor do conversor.

Nas tabelas seguintes mostram-se os coeficientes utilizados para a aplicação, para a obtenção de uma tensão a partir de uma temperatura e de uma temperatura a partir de uma tensão, respectivamente:

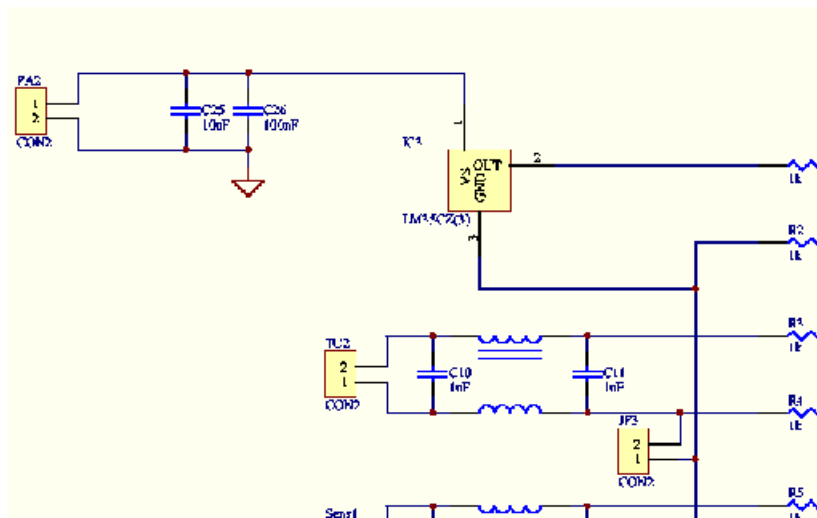
Estes coeficientes são fornecidos pelo NIST, National Institute of Standards and Technology.

V=P(T)	
0..1300 °C	
C0	0,0000000000E+00
C1	2,5929394601E+01
C2	1,5710141880E-02
C3	4,3825627237E-05
C4	-2,5261169794E-07
C5	6,4311819339E-10
C6	-1,0063471519E-12
C7	9,9745338992E-16
C8	-6,0863245607E-19
C9	2,0849229339E-22
C10	-3,0682196151E-26

T=P(V)	
0..1300 °C	
C0	0,0000000E+00
C1	3,8783277E-02
C2	-1,1612344E-06
C3	6,9525655E-11
C4	-3,0090077E-15
C5	8,8311584E-20
C6	-1,6213839E-24
C7	1,6693362E-29
C8	-7,3117540E-28

3.2.2.2 - Descrição do circuito

O sensor de temperatura usado é o LM35, da National Semiconductor. A sua utilização é extremamente simples, e a saída é directamente proporcional à temperatura em °C. Existem apenas algumas questões a considerar, no circuito ilustrado:



O circuito mostra a ligação dos sensores (LM35 – IC3 e um termopar – TC2) ao conversor. A linha de massa do LM35 (pino 3), comum ao terminal negativo dos termopares destina-se a que os sinais respeitem os limites de saturação do conversor A/D. Nesta linha está presente a tensão de 2,5V, vinda directamente do regulador (AD780, ou MAX6325).

Como o LM35 tem de ser alimentado com uma tensão superior a 4 Volt, torna-se necessário uma tensão maior que 6,5 V, para alimentar o sensor de temperatura. Os 12V presentes no circuito são aplicados em PA2. A ligação do termopar é feita directamente ao conversor.

Quanto à tensão de referência: O AD780 tem uma regulação de carga de cerca de 75 $\mu\text{V}/\text{mA}$. O LM35 consome cerca de 100 μA . Dá uma queda de tensão de 7,5 μV . Isto pode dar, a 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, origem a um erro de medida de cerca de 0,2 a 0,3 $^\circ\text{C}$, para a gama entre 0 e 1300 $^\circ\text{C}$. Não é significativo, mas o MAX6325, muito mais preciso, apresenta uma regulação de carga muito melhor, e será usado no mesmo circuito.

Quanto ao ruído, dada a baixa impedância dos termopares, é principalmente ruído extrínseco (interferências), que importa filtrar. Para isso faz-se passar por núcleos de ferrite os condutores vindos do termopar, o que elimina o ruído de modo comum, e coloca-se circuitos RC à entrada do conversor.

3.2.3 - Pesagem

No centro do sistema de pesagem está a célula de carga.

A célula de carga fornecida parece ser de elevada precisão. No entanto, a relação entre a gama de medida e a precisão desejada é muito elevada, o que pode prejudicar o desempenho do sistema de conversão. À partida, não será possível, com esta célula, obter resultados válidos para a gama completa. Como se tratará de medir pequenas variações numa pequena massa, podemos, ainda assim, esperar obter os resultados esperados.

A literatura referente a esta célula de carga foi mais difícil de encontrar, mas um contacto com o fabricante e seu representante para a Europa foi o suficiente para que a *datasheet* e instruções chegassem por fax.

3.2.3.1 - Análise de Ruído

Para analisar a adequação da célula de carga aos requisitos do sistema, e, sendo esta célula constituída por elementos resistivos, optou-se por fazer alguns cálculos iniciais, para determinar a amplitude do ruído expectável, e a necessidade ou não de amplificação do sinal.

O AD7731 está preparado para receber sinais directamente de uma célula de carga, ou outro sensor com ligação em ponte de Wheatstone, como a utilizada neste sistema. Normalmente, basta utilizar uma das gamas de entrada do conversor – a mais adequada aos valores da saída da célula, e não é necessário amplificação além da feita internamente pelo AD7731.

Neste caso, os valores relevantes são os seguintes:

Gamas de tensões de entrada para o AD7731 – 20 mV ... 1,28V.

Tensão de excitação da ponte: 15 V máxima, 12 V recomendada

Tensão de saída nominal (tensão entre os terminais da célula, com carga nominal): 0,4 mV/V ou superior.

Assumindo uma tensão de excitação de 12 V, temos:

$$12 \times 0,4 = 4,8 \text{ mV}, \text{ para } 120 \text{ g}$$

o que corresponde, para 1 mg, a 40 nV. É uma tensão muito baixa. Além disso, o valor máximo (4,8 V) é cerca de 4 vezes inferior ao mínimo de 20 mV, o que corresponde, *grosso modo*, à perda de 2 bits.

Como a máxima resolução expectável para uma gama de 20 mV é de 17 bits, ficaríamos reduzidos a 15 bits, o que prejudicaria o desempenho mais que o aceitável.

Isto em relação ao erro de quantificação.

Outra fonte de erro é o ruído. Neste caso, por ser um sensor resistivo foi feita, por precaução, uma análise ao ruído térmico ou de Johnson.

Não interessa descrever os fundamentos que levam ao surgimento deste ruído, mas apenas referir que é um ruído branco que existe sempre que haja um condutor (com resistência não nula).

O seu valor eficaz é dado por

$$V_T = \sqrt{4 \cdot k \cdot B \cdot T \cdot R}, \text{ em que}$$

R é a resistência do condutor

K é a constante de Boltzmann : $1,4 \times 10^{-23}$

B é a largura de banda considerada

T é a temperatura absoluta, em Kelvin

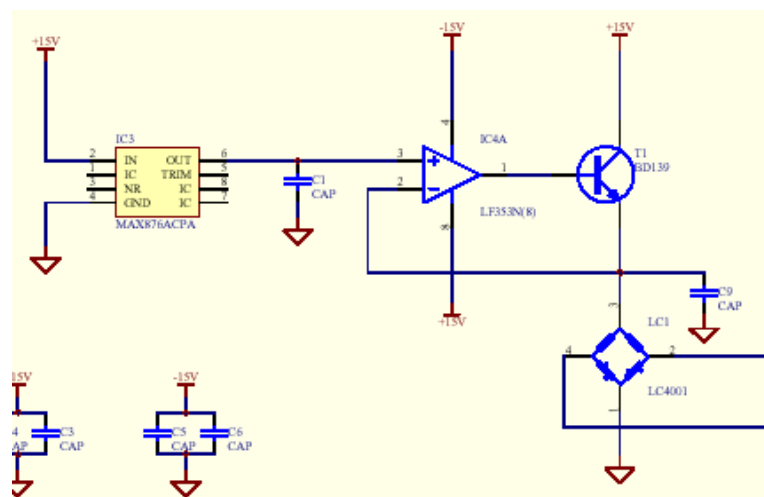
Para uma resistência de 350 Ω (a de cada braço da célula de carga), este ruído tem um valor eficaz de cerca de $2,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Para quatro resistências, somando quadraticamente (trata-se de valores eficazes de grandezas não correlacionadas), o valor eficaz do ruído térmico é cerca de $5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. O valor eficaz do ruído não é muito inferior ao mínimo que queremos detectar – 40 nV, por isso torna-se necessário todo o cuidado. Uma das medidas será reduzir ao mínimo a largura de banda.

Depois de comprovar na prática a insuficiência do sinal para uma conversão adequada, bem como a predominância do ruído sobre o sinal, optou-se por construir um circuito de amplificação, tão preciso quanto possível.

3.2.3.2 - Amplificação do sinal

Depois de consultas a diversas fontes de informação, referentes ao condicionamento de sinal para instrumentação, foi projectado o circuito de amplificação que se descreve de seguida.

O circuito tem duas partes fundamentais. A primeira é a parte de polarização da ponte de Wheatstone:



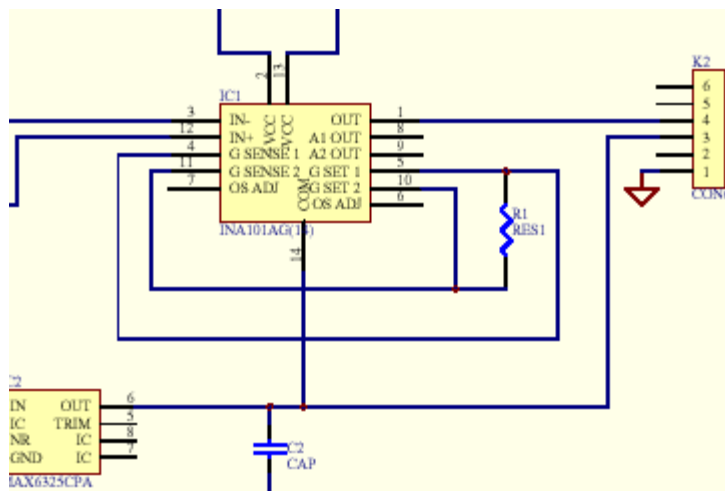
O seu funcionamento pode ser assim descrito: O circuito IC3 é uma referência de tensão de 10V, de elevada precisão. Esta tensão vai alimentar a ponte de Wheatstone que constitui a célula de carga. No entanto, a regulação de carga de IC3 não é a melhor, nem este se destina a alimentar cargas que debitem correntes elevadas.

Utiliza-se então, como sugerido na datasheet do circuito 1B31, da Analog Devices, um amplificador operacional (TL082) e um transístor NPN de uso corrente (no caso o BD139), na configuração de amplificador de corrente (colector comum). O modo mais simples e imediato de analisar o funcionamento deste amplificador de corrente é o seguinte: Como o ampop mantém, a tensão entre as suas entradas nula, facilmente se depreende que o transístor alimentará a célula de carga com uma corrente tal que a tensão seja de 10V. A sua base é controlada, para isso, pela saída do ampop.

O sinal é depois amplificado por um amplificador de instrumentação, de boa qualidade. Foi escolhido o INA101, da Texas Instruments. Outra alternativa (ligeiramente melhor, do ponto de vista do ruído), seria o INA129. A única vantagem do INA101 era a sua disponibilidade imediata.

Também aqui se recorre a uma topologia menos convencional, para ultrapassar um outro problema: Normalmente, os sinais são referenciados à massa. No caso presente, interessa, contudo, fazer a referenciação ao nível de 2,5V, que é a tensão na outra entrada do canal diferencial do amplificador. O único cuidado a ter ao fazê-lo (utiliza-se evidentemente o pino de referência da saída) é usar uma fonte de baixa impedância, dado que, caso contrário, o ruído na saída aumentaria consideravelmente. Para isso foi utilizado o MAX6325, referência de tensão de excelentes características, do ponto de vista da estabilidade e do ruído. A tensão de saída do MAX6325 é depois também usada como tensão de referência do conversor A/D.

Esta segunda parte do circuito é ilustrada a seguir:



Neste circuito também se pode observar a abundância de condensadores de desacoplamento, que se destinam a minimizar a amplitude do ruído.

3.2.4. Desenho das Placas de Circuito Impresso

Um dos aspectos que mereceram maior atenção foi o desenho das placas de circuito impresso. Embora na literatura acessível o desenho óptimo de placas de circuito impresso não fosse um assunto aprofundado, foram sendo descobertos existem vários conceitos que levariam ao projecto cuidado das placas.

Conforme sugerido numa *application note* da Analog Devices, uma estratégia que minimize o cobre retirado da placa é sempre preferível.

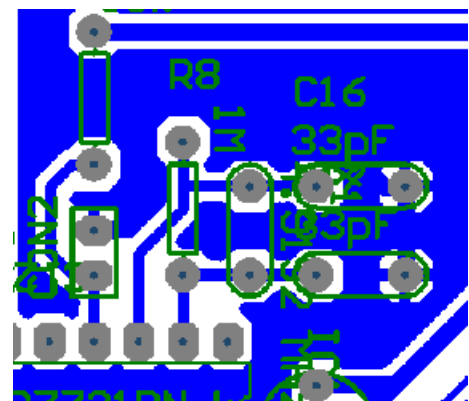
Separação entre partes analógicas (mais susceptíveis), e partes digitais (menos susceptíveis ao ruído, mas uma fonte importante de ruídos, na comutação dos transístores)

Cruzamento de sinais em faces opostas da placa, deve ser evitado.

Utilização, sempre que possível, da face inferior para ligações, reservando a face dos componentes para plano de massa. Como os componentes emitem ruídos electromagnéticos, ao colocarmos o plano de massa entre estes e as pistas elimina-se a interferência.

Disposição cuidada dos componentes, para minimizar o comprimento das pistas. Especial cuidado com as linhas de sinal de entrada do conversor, e a proximidade dos condensadores de desacoplamento ao circuito cujo desempenho se pretende melhorar.

Isolamento de partes mais ruidosas. Atente-se, por exemplo, no circuito oscilador a cristal, completamente rodeado pelo plano de massa:



3.3 - O sistema de controlo de potência

Para controlar a carga resistiva, havia várias alternativas a considerar. Dada a utilidade de prever a utilização do sistema para controlo de aquecimento por indução, foram estudadas estas alternativas, suas vantagens e inconvenientes.

Como pressupostos temos apenas a potência do forno fornecido, com aquecimento por efeito de Joule (1,8 KW), e uma ideia das frequências em jogo num sistema de aquecimento por indução (não se fez o dimensionamento em potência deste sistema, pois depende de várias incógnitas, e porque isso só influi no sistema de potência propriamente dito).

Importa referir também que o forno tem os elementos resistivos de aquecimento ligados a um transformador monofásico (que servirá para reduzir a tensão e permitir maior corrente nesses elementos).

As alternativas para controlar a potência entregue à carga são as seguintes:

- **Rectificação controlada – Controlo por fase**
- **Rectificação da tensão da rede**, e posterior **utilização de um conversor DC-DC** para controlar a potência da carga
- **Controlo por ciclo integral** (ou semi-ciclo)

O primeiro método está já perfeitamente dominado, no âmbito da Electrónica de Potência. Poucos componentes de potência, um controlador dedicado (normalmente um único CI), e temos um sistema pronto. A carga (2 KW) não traria dificuldades ao desenvolvimento do circuito de potência. Este método, no entanto, apresenta alguns inconvenientes graves:

- Factor de potência reduzido. O método é simples e eficaz, mas a corrente tem um alto teor de harmónicos. Sempre que possível, o interface para a rede deve ser de modo a que a corrente seja sinusoidal.
- Comutações (constantes) dos elementos de potência provocam muito ruído, que se propaga pelas próprias linhas de alimentação e pelo ar.
- Dificuldade de adaptação a outro sistema de aquecimento.

Quanto ao segundo método, implicaria usar um rectificador não controlado, seguido de um *chopper* (de 1 quadrante seria suficiente), ou mesmo de um conversor DC-AC. Este método permitiria a adaptação directa de um sistema de aquecimento por indução, sendo necessário eventualmente, alteração de algumas variáveis do sistema de controlo.

No entanto, nada justifica o desenvolvimento de um sistema tão complexo. Além disso, o facto existir um transformador obsta à utilização de um simples conversor DC-DC.

A terceira hipótese é viabilizada pela elevada constante de tempo do circuito térmico. De facto, a elevada inércia térmica do forno faz com que a constante de tempo térmica seja da ordem dos minutos. O próprio termopar tem uma constante de tempo de alguns segundos (V. OMEGA). Assim, é possível o controlo do seguinte modo:

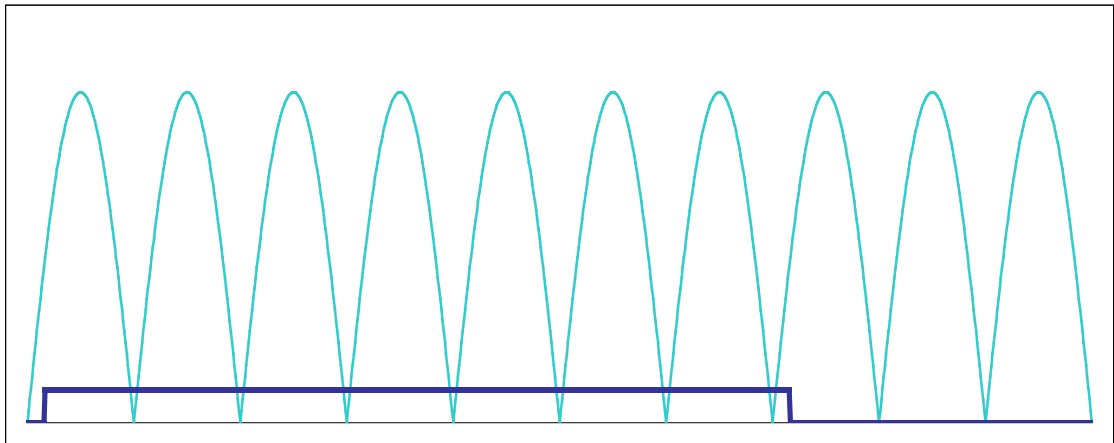
Em cada 100 semi-ciclos da rede (a 50 Hz, isto corresponde a 1 segundo), aplica-se à carga a tensão durante alguns semi-ciclos. Seja n o número de semi-ciclos em que o interruptor conduz. O duty-cycle obtido deste modo é de $n/100$. Ao variar a quantidade n variamos, portanto, a potência fornecida à carga.

Este método traz algumas vantagens:

Se se ligar o interruptor exactamente na passagem por zero da tensão, evita-se ruídos como os originados com o controlo por fase. Como a carga é indutiva, isto é uma vantagem importante. As correntes de magnetização do transformador também são reduzidas, comparativamente ao controlo por fase.

O controlo é relativamente simples: basta ter um temporizador de 10 ms e um contador de 0 a 100. A utilização de um qualquer microcontrolador resolve este problema.

O sincronismo com a rede não é importante: De facto, como a saída está activa durante $n \cdot 10$ ms, em que n é a percentagem de potência a fornecer à carga, não importa em que instante a saída é activada. A demonstração mais imediata pode ser feita com recurso à figura seguinte:



Nesta figura, para simplificação, assume-se que o tempo total é de 100 ms, de modo a haver 10 semi-ciclos da rede, em vez de 100. Se pretendermos aplicar 70% da potência total à carga, a saída estará activa durante 70 ms. Como não há sincronismo, a saída é activada depois da tensão da rede passar por zero.

A carga só será ligada no semi-ciclo seguinte, o segundo. No entanto, no início do oitavo semi-ciclo, se houvesse sincronismo, o relé seria desactivado. Como a saída digital que o controla ainda permanece activa por mais algum tempo, o relé conduz durante o oitavo semi-ciclo. Temos, com ou sem sincronismo com a rede, 70% da potência aplicados à carga.

3.3.1 – Descrição do circuito

Estabelecido o método de controlo, deu-se início ao desenvolvimento de um circuito que permitisse fazer esse controlo.

Inicialmente, foi desenvolvido software para PC que, através da manipulação de um sinal da porta paralela, fazia este controlo. No entanto, isto implicaria, posteriormente, ter dois processos a comunicar com a mesma porta para o exterior, o que, embora sendo permitido (dentro de certos limites), é pouco seguro, do ponto de vista da integridade dos dados.

Além disso, a exactidão da duração de cada intervalo no PC não é garantida a 100%, dada a grande quantidade de tarefas que normalmente correm em simultâneo.

Depois destas experiências, avançou-se para o desenvolvimento de um controlador autónomo, baseado num microcontrolador.

Optou-se por um microcontrolador AVR 90S8515, da Atmel. Esta série de microcontroladores tem algumas características importantes:

- São programáveis no circuito (possuem para isso 8 kbytes de memória Flash). De facto, a diponibilidade deste microcontrolador e do respectivo programador foram os factores decisivos na sua escolha.
- Funcionam a 8 MHz, mais que suficiente para a aplicação.
- Incorporam UART, barramento SPI, e dois temporizadores/contadores, um de 8 e outro de 16 bit.
- O seu sucesso comercial garante uma enorme disponibilidade de ferramentas e apoio online.
- Disponibilidade de compilador C (freeware) permitia o início imediato do desenvolvimento.

O circuito de programação do AVR inclui a comunicação série (RS232) entre o PC e o microcontrolador. Por isso, foi criado em pouco tempo um sistema que, através da porta série, aceita um valor entre 0 e 100. Posteriormente, esse valor é apresentado num mostrador LCD, e a carga é actuada em conformidade.

Refira-se que o sistema é baseado em interrupções, ou seja, normalmente o microcontrolador está num ciclo infinito. A cada 10 ms, a saída que controla a carga e o contador de semi-ciclos são actualizados, e de cada vez que é recebido um caractere ASCII, o valor internamente armazenado do duty-cycle é alterado.

O circuito de potência é simples, pela utilização de um relé de estado sólido. Como este relé é actuado por uma tensão contínua entre 3 e 32 Volt, e a corrente consumida é cerca de 3,5 mA, é possível a ligação deste relé à saída do microcontrolador. No entanto, por precaução, o relé é ligado através de um transístor NPN de uso corrente.

O relé de estado sólido inclui detecção da passagem por zero. Trata-se do D1225, da Crydom, um dos mais importantes fabricantes de equipamento deste tipo. O relé foi escolhido com base nos requisitos da aplicação, e na relação desempenho/custo (Um relé com corrente nominal de 10 A e um de 25 A têm, no mercado, o mesmo preço).

A detecção de passagem por zero é uma importante característica destes relés, já que evitou que se fizesse essa detecção num circuito externo, o que seria concertiza menos robusto.

Antes de apresentar o circuito, resta referir que a alteração de uns parâmetros no temporizador do microcontrolador permitem alterar as características da saída. Aqui se revela a importância de ter no mesmo cabo, a ligação RS232 e os sinais para programação do microcontrolador: O software para PC poderá incluir uma chamada ao programador, e reconfigurar assim o sistema de controlo de potência.

Resta referir que a frequência do sistema de aquecimento por indução é variável, mas a tabela seguinte permite ter uma ideia aproximada, e verificar a adequação do sistema de controlo ao novo método:

Material	Temperatura (°C)	Diâmetro (mm)						
		25 kHz	10 kHz	6 kHz	3 kHz	1 kHz	500 Hz	60 Hz
Aço	1250	7-25	15-50	20-70	30-85	45-120	70-180	180-500
Bronze	750	6-12	10-15	10-20	15-30	20-50	25-150	90-320
Cobre	850	2-4	4-10	4-15	10-20	15-40	20-150	60-300
Alumínio	450	4-8	8-15	8-20	15-25	20-50	20-160	65-300

Pelas características que se pretende atribuir ao sistema de aquecimento por indução, a frequência deve estar entre 60 e 500 Hz. Sem mais pormenores, isto é suficiente para comprovar que o sistema de controlo desenvolvido permite a adaptação ao aquecimento indutivo.

3.3 – Alimentação do circuito

Um cuidado essencial num sistema de aquisição de dados com estas características é a qualidade da alimentação do circuito. As fontes de alimentação disponíveis, embora adequadas ao uso corrente, não são apropriadas para alimentar um sistema do qual se pretende extrair 17 bits de resolução.

A alimentação de 12V, servindo para alimentar o sistema de amplificação, desde que estável, não levanta problemas ao desempenho, e pode ser aplicada directamente. Para os 5V serem estáveis, foi necessário um regulador dedicado.

Um regulador linear cumpriria as funções, mas implicaria perdas de 7/12, ou seja, cerca de 60%. Foi então projectado um regulador de tensão comutado, com recurso a um integrado da MAXIM – MAX744.

O circuito é simplesmente baseado no proposto pelo fabricante. Com os filtros na saída, a tensão de saída está adequada aos circuitos que se pretende alimentar.

Um outro cuidado a ter nas alimentações foi a utilização de um único ponto de massa, para evitar correntes de massa, o que provocaria que, por exemplo, os planos de massa, em vez de absorverem os ruídos, fossem eles próprios fontes de interferência. A abundância de condensadores de desacoplamento estende-se à placa de distribuição da alimentação. Esta placa permite distribuir, a partir de um único ponto, a alimentação para todos os módulos, dentro e fora da caixa.

A separação eléctrica, por uma resistência de reduzido valor, da alimentação dos circuitos analógicos e digitais, permite reduzir ainda mais a propagação de ruídos através das linhas de 5V.

3.4 – Controlador de temperatura

Um requisito essencial do sistema é o controlo automático de temperatura. Depois de verificada a funcionalidade dos sub-sistemas de aquisição de valores de temperatura e do registo de dados, pôde proceder-se à implementação do controlador.

Como pressuposto inicial, assume-se que o sistema a controlar é linear, em torno do ponto central de funcionamento. Normalmente, os ensaios serão efectuados a temperaturas entre 500 e 900 °C. O ponto médio será então de 700 °C.

Embora o assumir que o sistema é linear seja uma aproximação grosseira, o controlo PI e as características do forno permitiriam um controlo exacto da temperatura.

O dimensionamento do controlador foi feito de modo a optimizar o seu comportamento às temperaturas utilizadas normalmente. Fez-se a linearização em torno do ponto médio.

Os parâmetros do modelo foram determinados analisando os valores de potência a fornecer à carga de modo a que esta estabilizasse em cada uma das temperaturas.

Os valores obtidos foram:

500 °C – 4%

700 °C – 23%

900 °C – 38%

Estes resultados confirmam a não linearidade do sistema:

De facto, como as perdas de calor aumentam com a temperatura, essa não linearidade era previsível. Agravar-se-ia, na realidade, à medida que nos afastássemos da temperatura central.

Obtidos estes valores, o passo seguinte era determinar a constante de tempo.

Para isso, fez-se estabilizar o sistema a 700 °C, e, depois disso, variou-se a potência na carga para cada um dos outros valores determinados nos ensaios anteriores. A partir daqui, e com o registo da evolução da temperatura, obteve-se, do modo clássico, os valores correspondente aos parâmetros do controlador, a partir da resposta ao degrau obtida.

3.4.1. Modelização do sistema e dimensionamento do controlador

Assumiu-se que o forno seria um sistema linear, de primeira ordem. Ou seja, um sistema do tipo

$$\frac{K}{1 + s \cdot Tp}, \text{ sendo } Tp \text{ o pólo único do sistema. Podemos eventualmente assumir também}$$

que o sistema terá um atraso.

O controlo vai ser feito com um controlador PID, descrito pela equação

$$m(t) = Kp \cdot \left[e(t) + \frac{1}{Ti} \cdot \int_0^t e(t) dt + Td \cdot \frac{de(t)}{dt} \right]$$

Acrescentando um controlador ao modelo do forno, obtemos o modelo do sistema completo, em malha fechada.

O modelo apresentado é um modelo de um sistema de controlo contínuo.

Sendo o controlador (como as variáveis a controlar) um sistema discreto, não são directamente aplicáveis os métodos de controlo.

No entanto, verificou-se, como referido e justificado mais adiante, que a constante de tempo térmica era de tal modo diferente do tempo de aquisição e controlo (1 segundo), que a aplicação do algoritmo PI (ou PID) era viável.

Para o dimensionamento do controlador, ou seja, utilizou-se o método de Ziegler-Nichols. Este método assenta no princípio que o sistema pode ser aproximado por um sistema de primeira ordem com um atraso, ou seja,

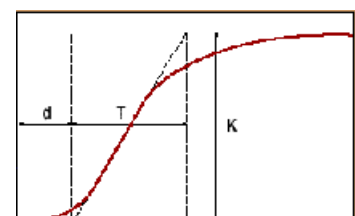
$$G(s) = \frac{K \cdot e^{-d \cdot s}}{1 + s \cdot T}$$

Para determinar os parâmetros do controlador adequado, analisa-se a resposta ao degrau do sistema em malha aberta, obtendo-se os valores indicados na figura:

K – ganho em malha aberta

T – Declive da resposta no ponto de inflexão

d – Intersecção da recta com declive T e passante no ponto de inflexão com o eixo horizontal.



Depois de conhecidos T , d e K , os valores dos parâmetros do controlador Proporcional, Proporcional-Integral, ou Proporcional-Integral-Derivativo são os seguintes:

	K_p	T_i	T_d
P	$1/(T.d)$		
PI	$0,9/(T.d)$	$3.d$	
PID	$1,2/(T.d)$	$2.d$	$0,5.d$

A utilização de um sistema de controlo discreto levanta objecções à utilização dos coeficientes assim determinados.

Existem fórmulas para calcular os valores de K_p , T_i e T_d tendo em atenção o tempo de amostragem do controlador digital.

Porém, existe uma regra empírica e vulgarmente usada, que defende a utilização de um intervalo de amostragem T_s tal que

$$T_s < T_p/10 \quad (\text{sendo } T_p \text{ o pólo do sistema de primeira ordem, ou pólo dominante})$$

Como neste sistema esse requisito é cumprido, o dimensionamento inicial do controlador foi feito com recurso à tabela anterior, sendo dispensados ajustes nesta fase.

Alguns autores sugerem a utilização de, em vez do atraso d , do valor $(d+T_s/2)$, de modo a compensar o atraso provocado pelo sistema de controlo. Neste caso, esta consideração não faz sentido. Mas existe uma precaução a tomar no controlo em malha fechada deste tipo de sistemas, que é o facto de se poder pretender obter elevadas prestações em malha fechada de um sistema com fraco desempenho em malha aberta. Felizmente, dada a natureza da aplicação do sistema final (ensaio lentos a temperatura constante), também essa preocupação é evitada.

Com isto, verifica-se que, do ponto de vista do controlo, o sistema pode ser aproximado, sem grande prejuízo dos resultados obtidos, por um sistema contínuo, por ser um sistema muito lento, com tempo de aquisição reduzido.

3.4.2. Implementação do algoritmo de controlo

O controlo, como referido, é feito por software: entre duas aquisições consecutivas de sinal, o sistema processa a informação de modo a actuar sobre o regulador de potência, para manter a temperatura no valor desejado.

Para isso, apresenta-se de seguida a forma do controlador PID digital.

Consideremos o controlador PID contínuo

$$m(t) = Kp \cdot \left[e(t) + \frac{1}{Ti} \cdot \int_0^t e(t) dt + Td \cdot \frac{de(t)}{dt} \right]$$

Ao amostrarmos o sinal, deixamos de ter $e(t)$, e passamos a ter $e(n)$, com n inteiro.

Temos então

$$\left. \frac{de}{dt} \right|_n = \frac{e(n) - e(n-1)}{\Delta t}$$

$$\int_0^t e(t) dt = \sum_{k=1}^n e(k) \Delta t$$

Δt é o intervalo entre duas amostras.

Podemos escrever a equação do controlador PID para sinais discretos:

$$m(n) = Kp \left[e(n) + \frac{1}{Ti} \sum_{k=1}^n e(k) \Delta t + Td \left(\frac{e(n) - e(n-1)}{\Delta t} \right) \right]$$

Introduzindo os parâmetros

$$Ki = Kp(Ts/Ti)$$

e

$$Kd = Kp(Td/Ts)$$

Onde $Ts = \Delta t$, podemos rescrever a equação do controlador na forma

$$m(n) = K_p \cdot e(n) + K_i \cdot s(n) + K_d [e(n) - e(n-1)]$$

onde $s(n) = s(n-1) + e(n)$ é o total acumulado dos valores da variável erro $e(n)$.

Assim, o controlador PID básico é implementável directamente em código, de um modo simples:

```
begin
    sn:=sn+en;
    mn:=Kp*en+Ki*en+Kd*(en-enOld);
    enOld:=en;
end;
```

A variável **en** seria actualizada entre cada duas chamadas à função descrita acima.

Um cuidado a ter, com esta implementação (como com qualquer controlador PID), é a saturação ou windup. Felizmente, este fenómeno é facilmente evitado de uma de várias formas disponíveis. A mais eficiente será a utilizada, e que consiste em, quando a variável $e(n)$ atinge o limite superior, impedir a soma de mais valores positivos, fazendo o mesmo para o limite inferior e valores negativos do erro.

Em Pascal, simplesmente,

```
if not
    ((mn>mnmax) and (en>0)
    or
    (mn<mnmin) and (en<0))
then sn:=sn+en;
```

Outro factor a ter em conta na síntese de controladores digitais é o sincronismo da aquisição, ou seja, garantir que os valores são adquiridos em intervalos de tempo iguais.

O processo de controlo e aquisição está, na aplicação, sincronizado através de um temporizador de alta resolução (1 ms), que suspende os processos de aquisição regularmente para dar início à rotina de controlo PID.

3.5 – O sistema completo

Como referido anteriormente, o desenvolvimento inicial do trabalho foi feito com recurso a um PC, para posterior extrapolação dos resultados para um sistema autónomo. Devido à utilização em laboratório do sistema, à disponibilidade de um PC com os requisitos exigidos pelo software desenvolvido, e principalmente ao facto de ser mais útil concentrar o processo de aquisição e posterior análise dos dados numa máquina apenas, o PC foi a plataforma escolhida para o funcionamento do sistema. Descreve-se aqui a arquitectura definida para os dois sistemas.

3.5.1. Sistema baseado em PC

Os primeiros ensaios com o núcleo deste sistema, o conversor A/D, foram feitos através de um PC. A porta paralela manipulava os bits de modo a emular o protocolo SPI, para comunicar com o conversor.

Com base nesse protocolo, foi projectado um barramento SPI para a porta paralela, nas componentes de software e hardware.

Cada periférico SPI (slave) é activado por um sinal CS – Chip Select, ou SS – Slave Select. As restantes linhas são comuns: linhas de dados MOSI e MISO, linha de relógio SCLK, e, eventualmente, linha de Reset.

Como o sistema tinha que comunicar com dois conversores, foi acrescentada uma linha de selecção CS2, que o software se encarregava de activar, depois de adaptado a esta alteração.

3.5.2 – Ligação dos sub-sistemas

A comunicação é feita através da porta paralela. Foi projectado uma pequena placa que desempenha a função de backplane, ao distribuir os sinais pelos periféricos a ela ligados. A essa placa, que recebia os sinais directamente da porta paralela, foram ligados os flat-cables para cada um dos módulos de aquisição.

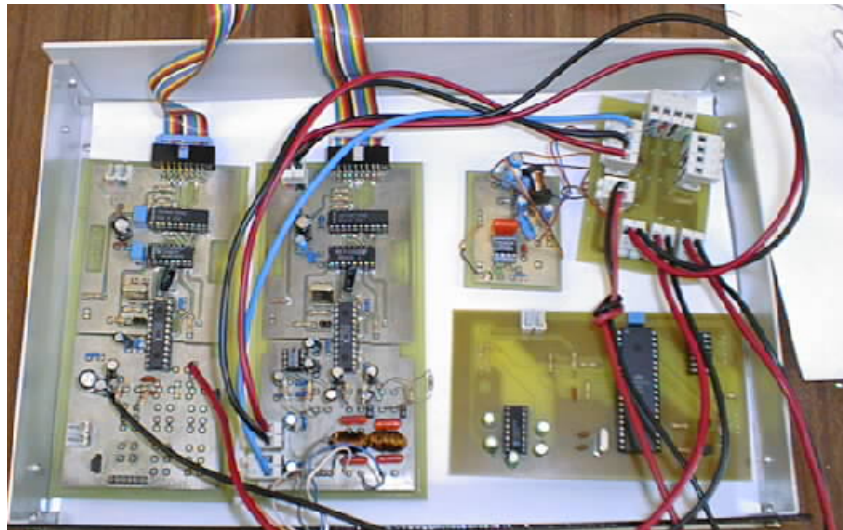
Tínhamos, então, o PC a comunicar simultaneamente com os dois conversores.

Para comunicação com o módulo de potência, foi escolhida a porta série, pelo já anteriormente explicado. O microcontrolador recebia, do PC, em tempo real, informação acerca da potência a fornecer à carga.

O sistema de aquisição foi montado numa caixa metálica. Os módulos foram distribuídos de acordo com a sua susceptibilidade ao ruído ou emissão de interferências:

As placas de sinal foram isoladas do resto do sistema por uma blindagem, para aumentar ainda mais o seu desempenho em termos de imunidade ao ruído.

O resultado da distribuição dos módulos na caixa pode ser observado na fotografia seguinte:



São visíveis as duas placas de aquisição, à esquerda, e, à direita, os circuitos que emitem mais ruído: A placa de microcontrolador, a placa de distribuição de alimentação, e o regulador de tensão comutado, que transforma os 12V não regulados numa tensão regulada de 5V para alimentar os sistemas de aquisição e o microcontrolador. Evidentemente, esta placa é uma importante fonte de ruídos.

Além do sistema central, foram desenvolvidos, como ilustrado no diagrama do sistema, circuitos e módulos periféricos.

Os termopares foram ligados a um bloco isotérmico, para medição da temperatura da junção fria: esse bloco consiste numa placa de circuito impresso, em que foram feitas as ligações, e que foi envolta por um isolante térmico. A essa placa está acoplado um sensor de temperatura, LM35C, que fornece indicação da temperatura das junções frias dos dois termopares.

Finalmente, para diminuir a susceptibilidade ao ruído externo, esse conjunto foi envolto por uma caixa metálica, sendo essa caixa ligada à massa do circuito.

O circuito de condicionamento de sinal da célula de carga, muito sensível a interferências, pela reduzida amplitude do sinal de entrada, foi montado ao lado da própria célula. Isto diminui o trajecto do sinal não amplificado. Também esse circuito foi montado dentro de uma caixa metálica, ligada à massa do sistema.

Depois do sinal amplificado, a ligação é feita à caixa principal do sistema.

Refere-se que os cuidados com a blindagem foram extremamente importantes no desempenho do sistema de aquisição: Pelo simples facto de se envolver o bloco isotérmico numa caixa metálica, por exemplo, a interferência originada pelo controlo da carga de 2 kW (forno), que provocava erros de cerca de **20%**, passou a originar um erro de apenas 0,1 °C em 1000 °C, ou seja, **0,01%**.

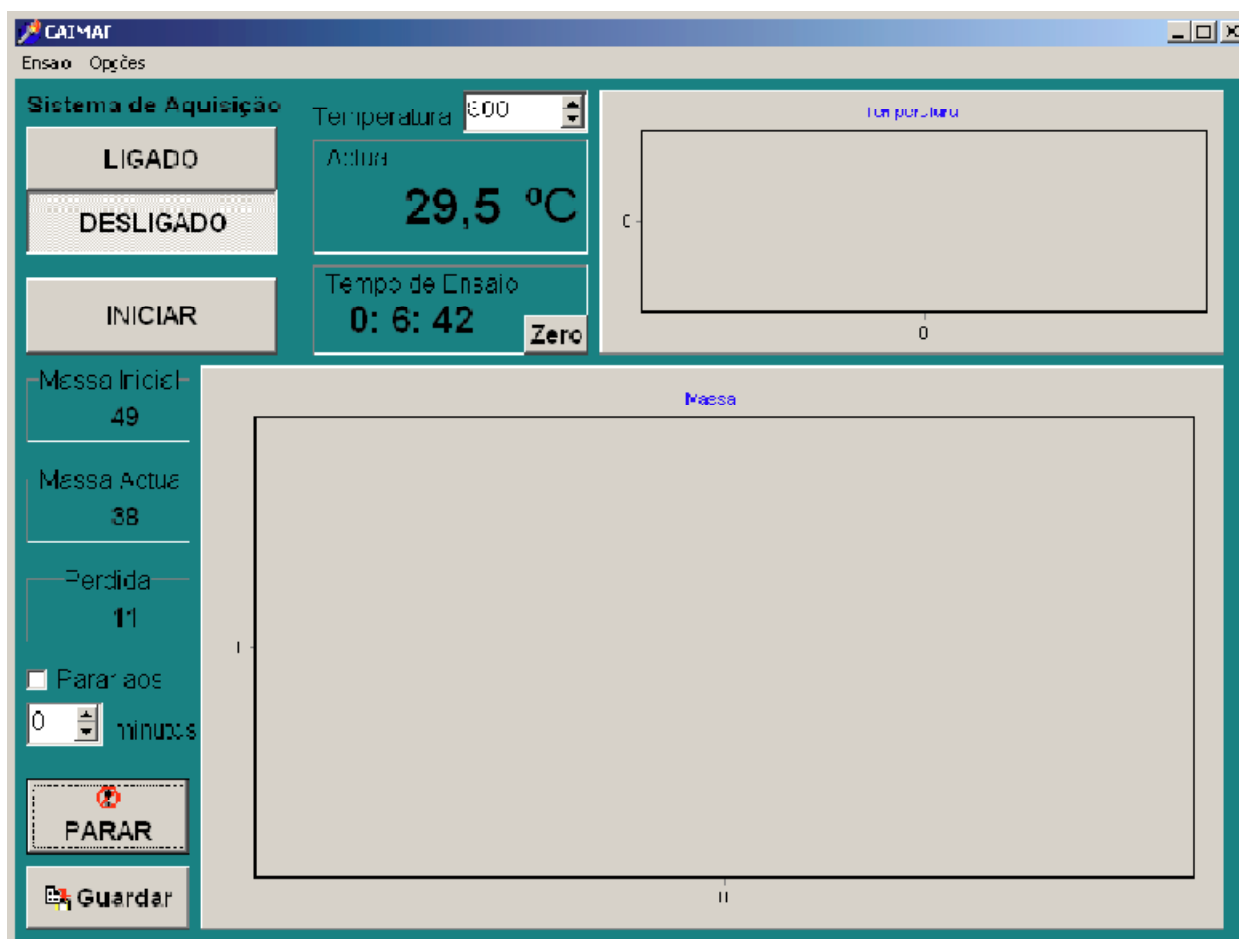
3.5.3 – Software

O software desenvolvido para o projecto está feito em Delphi, para correr em plataformas Windows NT e 98.

O projecto de software, e a sua implementação, foram também processos iterativos. Como referido, foram inicialmente desenvolvidos módulos específicos para cada função: um para aquisição do sinal dos termopares, outro para aquisição do sinal da célula de carga, um módulo de registo dos dados adquiridos em ficheiro XLS, e um outro para controlo da temperatura do forno.

Os ensaios foram feitos então nestes módulos, o que simplificou o processo de depuração. Enquanto se fazia testes, procedia-se à implementação de um software único, que acumulasse as funções de aquisição, visualização e registo dos dados, e que procedesse ao controlo automático da temperatura (algoritmo PI).

O software tem o aspecto ilustrado a seguir:



Como se pode verificar, este software apresenta os valores mais relevantes ao ensaio dos materiais de uma forma directa. A temperatura é apresentada num gráfico diferente da evolução da massa, dada a relevância e gamas de valores serem completamente diferentes para cada caso.

É permitida a paragem automática do ensaio, ao fim de um intervalo de tempo determinado. No fim do ensaio, os dados são automaticamente armazenados num ficheiro XLS, mas isto pode ser feito a qualquer altura, durante o ensaio. Antes de iniciar o ensaio, o utilizador deve ligar o sistema de aquisição. Ao fazê-lo, o software executa as seguintes tarefas:

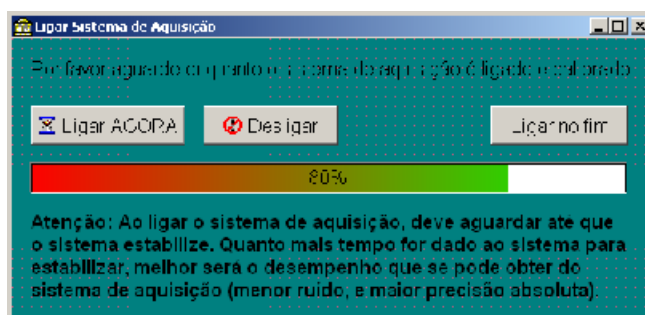
- Verificar se o sistema está alimentado, e se a comunicação com os módulos se faz de um modo correcto.
- Calibrar o sistema de pesagem, para compensar o peso do suporte do material.
- Calibrar o sistema de aquisição de temperatura.

O processo de calibrar os sistema de aquisição consiste em fazer várias vezes a compensação (internamento no conversor) do offset, ler o valor resultante e, depois de algumas aquisições, armazenar esse valor novamente no interior do conversor A/D. Isto para o sistema de pesagem.

O mesmo pode ser feito para o valor total, aquando da aferição e calibragem do sistema de pesagem.

No sistema de aquisição de temperatura, é feita também uma média, mas para os valores de tensão conhecidos: a tensão de referência (2,5V), e uma tensão nula. O conversor permite essa calibragem.

Como se pode depreender, e principalmente para o sistema de pesagem (onde o ruído é mais significativo, e onde se pretende o máximo desempenho), quantos mais valores forem adquiridos, maior será a precisão que se consegue obter do sistema. Por isso, ao utilizador é apresentada a janela ilustrada a seguir, que traduz o estado do processo de inicialização do sistema.



Uma outra vantagem é o facto de, enquanto é feita a calibragem dos sensores, o tempo de aquecimento (*warm-up time*) é respeitado. Por exemplo, o sensor de temperatura LM35 tem um processo de aquecimento interno, e deve-se deixar que a temperatura deste estabilize, antes de se proceder à medição da temperatura.

O *software* permite ao utilizador calibrar o sistema de pesagem, como é natural num sistema deste tipo. Isso é feito, também depois de um processo de compensação da tara, através da aquisição do valor obtido para um peso conhecido. O utilizador indica ao sistema valor que deveria ser lido, e o factor correspondente é armazenado, junto com outros dados relevantes da configuração, num ficheiro .INI. Este valor, evidentemente, deve ficar armazenado de um modo não volátil, e por isso fica guardado no PC, e não no conversor, como os restantes.

3.5.4 – Caixas, cabos

Como referido anteriormente, os diversos módulos do sistema foram colocados em caixas metálicas, unidas por cabos com blindagem electromagnética. Isto foi feito conforme o diagrama inicial apresentado. Cada caixa contém uma etiqueta, que refere a sua função e as ligações feitas nas fichas dessa caixa. Por exemplo, na caixa isotérmica, de ligação dos sensores de temperatura, é dada a seguinte indicação:

CAIMAF – TERMOPAR

1 – LM 35- 1 - VS
2 – LM 35- 2 - VO
3 – LM 35-3 - GND
4 – TP1+
5 – TP1 -
6 – TP2 +
7 – TP2 -

Isto permitiria a resolução de problemas eventualmente surgidos no circuito.

Novamente para melhorar o desempenho em função do ruído, todos os cabos tinham blindagem, e todas as massas metálicas do sistema estavam ligadas ao potencial nulo.

4 - Documentação do Projecto

Outro aspecto importante do Projecto foi a documentação. Além do presente relatório, que fornece uma descrição do sistema, foi elaborada uma página web, não só de acompanhamento, mas também de divulgação do trabalho. Acerca do conversor A/D, que é normalmente usado em aplicações específicas, existe pouca documentação disponível online.

Foram publicados então os esquemas dos circuitos, em português, e alguma informação foi disponibilizada em inglês. Os desenhos das placas de circuito impresso, que são um melhoramento à própria placa de avaliação usada pelo fabricante, foram também publicados. O formato foi o PDF. O original destes circuitos, no formato PROTEL, está também disponível.

Como a página tinha também a função de permitir o acompanhamento do Projecto, constavam também da página informações relevantes para esse acompanhamento:

- Objectivos do projecto
- Participantes no projecto
- Metodologia
- Etapas do projecto e Calendário
- Documentação
- Local e ferramentas de trabalho

Além disso, foi sendo feito um historial, que se pretendia ser um acompanhamento regular do desenvolvimento do Projecto.

Finalmente, um documento muito importante, dado que o sistema tinha um «cliente» definido à partida, foi a criação de um manual de utilização. Embora o sistema seja uma caixa fechada, não necessitando de manutenção, e o software seja explícito acerca da sua funcionalidade, é sempre útil acompanhar qualquer sistema das respectivas intruções de:

- Instalação
- Utilização normal
- Calibragem
- Manutenção

Para este caso, isto permitiria uma imediata adaptação ao funcionamento do sistema, sendo uma referência para consulta em caso de necessidade de qualquer operação de manutenção.

5 – Conclusões

O projecto apresentado foi desenvolvido nas instalações da FEUP (Laboratório I103, e oficinas), o que permitiu que a implementação de todo o sistema de hardware e software. Desde o projecto à confecção das placas e preparação das caixas, todo o trabalho, embora de um modo artesanal, foi feito na FEUP.

Relativamente aos resultados obtidos:

Devido a um projecto cuidado do sistema de hardware, o sistema supera os requisitos propostos inicialmente. As características técnicas obtidas no sistema final são:

Características Técnicas	
Pesagem	
Gama	0..120g
Resolução	10 mg (1)
Temperatura	
Gama	-200..1200 °C
Precisão	0,2 °C (2)
Aquecimento	
Potência máxima	5 kW
Método de controlo	Ciclo Integral
Aquisição de dados	
Intervalo Aquisição e Controlo	1 s
Duração ensaio	0..18h
Formato dos dados	Excel
(1) Resolução do sistema de pesagem limitada ao mínimo permitido pela célula de carga existente	
(2) Precisão da medida dependente dos termopares usados. O valor indicado refere-se a sensores calibrados	

Ainda assim, o limite existente deve-se aos sensores utilizados. Foi estudada a viabilidade de utilizar sensores diferentes dos fornecidos pelo Departamento de Metalurgia e de Materiais. Existem no mercado sensores muito mais precisos: a utilização de uma célula de carga diferente e de um pirómetro por infravermelhos para medição da temperatura traduzir-se-iam numa precisão de **0,1 mg** e **0,2 °C**. No entanto, estes sensores são mais caros, e incluem o condicionamento de sinal. Além de não se enquadrarem no âmbito do Projecto, o facto de se ter superado os requisitos iniciais permitiu que fossem usados os sensores inicialmente previstos.

Uma conclusão importante a retirar do projecto é o facto, confirmado pelas características, que um projecto cuidadoso de um sistema de instrumentação é essencial para o seu desempenho.

O aluno,

José António Costa Teixeira

Bibliografia

Embora a literatura consultada tenha sido muita, refere-se aqui a mais relevante para o desenvolvimento do Projecto:

Teixeira / Pacheco – Delphi 4 Developer's Guide

Stuart Bennet – Real Time Computer Control

Yeralan – Programming and interfacing the 8051 Microcontroller

Henry W. Ott - Noise Reduction Techniques in Electronic Systems

J. Vithayathil – Power Semiconductor Drives

Mohan, Undeland, Robbins - Power Electronics

Literatura disponível Online:

Página do Projecto: -

<http://www.fe.up.pt/~ee93069>

http://www.fe.up.pt/~ee93069/index_e.htm.

Technical Reference – Omega Temperature Handbook

<http://www.omega.com/pdf/temperature/Z/zsection.asp>

Características do termopar N e comparação com outros tipos:

<http://www.omega.com/pdf/temperature/Z/pdf/z041-044.pdf>

Tabela de coeficientes da função polinomial T(V) ou V(T), para vários termopares:

<http://www.omega.com/pdf/temperature/Z/pdf/z198-201.pdf>

Tabela de referência (Valores da FEM em função da temperatura) para termopares N:

<http://www.omega.com/pdf/temperature/Z/pdf/z214-215.pdf>

Analog Devices AD7731 – CMOS, Low Noise 24-Bit Sigma-Delta ADC

http://www.analog.com/pdf/2131_0.pdf

Analog Devices 1B31 - Wide Bandwidth Strain Gage Signal Conditioner

http://www.analog.com/pdf/1B31_0.pdf

AD7731 Technical Note

http://www.analog.com/techsupt/eb/lin_eb/AD7731/AD7731_Tech_Note.pdf

AD7731 Evaluation Board

http://www.analog.com/techsupt/eb/lin_eb/AD7731/ad7731.pdf

Maxim MAX1402 – +5V, 18 Bit, Low Power, Multichannel, Sigma Delta ADC

<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/1984.pdf>

Maxim MAX110/MAX111 – Low Cost, 2 Channel, ± 14 Bit Serial ADCs

<http://pdfserv.maxim-ic.com/arpdf/1018.pdf>

Advantech

<http://www.advantech.com>

Optimização da interface para a rede de fontes de alimentação

http://www.fe.up.pt/~ajm/www_cp1/intf_cp1.pdf

Induction Heating System Topology Review

<http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf>

An I.C. Amplifier User's Guide to Decoupling, Grounding, and Making Things Go Right for a Change

http://www.analog.com/techsupt/application_notes/AN-202.pdf