



PROJETO

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica

Desenvolvimento de técnicas e *hardware* para aquisição e condicionamento de sinais de sensores de posição indutivos em ambiente industrial

Ricardo Filipe Farinha Pedro

Leiria, Novembro de 2013



PROJETO

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica - Ramo de Energia e Automação

Desenvolvimento de técnicas e *hardware* para aquisição e condicionamento de sinais de sensores de posição indutivos em ambiente industrial

Ricardo Filipe Farinha Pedro

Projeto de Mestrado realizado sob a orientação do Doutor Pedro José Franco Marques, Professor Adjunto da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Leiria e coorientação do Engenheiro Paulo Jorge da Cruz Ventura, Professor Adjunto da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Leiria.

Leiria, Novembro de 2013

*Aos meus pais e irmãos,
pela compreensão e incansável
apoio ao longo de todo
o percurso académico.*

Agradecimentos

Em primeiro lugar, deixo a minha gratidão aos orientadores deste Projeto, Doutor Pedro Marques e Engenheiro Paulo Ventura, desde logo pela oportunidade concedida na realização deste trabalho e pela forma como me apoiaram e incentivaram ao longo do mesmo. Para além disso, o facto de sempre acreditarem no sucesso deste Projeto foi crucial ao longo do mesmo. Endereço também uma palavra de apreço ao Doutor Luís Neves, pelo carácter humano demonstrado no início deste trabalho.

Às empresas Glass Soft - Robótica e Sistemas, Lda. e BA Vidro, S.A., agradeço o total apoio no desenvolvimento do produto requerido e descrito neste documento, sendo esta troca de sinergias fundamental para o sucesso deste Projeto. Em especial, o meu obrigado aos Engenheiros Carlos Sebastian, João Teixeira e Manuel Costa (Glass Soft - Robótica e Sistemas, Lda.) e Engenheiro Paulo Sá (BA Vidro, S.A.).

Em variadas situações deste Projeto, a colaboração de várias pessoas ligadas à ESTG foi de elevada importância. Ao Centro de Eletrónica da ESTG no apoio à produção dos protótipos, ao responsável do Laboratório de Engenharia Mecânica pelo acesso e utilização de diversos equipamentos, e a todos os docentes que em situações pontuais me apoiaram de variadas formas, o meu bem - haja.

À minha namorada e a todos os meus colegas e amigos, agradeço o apoio dado e o ótimo ambiente de trabalho proporcionado, não só neste trabalho mas ao longo de toda a minha vivência académica na ESTG.

Por fim, e porque os últimos são os primeiros, deixo um agradecimento especial à minha família, em especial aos meus pais e irmãos, pela oportunidade e condições que me concederam ao realizar todo o meu percurso académico. Pelo incondicional apoio dado e pela incansável compreensão em todas as situações, o meu muito obrigado!

“Se quiseres chegar rápido vai sozinho, se quiseres chegar longe vai acompanhado”
(Provérbio Africano)

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Resumo

Desde sempre que a eficiência energética e a redução das matérias primas utilizadas em qualquer processo de fabrico industrial, é crucial em termos de rentabilidade. A indústria do vidro de embalagem não é exceção. Atualmente, a maioria dos processos de fabrico de vidro de embalagem são automatizados e baseados em máquinas IS.

Para além disso, o compromisso entre a eficiência e a qualidade dos produtos fabricados leva à otimização dos processos utilizados. Nas máquinas IS, o recurso a sistemas de rejeição que permitam rejeitar produtos que não se encontrem nas especificações requeridas é cada vez maior. Um dos motivos de rejeição de um produto passa pelo seu peso, ou seja, pela quantidade de matéria prima utilizada, o que retorna à eficiência. Nas máquinas utilizadas atualmente, uma possível solução para medição do peso da gota de vidro (porção de vidro que dará forma a um novo produto) é o recurso a transdutores indutivos. Estes transdutores encontram-se acoplados ao pino de prensagem que se movimenta dentro do molde onde o produto ganhará forma, permitindo através do seu movimento calcular a quantidade de vidro presente nesse molde.

Este trabalho assenta no condicionamento de sinal destes transdutores indutivos, desenvolvendo e implementando um sistema elétrico/eletrónico que, sendo elemento integrante de todo o processo automático de produção de vidro de embalagem, permita a este determinar o peso da gota de vidro em cada molde de uma máquina IS. O conhecimento deste valor permite a utilização de um sistema de rejeição de produtos cujo peso se encontre fora do industrialmente estipulado.

Palavras-chave: medição do peso de gota de vidro, condicionamento de transdutores indutivos, máquina IS

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Abstract

Energy efficiency concerns and the need to reduce the usage of raw materials in any industrial manufacturing process have always been of crucial importance. The container glass industry is not an exception to this. Currently, most of the container glass production processes are automated and based in IS machines.

Furthermore, the compromise between efficiency and products quality leads to an ever greater optimization of the production process. In IS machines, there is an increased usage of rejecting systems that allow to discard a product that doesn't fulfill the required specifications. One of the rejection reasons is the product weight, directly proportional to the quantity of raw material, which brings us back to the efficiency concerns. In the machines currently in use, a possible solution for gob weight measurement (quantity of melted glass portion will become a new product) is the use of inductive transducers. These transducers are coupled to the plunger which moves within the mold where the product will take shape allowing, through the extension of its movement, to calculate the amount of glass present in the mold.

This work is built upon the signal conditioning of the output of these inductive transducers, developing and implementing an electric/electronic system that becomes a component of the whole automatic process of container glass production. Thus, this allows the system to determine the weight of each gob in each mold if an IS machine and this information allows, in turn, the implementation of a product rejecting system that discards items which weight is out of the industry specifications.

Keywords: gob weight measurement, signal conditioning for inductive transducer, IS machine

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Lista de Figuras

Figura 1.1	Exemplos de produtos de vidro de embalagem.	2
Figura 1.2	Máquina IS na empresa BA Vidro, SA.	3
Figura 2.1	Processo automatizado de produção de vidro de embalagem . .	8
Figura 2.2	Forno <i>end fired</i> [13].	8
Figura 2.3	Depósito de vidro num alimentador [14].	9
Figura 2.4	Controlo de gota.	9
Figura 2.5	Sistema de distribuição de gota.	10
Figura 2.6	Fotografia de um <i>blank mold</i>	11
Figura 2.7	Processo soprado - soprado (BB) [17].	11
Figura 2.8	Processo prensado - soprado (PB) [17].	12
Figura 2.9	Processo <i>Narrow Neck Press and Blow</i> (NNPB) [17].	12
Figura 2.10	Comparação entre BB e NNPB.	13
Figura 2.11	Controlo de processo e qualidade do produto.	13
Figura 2.12	Transdutor de posição.	17
Figura 2.13	Sistema de visão computacional.	18
Figura 2.14	Transdutor do sistema PPC da Emhart Glass SA.	19
Figura 2.15	Fotografia do sistema de medição do peso da gota de vidro na BA Vidro, SA.	20
Figura 2.16	Corte longitudinal do transdutor [32].	23
Figura 2.17	Transdutor para peso de gota em máquina IS na BA Vidro, SA.	23
Figura 2.18	Oscilador LC utilizado para testes iniciais.	25
Figura 2.19	Curva de indutância nos testes iniciais.	26
Figura 2.20	Diagrama de blocos do conversor AD5933 [34].	27
Figura 2.21	Diagrama de blocos do <i>AFE</i> MCP2036 [35].	29
Figura 2.22	Aplicação típica do <i>AFE</i> MCP2036[35].	29
Figura 2.23	Sistema amplificador com sinal de retroação.	31
Figura 2.24	Esquema equivalente do oscilador de <i>Colpitts</i>	32
Figura 2.25	<i>Maxwell - Wien Bridge</i> modificada[39].	33
Figura 3.1	Diagrama de blocos - solução 1.	36

Figura 3.2	Conversor indutância/frequência.	36
Figura 3.3	Sinal em frequência do conversor indutância/frequência.	37
Figura 3.4	Resposta em frequência do filtro Butterworth	39
Figura 3.5	Conversão frequência - tensão utilizando o CI LM2907N.	39
Figura 3.6	Tensão de saída do conversor frequência - tensão da Figura 3.5.	40
Figura 3.7	Circuito parcial do conversor tensão/corrente.	40
Figura 3.8	Corrente de saída do conversor tensão/corrente na presença de ruído na alimentação.	42
Figura 3.9	Conversor tensão/corrente.	42
Figura 3.10	Estabilidade do conversor indutância/frequência.	43
Figura 3.11	Estabilidade do conversor frequência/tensão.	44
Figura 3.12	Repetibilidade da saída do conversor frequência/tensão.	44
Figura 3.13	Diagrama de blocos.	46
Figura 3.14	Sinais associados ao CI MCP2036.	47
Figura 3.15	Conversor indutância/tensão.	49
Figura 3.16	Subtrator para tensão de saída.	50
Figura 3.17	Módulo alimentação.	51
Figura 3.18	Repetibilidade do sistema.	52
Figura 3.19	Erro relativo, em percentagem, de repetibilidade.	52
Figura 3.20	Estabilidade do sistema.	53
Figura 3.21	Influência da temperatura no sistema.	53
Figura 4.1	Sistema desenvolvido para uma secção de máquina IS.	58
Figura 4.2	Diagrama de blocos do circuito de condicionamento de sinal.	58
Figura 4.3	Conversor indutância/frequência.	59
Figura 4.4	Estabilidade conversor indutância/frequência.	60
Figura 4.5	Leitura, no microcontrolador, de sinal em frequência.	60
Figura 4.6	Erro mínimo e máximo na leitura de frequência.	61
Figura 4.7	Circuito do DAC externo.	63
Figura 4.8	Tempos de comunicação SPI.	63
Figura 4.9	Isolamento dos sinais digitais entre sistema e PLC.	64
Figura 4.10	Medição de temperatura.	65
Figura 4.11	Implementação de filtro em PI: Opção 1.	67
Figura 4.12	Implementação de filtro em PI: Opção 1 resposta em frequência.	68
Figura 4.13	Implementação de filtro em PI: Opção 2.	69
Figura 4.14	Conversor +24 V / +12 V.	69
Figura 4.15	Conversor +5 V por cavidade.	70
Figura 4.16	Conversor -5 V na unidade de alimentação energética.	70
Figura 4.17	Fluxograma do modo normal.	72

Figura 4.18	Fluxograma da gestão de <i>reset</i>	73
Figura 4.19	Fluxograma do modo calibração.	75
Figura 4.20	Separação de plano de massa [51].	77
Figura 4.21	Produto final: condicionamento sinal.	79
Figura 4.22	Produto final: unidade alimentação energética.	79
Figura 4.23	Aquisição de frequência e atualização da saída	80
Figura 4.24	Repetibilidade da saída em vinte posições.	81
Figura 4.25	Erro de repetibilidade em cada posição.	82
Figura 4.26	Erro de repetibilidade de posição calculado.	82
Figura 4.27	Influência da temperatura no circuito elétrico.	83
Figura 4.28	Influência da temperatura na parte digital do circuito elétrico.	84
Figura 4.29	Influência da temperatura na parte digital do circuito elétrico e no amplificador do conversor indutância/frequência.	84
Figura 4.30	Análise térmica aos amplificadores operacionais.	85
Figura 4.31	Comparação da influência da temperatura no LTC1250 e UA741.	85
Figura 4.32	Caracterização do movimento do transdutor.	86
Figura 4.33	Movimento real e linhas de tendência.	87
Figura 4.34	Erro de posição de cada linha de tendência.	87
Figura 4.35	Função de transferência proposta pelo autor para cálculo da posição em função da corrente.	89
Figura 4.36	Erro obtido no cálculo da posição, em função da corrente, com base na função proposta na Figura 4.35.	89
Figura 4.37	<i>Setup</i> do teste de compatibilidade eletromagnética.	94
Figura 4.38	Variação da tensão na resistência de carga.	95
Figura 4.39	Resultados do teste de compatibilidade eletromagnética.	96
Figura 4.40	Curva <i>Bathtub</i> [68].	97
Figura 4.41	Placa de desenvolvimento para comunicação <i>Ethernet</i>	101
Figura 5.1	Ensaio em ambiente industrial: exemplo de embalagem produ- zida.	104
Figura 5.2	Cablagem dos transdutores indutivos.	104
Figura 5.3	Ensaio em ambiente industrial: movimento de transdutor.	106
Figura 5.4	Ensaio em ambiente industrial: defasamento entre movimento dos transdutores.	106
Figura 5.5	Ensaio em ambiente industrial: detalhe de descida de uma ca- vidade.	107
Figura 5.6	Ensaio em ambiente industrial: movimento dos transdutores da secção 7.	108

Figura 6.1 Versão industrial para instalação em unidade fabril. 113

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Análise comparativa entre sistemas de controlo do peso da gota de vidro.	21
Tabela 2.2	Medição, com recurso a equipamento medidor de indutância, do valor do transdutor nas posições limite	24
Tabela 2.3	Análise comparativa das soluções integradas.	30
Tabela 3.1	Análise comparativa de conversores frequência/tensão.	37
Tabela 3.2	Valores limite na conversão tensão/corrente.	42
Tabela 3.3	Análise ao ensaio de repetibilidade.	45
Tabela 3.4	Diagrama temporal de leitura de sinais no CI MCP2036.	49
Tabela 3.5	Condicionamento analógico de sinal <i>versus</i> condicionamento digital de sinal.	56
Tabela 4.1	Funcionalidade de cada componente na <i>interface</i> com operador.	65
Tabela 4.2	Consumo energético do sistema.	66
Tabela 4.3	Registos memória EEPROM.	75
Tabela 4.4	Materiais de placas de circuito impresso [51].	77
Tabela 4.5	Características das pistas na placa de circuito impresso [52].	78
Tabela 4.6	Valores de desvio das linhas de tendência.	87
Tabela 4.7	Valores de desvio das linhas de tendência na função de transferência segmentada.	88
Tabela 4.8	Enquadramento legislativo.	90
Tabela 4.9	Limites de emissões eletromagnéticas da norma CISPR 22 [61].	92
Tabela 4.10	Limites de emissões eletromagnéticas da norma CISPR 22 normalizados para três metros.	94
Tabela 4.11	<i>Mean Time to Failure</i> dos componentes e do sistema.	99
Tabela 4.12	Parâmetros influentes do MTTF [77].	100
Tabela 5.1	Ensaio em ambiente industrial: influência da cablagem e diferenças de indutância entre transdutores.	109
Tabela A.1	Custo monetário da solução 1.	121

Tabela A.2	Custo monetário da solução 2.	122
Tabela A.3	Custo monetário da solução 3.	123
Tabela A.4	Custo monetário da unidade de alimentação da solução 3. . . .	124

Nomenclaturas

ADC	Conversor analógico - digital
AFE	Analog Front End
BB	Blow and Blow
CI	Circuito integrado
DAC	Conversor digital-analógico
DSP	Digital Signal Processor
ESR	Equivalent Series Resistance
I C	Inter-Integrated Circuit
MSPS	Million Samples Per Second
MTBF	Mean Time Between Failures
MTTF	Mean Time to Failure
MUX	Multiplexer
NNPB	Narrow Neck Press and Blow
PB	Press and Blow
PCB	Print Circuit Board
PLC	Programmable Logic Controller
PLL	Phase-Locked Loop
SPI	Serial Peripheral Interface
WDT	Watch Dog Timer

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Índice

Dedicatória	i
Agradecimentos	iii
Resumo	v
Abstract	vii
Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xiii
Nomenclatura	xv
Índice	xvii
1 Introdução	1
1.1 Motivação	3
1.2 Objetivos	4
1.3 Estrutura do Projeto	5
2 Estudo de processo industrial e soluções técnicas	7
2.1 Produção de vidro de embalagem	7
2.1.1 Processo de Produção	7
2.1.2 Sistemas de Medição de Peso da Gota de Vidro	16
2.1.3 Produção na BA Vidro, SA	20
2.2 Caracterização inicial do transdutor indutivo	24
2.2.1 Teste 1: Caracterização do transdutor nas posições limite	24
2.2.2 Teste 2: Caracterização da variação de indutância na gama de deslocamento	25
2.3 Pesquisa de soluções para condicionamento de sinal indutivo	26
2.3.1 Soluções integradas	27
2.3.2 Soluções discretas	30

3	Circuitos desenvolvidos	35
3.1	Solução 1: Circuito analógico com recurso a condicionador de sinal em frequência	35
3.1.1	Diagrama de blocos	35
3.1.2	Conversor indutância/frequência	36
3.1.3	Conversor frequência/tensão	36
3.1.4	Conversor tensão/corrente	40
3.1.5	Testes e resultados	43
3.2	Solução 2: Circuito analógico com recurso a condicionador de sinal em tensão	46
3.2.1	Diagrama de blocos	46
3.2.2	Conversor indutância/tensão	46
3.2.3	Conversor tensão/corrente	50
3.2.4	Módulo alimentação	50
3.2.5	Testes e resultados	51
3.3	Validação das soluções apresentadas	54
3.3.1	Condicionamento analógico de sinal <i>vs</i> condicionamento digital de sinal	55
4	Solução 3: Circuito digital com recurso a processamento de dados	57
4.1	Circuito elétrico	57
4.1.1	Diagrama de blocos	57
4.1.2	Conversor indutância/frequência	58
4.1.3	Processamento de dados	59
4.1.4	Conversor digital - analógico	61
4.1.5	Comunicação com o PLC	63
4.1.6	<i>Interface</i> com operador	64
4.1.7	Medição temperatura	64
4.1.8	Comunicação USB	65
4.1.9	Unidade alimentação energética	65
4.2	<i>Firmware</i>	71
4.2.1	Modo normal	71
4.2.2	Modo calibração	74
4.2.3	Memória EEPROM	74
4.3	<i>Hardware</i>	76
4.3.1	Regras técnicas aplicadas às placas de circuito impresso	76
4.3.2	Placas desenvolvidas	78
4.4	Testes e resultados	79

4.4.1	Taxa de aquisição da posição do transdutor e atualização da saída	80
4.4.2	Repetibilidade do sistema	81
4.4.3	Imunidade a influências externas	82
4.4.4	Caracterização do movimento do transdutor	85
4.4.5	Compatibilidade Eletromagnética	88
4.5	Tempo de vida útil	96
4.5.1	Enquadramento e considerações	96
4.5.2	Determinação do MTTF/MTBF do sistema	98
4.6	Especificação adicional: comunicação <i>Ethernet</i>	100
5	Ensaio em ambiente industrial	103
5.1	Instalação do sistema na BA Vidro, SA	103
5.2	Interligação entre o sistema e o PLC	105
5.3	Caracterização do movimento do transdutor	105
5.4	Imunidade a influências externas e internas	108
5.5	Análise aos testes em ambiente industrial	109
6	Conclusões	111
6.1	Produção industrial em massa do sistema desenvolvido	113
6.2	Trabalho futuro	114
	Bibliografia	115
A	Custo das soluções desenvolvidas	121
A.1	Solução 1	121
A.2	Solução 2	122
A.3	Solução 3	123
A.4	Unidade alimentação energética da solução 3	124

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 1

Introdução

As primeiras evidências da existência de vidro datam entre 4000 [1] e 3500 A.C. [2], com o primeiro recipiente de vidro oco (um núcleo de areia coberto por vidro fundido) datado de 1500 A.C.. Até ao século I A.C. o vidro era considerado um bem de luxo, sendo a sua produção dispendiosa e demorada, apenas acessível a um número reduzido de pessoas; nessa data, um artesão Sírio desenvolveu a técnica de “sopro de vidro”. De equiparada importância, só na década de 1820 é que Benjamin Bakewell patenteou um processo de pressão de vidro que alterou os métodos de produção.

Michael Owens desenvolveu e patenteou em 1907 um processo automático de produção de garrafas/recipientes baseado na técnica de “sopro de vidro”; este mecanismo tinha uma capacidade de produção de 2500 frascos por hora [3]. Desde então, a otimização e eficiência dos processos automatizados tem sido uma constante, com numerosos desenvolvimentos nas décadas iniciais do século passado [3], entre elas, a “máquina IS” (não existem certezas quanto à origem da sigla IS, existindo a dúvida entre “Ingle e Smith” (autores da primeira unidade) ou “*Individual Sections*”).

O termo “vidro de embalagem” define os recipientes que contêm produtos alimentares ou líquidos [4]; a Figura 1.1 apresenta quatro exemplos. A utilização de vidro em recipientes, ao invés de outros materiais, assenta essencialmente no facto de [1, 3, 5, 6, 7]:

- Possuir elevada inércia química e resistência aos agentes químicos a temperaturas normais. Permite assim maior preservação do conteúdo da embalagem, possibilitando prazos de validade duas vezes superiores aos outros materiais;
- Ser total e repetidamente reciclável sem perda de qualidade ou pureza;
- Ser resistente a impactos e pressões na fase de produção e de transporte, bem como no produto final, com uma resistência entre 4 e 10²;
- Ser inerte, higiénico e hermético;

- Permitir conteúdos a temperaturas superiores às dos recipientes plásticos;
- Possuir segurança comprovada científica e legalmente;
- Tratar-se de um material com mais de cinco mil anos de existência/experiência.



Figura 1.1: Exemplos de produtos de vidro de embalagem.

A importância do fabrico de produtos de vidro de embalagem é muito relevante na indústria nacional e internacional. No período 2009 - 2011 produziram-se nos vinte e sete países da União Europeia mais de sessenta milhões de toneladas de frascos e recipientes de vidro [9]. Em Portugal, no mesmo período, verificou-se um aumento de produção de 4,94 % sendo que entre 2003 e 2011 o número de produtos produzidos aumentou 37,7 % [10, 11]. Em 2011, as seis unidades de produção ativas em Portugal fabricaram cerca de cinco mil e setecentos milhões de embalagens, num valor de vendas superior a quatrocentos e noventa milhões de euros, sendo que mais de duzentos e trinta milhões de euros dizem respeito a exportações.

A produção de recipientes de vidro de embalagem é atualmente efetuada com recurso a processos automáticos, nomeadamente a máquina IS, Figura 1.2. Neste tipo de máquina, o vidro fundido no forno é cortado em pequenas porções, denominadas gotas de vidro, que após colocadas nos respetivos moldes darão forma aos produtos fabricados. Cada molde, que corresponderá a uma nova embalagem é denominado de cavidade, estando as cavidades agrupadas em secções.

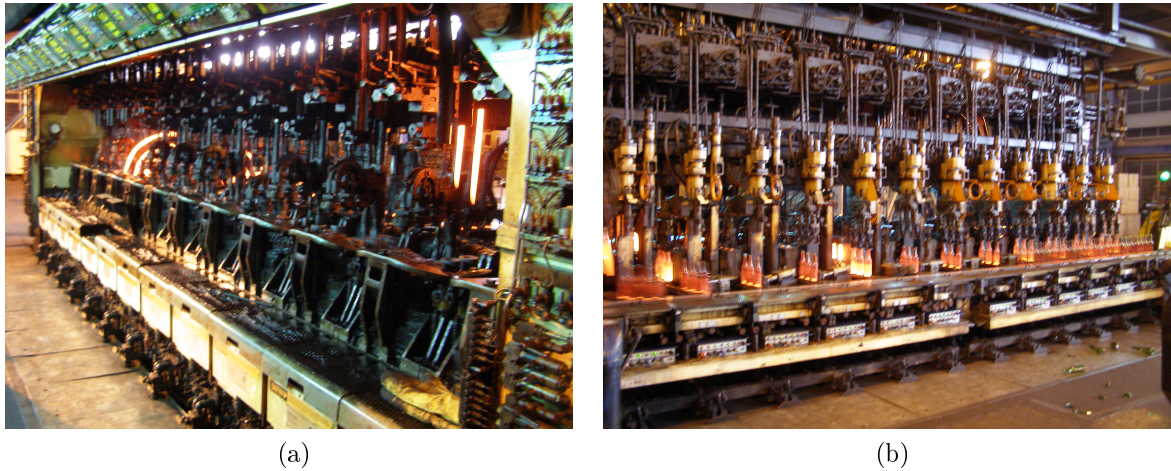


Figura 1.2: Máquina IS na empresa BA Vidro, SA.

1.1 Motivação

Como referido, é significativa a dimensão económica da indústria vidreira o que torna crucial a eficiência do(s) sistema(s) de produção de vidro de embalagem. Um dos parâmetros mensuráveis neste tipo de produção é o peso/quantidade de gota de vidro de cada nova embalagem produzida, pelo que existem, atualmente, alguns sistemas eléctricos/electrónicos que controlam esse parâmetro; este controlo é efetuado por questões económicas ao nível da eficiência de energia e de matérias-primas, mas também por o mesmo ser vital para a qualidade dos produtos fabricados. Na empresa BA Vidro, SA, o atual controlo do peso da gota de vidro é efetuado com recurso à leitura da variação de indutância de transdutores existentes nas máquinas IS que permitem, em função da sua posição, determinar o peso da gota de vidro. Segundo esta empresa vidreira, este sistema revela-se uma plataforma *fechada*, não tendo qualquer registo ou comunicação de valores para além de uma *interface* visual. Esta limitação não permite assim, realizar qualquer gestão de históricos de produção, armazenamento de dados em diversos formatos, comunicação com outros sistemas de controlo, consulta detalhada do peso das várias secções, comparação de especificações do processo entre máquinas, entre outros.

Tendo em conta a vital importância do peso da gota num processo automático de vidro de embalagem, vários modelos de máquinas IS possuem um sistema de rejeição incorporado. Este sistema tem como objetivo rejeitar à saída de cada máquina as unidades produzidas que apresentem um peso fora dos limites definidos para a produção em causa. A empresa BA Vidro, SA, planeando a implementação de um sistema de rejeição encontra-se limitada por o atual sistema de medição do peso de gota de vidro não possuir qualquer tipo de comunicação com o sistema de rejeição a implementar; assim, não é possível a utilização do sistema de controlo de peso de gota existente para

esse fim. Como tal, o desenvolvimento de um sistema de medição do peso de gota de vidro que permita a implementação, interligação e comunicação entre diversos mecanismos existentes numa máquina IS, torna-se extremamente útil numa unidade industrial vidreira. A empresa BA Vidro, SA pretende implementar um sistema de rejeição de produtos cujo peso não se encontre dentro da gama pretendida, sendo a empresa Glass Soft - Robótica e Sistemas, Lda a entidade responsável pelo desenvolvimento do referido sistema.

1.2 Objetivos

As máquinas IS presentes nas diversas unidades fabris da BA Vidro, SA possuem um transdutor indutivo em cada cavidade, permitindo ao sistema atual medir o peso da gota de vidro, mas não a rejeição das embalagens cujo peso se encontre fora dos parâmetros requeridos. Com base em todas as considerações descritas anteriormente, é pretendido o desenvolvimento de um sistema de leitura da posição desses transdutores, que irá ser elemento constituinte do sistema de rejeição a desenvolver pela empresa Glass Soft, Lda., conferindo à BA Vidro, SA uma ferramenta flexível para gestão de todos os valores inerentes ao processo de produção. É perceptível a importância do desenvolvimento de um sistema preciso, exato e robusto; a robustez, em termos funcionais e elétricos, é fundamental tendo em conta a continuidade de serviço do mesmo (a produção vidreira não tem qualquer interrupção de serviço durante o tempo de vida útil dos fornos de fundição de vidro) e o funcionamento num ambiente não controlado. Em articulação com ambas as entidades, foram estabelecidas as seguintes especificações para o sistema a desenvolver:

- Leitura do transdutor de posição indutivo existente: saída do sistema, em corrente, na gama de 4 a 20 mA;
- Taxa de atualização igual (ou inferior) a 1 ms;
- Precisão na aquisição da posição do transdutor igual (ou inferior) a 0,1 mm;
- Temperatura de funcionamento: 10 °C a 60 °C;
- Tensão de alimentação: +24 V;
- Função de calibração do circuito;
- Aviso luminoso de anomalia no circuito;
- Sistema modular, permitindo a retirada de funcionamento de uma cavidade sem interferência no funcionamento das restantes.

1.3 Estrutura do Projeto

O presente trabalho envolveu várias etapas de estudo e pesquisa, implementação em ambiente de laboratório e ambiente real e análise crítica dos resultados obtidos. Em função dos resultados obtidos, foram desenvolvidos sistemas elétricos/eletrônicos, descritos neste documento.

O Capítulo 1 consiste num capítulo introdutório onde são apresentadas as linhas gerais deste Projeto, a sua motivação e objetivos.

No Capítulo 2, tendo em conta a aplicação industrial requerida, é apresentado um estudo do processo de produção de vidro de embalagem, tendo o mesmo sido considerado crucial para conhecimento do autor das condições reais de funcionamento do circuito a desenvolver. Para além disso, é apresentado um estado da arte de circuitos de condicionamento de sinal indutivo, recorrendo tanto a soluções integradas como a soluções discretas. Não existindo qualquer informação técnica relativa ao transdutor indutivo a utilizar, foram ainda realizados dois testes para uma caracterização inicial.

O Capítulo 3 resulta do trabalho teórico realizado no Capítulo anterior, apresentando dois sistemas implementados para aquisição do sinal do transdutor indutivo de posição. Ambos são descritos e caracterizados, sendo os seus resultados apresentados e tecnicamente discutidos.

O Capítulo 4 é dedicado à descrição, caracterização e análise do sistema final implementado neste Projeto. O nível de detalhe da caracterização técnica é superior aos circuitos do Capítulo 3, integrando uma análise completa ao circuito elétrico, ao *firmware* e ao *hardware*.

No Capítulo 5 são apresentados alguns resultados obtidos, com o sistema descrito no Capítulo 4, na empresa BA Vidro, SA, isto é, em ambiente industrial.

Por último, o Capítulo 6 apresenta o conhecimento adquirido e os resultados obtidos neste Projeto, bem como trabalho futuro a desenvolver nesta aplicação em específico.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 2

Estudo de processo industrial e soluções técnicas

Sendo fundamental o conhecimento de todas as variáveis associadas ao ambiente real de implementação do sistema pretendido, as mesmas são aqui apresentadas; em complemento, e de possibilitando uma futura comparação, são enumerados os atuais sistemas existentes para controlo do peso da gota de vidro. Para além disso, o presente capítulo apresenta uma pesquisa bibliográfica de soluções para condicionamento de sinais indutivos, que servirá de base para o desenvolvimento da solução requerida. Essa pesquisa bibliográfica apenas poderá ser corretamente direcionada para a aplicação pretendida no caso de serem conhecidas as principais características do transdutor indutivo, motivo pelo qual o autor apresenta dois ensaios para caracterização do mesmo.

2.1 Produção de vidro de embalagem

2.1.1 Processo de Produção

A produção de vidro de embalagem, tendo em conta a concorrência de mercado entre os diversos fabricantes da indústria vidreira, mas também a concorrência de produtos de metal ou plástico, requer um processo eficiente, de baixo consumo energético e de elevada qualidade; estes objetivos apenas serão alcançados através de um processo automatizado de produção.

Atualmente, a maioria dos fabricantes de vidro de embalagem utilizam máquinas IS nos seus processos, constituídos (na sua generalidade) pelos elementos da Figura 2.1.

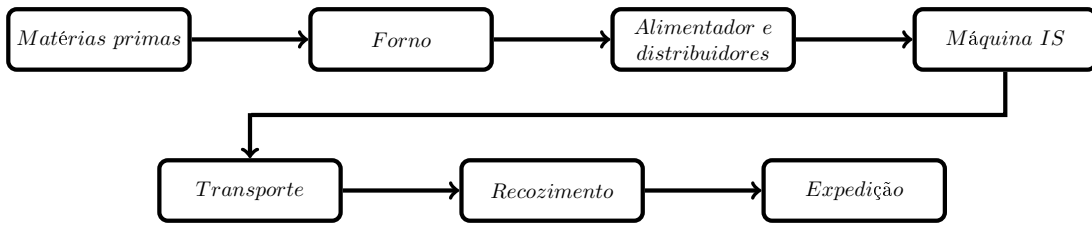


Figura 2.1: Processo automatizado de produção de vidro de embalagem .

2.1.1.1 Forno

O forno pode ser considerado o equipamento inicial na produção de vidro. A mistura de matérias-primas (71 % de areia, 14 % de soda, 11 % de calcário e 4 % de diversos materiais para coloração [7]) e de casco de vidro (vidro calcinado e detritos de vidro provenientes da reciclagem) é continuamente fundida nos fornos, funcionando sem interrupções durante um tempo de vida útil que varia entre oito e dez anos. Existem vários tipos de fornos [12, 13] (regenerativos, recuperativos, *cross fired*, *end fired*, entre outros), bem como de combustíveis (gás natural, biogás, derivados de petróleo, entre outros). Em função do tipo de forno a capacidade de fundição varia, podendo chegar a 1000 toneladas por dia. A Figura 2.2 apresenta um forno *end fired*.



Figura 2.2: Forno *end fired* [13].

2.1.1.2 Alimentador e distribuidores

O alimentador e os distribuidores têm como objetivo cortar/dividir o vidro fundido proveniente do forno em porções de vidro, denominadas de gota; cada gota dará origem a uma nova embalagem.

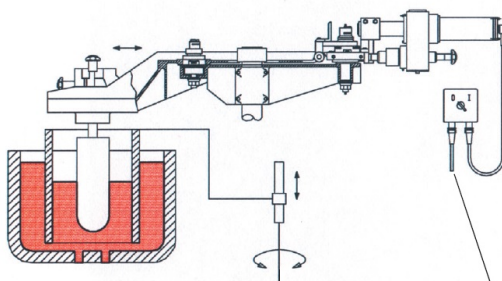
O alimentador possui um depósito com vidro, Figura 2.3, com um número de orifícios de saída igual ao número de cavidades das secções da máquina IS. O controlo da gota é caracterizado pela sua forma e peso; a forma é definida pelo controlo de um punção, Figura 2.4(a) e o peso pelo momento de corte da gota, Figura 2.4(b) e Figura 2.4(c). O diâmetro do punção é, geralmente, superior ao diâmetro do orifício

da rodela, nunca entrando em contacto com esta. O movimento do punção poderá ser efetuado na vertical ou horizontal; no movimento vertical, o fluxo de vidro que sai do alimentador é definido pela distância entre o punção e o orifício da rodela, sendo a forma da gota de vidro definida pelo desfasamento entre o movimento do punção e o momento de corte. Na prática, o movimento do punção não “corta” as gotas de vidro, perfazendo apenas a passagem de uma porção de vidro mais grossa (punção em cima) e mais fina (punção em baixo); utilizam-se lâminas/tesouras para cortar o vidro; no caso de cadências elevadas e gotas de pequena quantidade, os punções podem estar parados, enquanto as lâminas cortam as gotas de vidro.

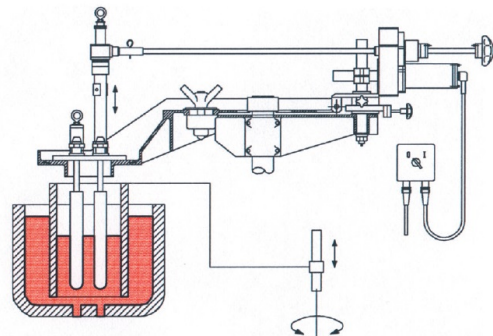


Figura 2.3: Depósito de vidro num alimentador [14].

Plunger Horizontal Adjustment with Drive



Plunger Vertical Adjustment with Drive



(a) Movimento de punção [14].



(b) Passagem de vidro pelas lâminas[15].

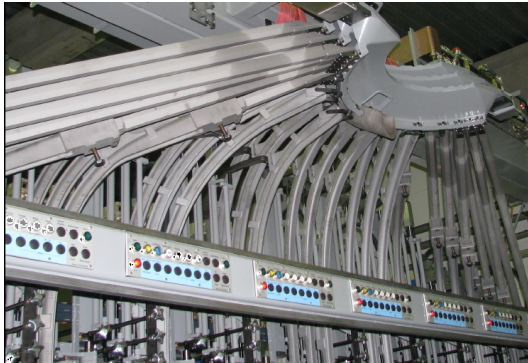


(c) Corte da gota pelas lâminas [15].

Figura 2.4: Controle de gota.

Após corte das gotas, estas são distribuídas pelas secções correspondentes através dos distribuidores. Cada cavidade possui uma calha fixa até a uma certa cota, igual entre todas as cavidades, Figura 2.5(a); para além das calhas, os deflectores conduzem as gotas de vidro desde o final destas até próximo do *blank mold*. O sistema distribuidor possui “pás” móveis que distribuem as gotas provenientes do alimentador para cada

secção, Figura 2.5(b); exemplificando, numa máquina de gota tripla existem três pás móveis que recebem três gotas (uma gota em cada pá) e direcionam a queda das gotas para as cavidades através das respectivas calhas e deflectores.



(a) Pás fixas e deflectores [14].



(b) Passagem das gotas das pás móveis para as pás fixas [14].

Figura 2.5: Sistema de distribuição de gota.

2.1.1.3 Máquina IS

Segundo David Eustice em [3], a primeira unidade comercial de uma máquina IS foi desenvolvida em 1927. Cada máquina IS, Figura 1.2, divide-se em secções, possuindo cada secção várias cavidades; atualmente, poderá existir um máximo de quatro cavidades [16] em vinte e quatro secções [14]. No processo de funcionamento de uma máquina IS, e de um modo geral, a cadência de distribuição de gota(s) por secção é efetuada de forma a otimizar o rendimento da mesma. A ordem de carga, ordem pela qual são distribuídas as gotas pelas secções, é calculada de modo a otimizar os movimentos do distribuidor e a equilibrar os tempos de “placa morta”¹ entre as secções.

Este princípio de funcionamento confere uma grande versatilidade a cada máquina IS, desde logo no caso da máquina possuir um sistema de rejeição de produtos defeituosos, permitindo a correspondência da cavidade em causa à embalagem na saída da máquina IS. Por outro lado, no caso de anomalia/avaria de uma secção o sistema rejeita as gotas de vidro correspondentes a essas cavidades, sem alteração da velocidade/cadência de distribuição de gotas. Numa situação de paragem prolongada, poderá ser determinada uma nova ordem de carga, excluindo desta a secção em causa.

Tipos de produção

Existem três processos de produção de vidro de embalagem [3]: soprado-soprado (BB), prensado-soprado (PB) e, derivado do prensado-soprado, o *Narrow Neck Press and Blow* (NNPB).

¹Tempo que decorre entre o pousar da embalagem e a entrada no tapete rápido.

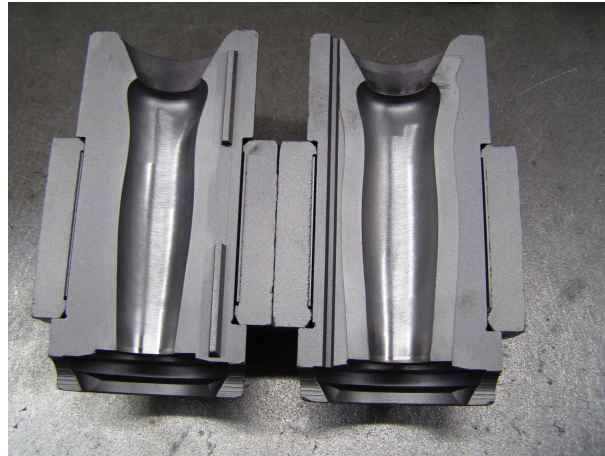


Figura 2.6: Fotografia de um *blank mold*.

Soprado - soprado (BB)

Metodologia derivada da primeira técnica de produção vidreira, “sopro de vidro”. A gota de vidro chega ao primeiro molde, denominado de *blank mold* ou *parison mold* [1], Figura 2.6, sendo o mesmo fechado mecanicamente; com recurso a uma saída de ar comprimido ou outro gás [3], o vidro é “soprado” para os limites internos do molde, tomando a forma do mesmo (o gargalo ou a parte inferior do recipiente a produzir). Através de um mecanismo esta porção de vidro é transferida para um segundo molde, onde o processo é repetido: o vidro é soprado, tomando a forma deste molde, completando assim a produção da embalagem. A Figura 2.7 retrata este processo.

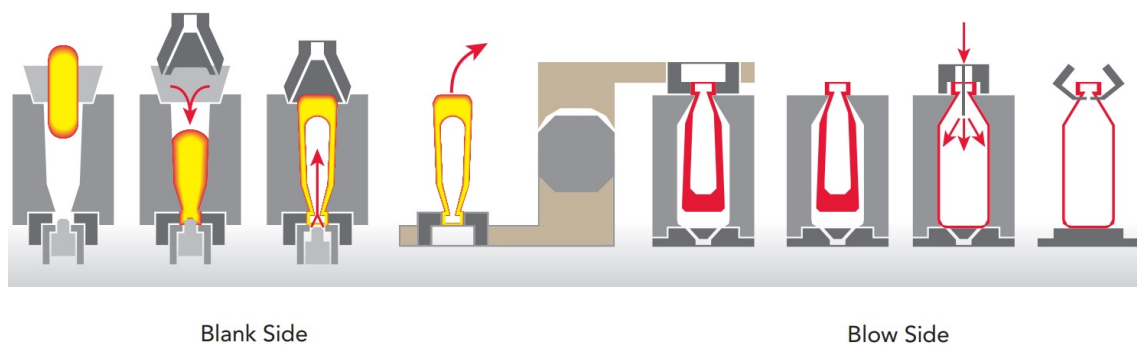


Figura 2.7: Processo soprado - soprado (BB) [17].

Prensado - soprado (PB)

Este processo, retratado na Figura 2.8, tem por base prensar o vidro em vez de o soprar, no *blank mold*. Assim, o vidro chega ao *blank mold* ficando depositado sobre um pino de prensagem; sendo prensado contra o fundo do molde, é forçado a escoar entre o pino de prensagem e as paredes do molde. Nesta fase, tal como no processo anterior, o vidro é transferido para o segundo molde, sendo as etapas as mesmas do

método soprado - soprado.

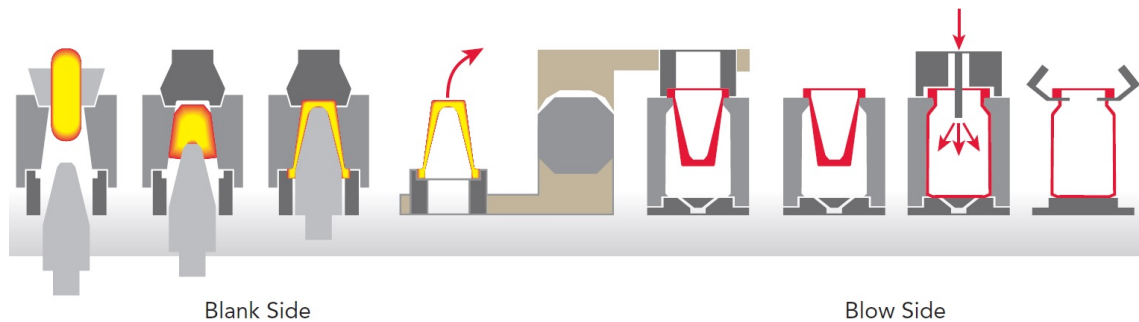


Figura 2.8: Processo prensado - soprado (PB) [17].

Narrow Neck Press and Blow (NNPB)

O desenvolvimento deste processo reflete a crescente necessidade de redução de custos e aumento da eficiência e velocidade na produção de vidro de embalagem [18]. Assim, a utilização de um pino de prensagem mais fino que no método prensado - soprado permite a produção de embalagens com um gargalo mais estreito. O volume ocupado pelo pino e a gota de vidro, juntos, corresponde ao volume da cavidade do *blank mold*; isto permite que o produtor determine a distribuição do vidro no molde, sendo uma vantagem relativamente ao soprado - soprado [3]. Contudo, a temperatura no pino de prensagem é muito elevada devido à (pequena) espessura do pino, requerendo um procedimento extra de arrefecimento [3]. A Figura 2.9 apresenta as etapas do processo NNPB.

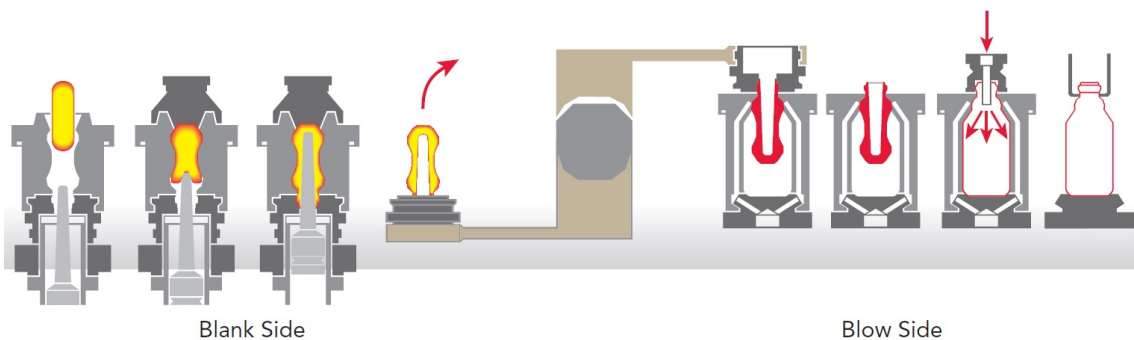


Figura 2.9: Processo *Narrow Neck Press and Blow* (NNPB) [17].

Segundo [14] as diferenças entre o processo BB e NNPB são significativas na redução de vidro. Na Figura 2.10(a), verifica-se a otimização da distribuição da gota de vidro no processo NNPB. Na Figura 2.10(b) encontram-se duas garrafas produzidas para 700 ml de líquido: a da esquerda é resultado do processo soprado - soprado, apresentando uma massa de 360 gramas e uma espessura de 2,60 mm de vidro; a da direita, produção por NNPB, tem uma massa de 250 gramas e 1,80 mm de espessura.

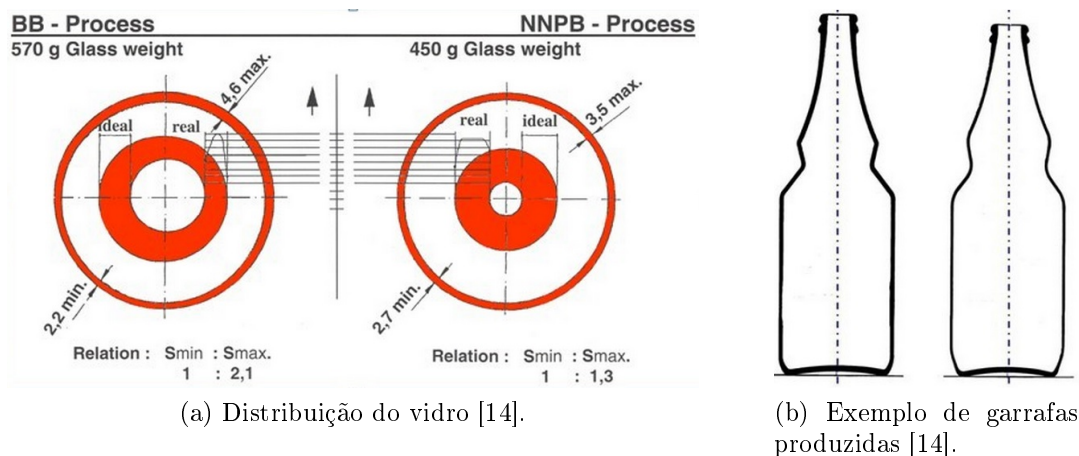


Figura 2.10: Comparação entre BB e NNPB.

2.1.1.4 Controlo e qualidade da produção

Segundo Paul Schreuders [19], a indústria de vidro de embalagem requer atualmente um processo 100% previsível e reproduzível, com base em dois conceitos-chave: controlo de processo e qualidade do produto. É pretendido controlar o sistema através de três parâmetros fundamentais: peso, pois utilizando menos vidro o fabricante reduz o custo de energia e de material; velocidade, alcançando uma maior taxa de produção por unidade de tempo, e; flexibilidade, para produção de produtos variados. Em termos da qualidade de produto, a mesma é resultado das interrupções de produção, defeitos nos produtos e reclamações. Em função da gestão de todos os parâmetros, os valores do material utilizado, energia consumida, emissões resultantes, custo associado e rentabilidade do processo, são alterados; destaca-se a importância do peso do produto que influencia todos os parâmetros de saída. A Figura 2.11 apresenta a interligação destas variáveis.

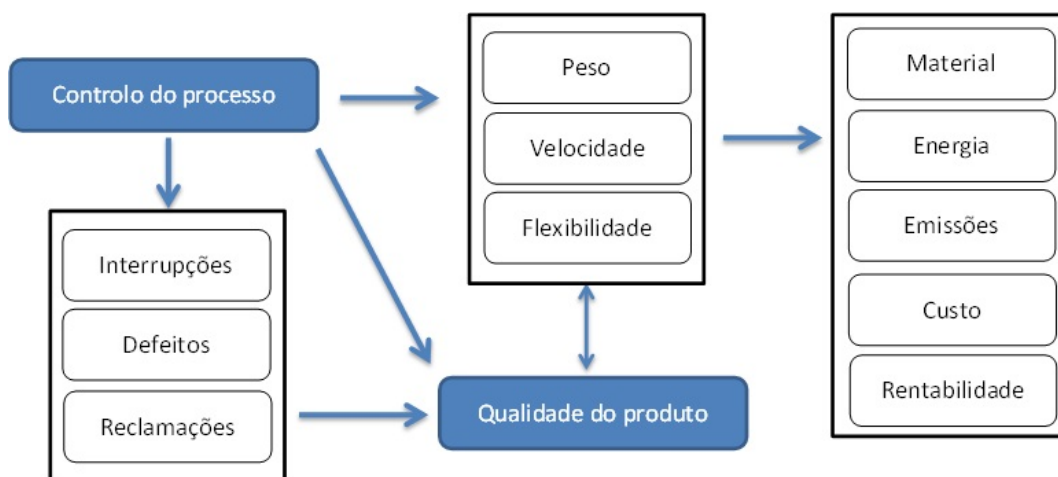


Figura 2.11: Controlo de processo e qualidade do produto.

No processo de produção destes produtos são vários os defeitos que surgem; em [20], a empresa Emhart Glass SA lista os possíveis defeitos em vidro de embalagem: oitenta e três defeitos distribuídos por seis categorias (defeitos gerais, no acabamento, no gargalo, no ressalto, nas laterais e na base). Alguns defeitos podem surgir pela existência de *seeds* (bolhas extremamente pequenas) ou *blisters* (bolhas de tamanho significativo), podendo o vidro retornar ao forno e ser reutilizado. Outros defeitos, como acabamentos finais imperfeitos, fissuras no vidro, gargalos de recipientes mal produzidos (desalinhados, incompletos), são originados durante a produção [21], levando também ao retorno do vidro ao forno. Segundo a mesma empresa, torna-se necessário conhecer as causas destes de forma a corrigir os ciclos de produção imediatamente seguintes, existindo onze defeitos que requerem uma intervenção imediata.

Em termos de otimizações a realizar na linha de produção, analisando as descrições anteriores, verifica-se a existência de várias variáveis como possíveis fontes de defeitos. A Emhart Glass SA caracteriza os defeitos e respetivas causas em [22]. Divididas pelos vários elementos de um processo automático (alimentador, configuração e operação da máquina, molde, equipamento de inspeção, mecanismo de transporte e empilhamento das embalagens), as variáveis mais comuns são:

- Variação do peso da gota (excesso ou defeito de gota);
- Temperatura do vidro e do pino de prensagem;
- Pressão/quantidade de ar injetada no(s) molde(s);
- Velocidade e posição do pino de prensagem nos processos PB e NNPB;
- Estrutura física dos moldes;
- Tempo incorreto de reaquecimento do vidro;
- Excesso/defeito de lubrificante no molde;
- Incorreta transferência da gota entre moldes.

Das oito causas mais comuns dos defeitos existentes em vidro de embalagem, apenas uma não tem qualquer ligação ao processo interno dos moldes. Destaca-se a dependência direta da qualidade dos produtos pelas características da gota: peso, temperatura e forma (formato físico). O controlo do peso da gota não só confere maior estabilidade ao processo de produção como leva a reduções de 1,5% de vidro utilizado [16]. Para além de ser a maior origem de defeitos nos produtos, tem influência em todos os parâmetros mensuráveis de saída de um processo; exemplificando o custo de material, com uma poupança média de 1,5% são poupadas 60 toneladas/dia numa instalação

de 4000 toneladas/dia. É também o único parâmetro possível de correção em tempo real [23] (através do controlo em malha fechada do sistema de corte de gota, descrito em 2.1.1.2). Para além do controlo do corte da gota, a variação do peso tem diversas origens, como a perturbação aleatória de (falta de) sincronismo entre mecanismos e as alterações na rotação do punção do alimentador para criação de uma composição homogénea de vidro (apesar de periodicamente repetitiva necessita de controlo), e alterações na viscosidade do vidro que alteram o peso do mesmo por longos períodos de tempo. Tendo o controlo da gota de vidro, em termos de peso e temperatura, uma importância vital num processo de produção de vidro de embalagem e atendendo a que a variável peso tem maior impacto nos custos de produção [19], verifica-se a necessidade de controlo do peso da gota em cada ciclo de produção. Esta necessidade é vital no processo NNPB, por o mesmo apresentar um menor intervalo de variação de peso de gota de vidro, não sendo possível controlar o mesmo através da ação do operador da máquina IS; nos processos PB e BB, o operador poderá controlar o peso da gota de vidro, não com elevada precisão mas dentro de uma gama de variação aceitável.

Dos vários parâmetros influenciados por uma elevada variação da gota de vidro, a formação da marisa de uma garrafa é dos mais notórios. Sem controlo do peso de gota, numa situação de excesso de vidro, o movimento de prensagem do mesmo dentro do molde levará à existência de algum vidro na base do pino de prensagem, originando *wire edge*. Situação oposta, no caso de vidro em falta, a garrafa não será produzida por completo, ficando o gargalo incompleto. Para além disso, dos defeitos enumerados pela empresa Emhart Glass SA que requerem intervenção imediata, dois deles podem ter origem na variação do peso de gota.

O controlo do peso da gota de vidro é também inerente à qualidade do produto em termos de posterior utilização do mesmo. Contendo as embalagens de vidro produtos alimentares ou líquidos, estes produtos serão colocados nas embalagens através de processos automáticos, existindo, essencialmente, dois tipos: “por nível” e “por volume”. No processo de enchimento “por nível”, o conteúdo é colocado de modo a que todos os recipientes fiquem visualmente com o mesmo nível de produto; exemplificando, nas garrafas produzidas na BA Vidro, SA, o conteúdo alimentar ocupa entre 95% e 99% do volume “útil” das mesmas, pelo que neste processo de enchimento este valor percentual varia de garrafa para garrafa garantindo o mesmo nível de produto. É assim pretendido que a perceção visual do consumidor final indique que todas as garrafas contêm a mesma quantidade de produto alimentar.

No processo “por volume” os recipientes recebem a mesma quantidade de conteúdo. É assim facilmente concluído que neste processo as embalagens comercializadas junto do

consumidor final podem não apresentar o mesmo nível de produto; isto é, ao contrário do processo anterior, a percepção do cliente final indica que a quantidade de produto comercializado difere de unidade para unidade, o que é errado.

Ambos os processos de enchimento de produtos de vidro de embalagem são fortemente influenciados pelo peso da gota de vidro produzida nas máquinas IS. No processo “por nível”, a diferença entre o volume interior de cada recipiente leva a alterações na quantidade de produto alimentar colocado; no processo “por volume”, elevadas diferenças entre recipientes originam notórios desníveis visuais do espaço ocupado. Conclui-se portanto que o controlo do peso da gota é vital nos processos de enchimento dos produtos fabricados em função da gota de vidro.

2.1.2 Sistemas de Medição de Peso da Gota de Vidro

Existem atualmente dois processos de medição do peso da gota de vidro: transdutor de posição [14, 17, 24] e imagem computacional [16, 23, 25].

2.1.2.1 Transdutor de posição

Ao pino de prensagem dos processos PB e NNPB encontra-se acoplado um transdutor de posição [26]. Com a gota colocada no *blank mold* o pino de prensagem é movimentado bruscamente (ver subsecção 2.1.1.3) em função de uma pressão alta (P1, Figura 2.12(a)), sendo a gota pressionada contra a superfície interna do molde segundo uma pressão mais baixa (P2, Figura 2.12(a)) durante um maior período de tempo. O pino de prensagem, e consequentemente o transdutor de posição, volta à sua posição inicial no instante em que o volume da gota de vidro e do pino de prensagem iguala o volume interno do molde. O volume da gota de vidro é determinado em função da posição máxima alcançada pelo transdutor, correspondendo à diferença entre o volume interno do molde e o volume do pino de prensagem, Figura 2.12(b); é assim possível determinar a quantidade de gota em cada cavidade.

Para além disso, os dados da Figura 2.12(a) correspondem ao deslocamento e velocidade do pino de prensagem, obtendo assim mais informação para além do peso de gota².

2.1.2.2 Imagem computacional

O número de sistemas existentes, dedicados à medição do peso da gota de vidro, baseados numa imagem computacional é inferior aos de posição sensorial. O autor identificou

²Entre outros defeitos, fundos de garrafa deformados podem ter origem em tempos de prensagem incorretos [22].

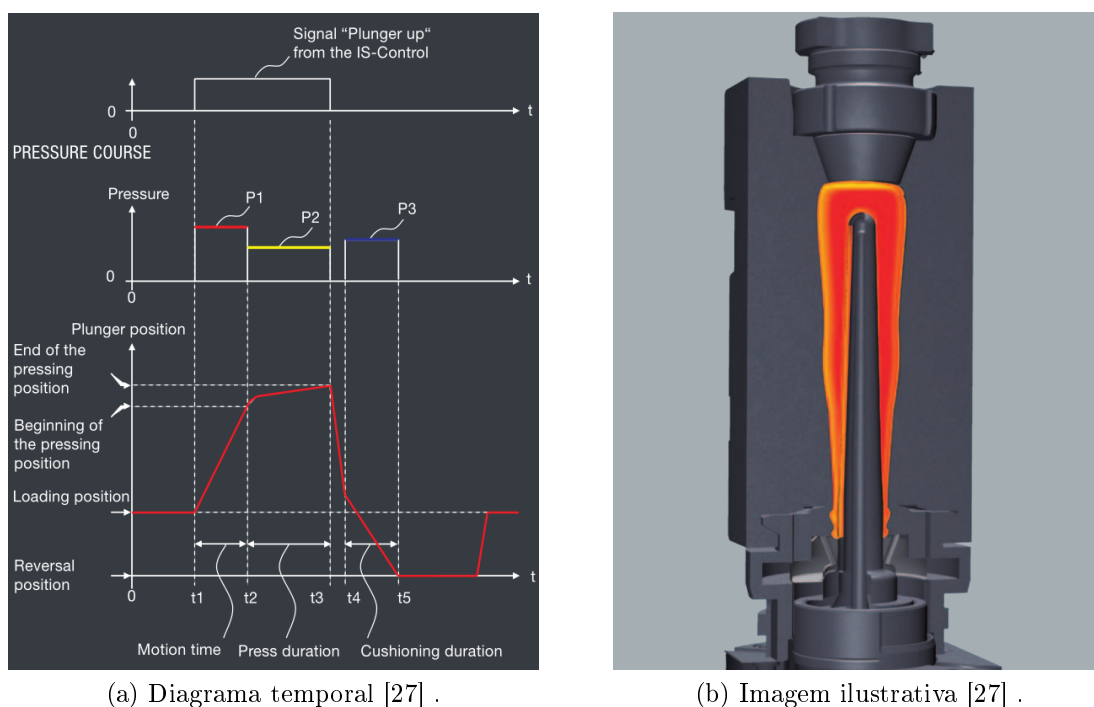


Figura 2.12: Transdutor de posição.

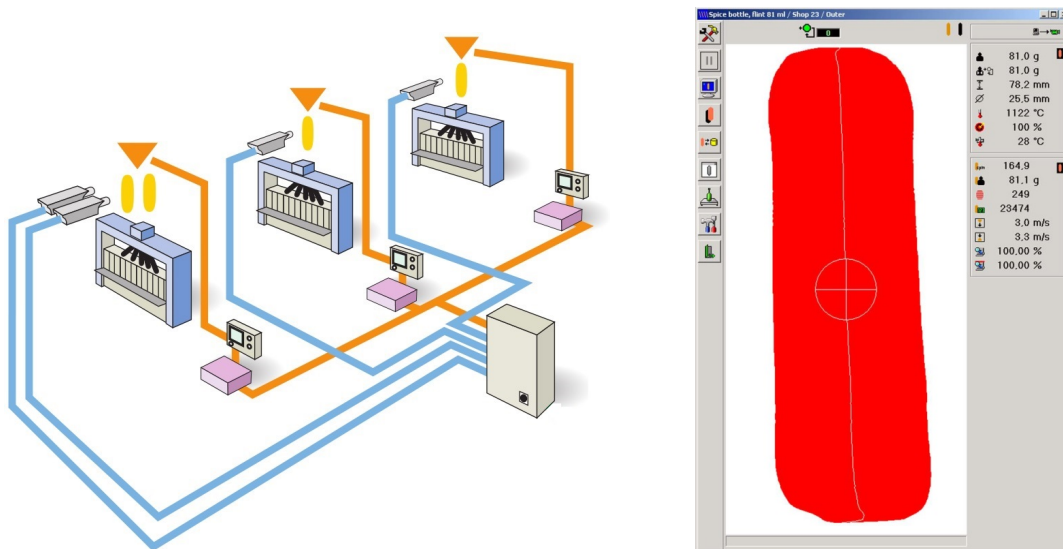
dois sistemas em comercialização³ e um artigo científico publicado [23].

Tendo em conta a configuração de uma máquina IS, a implementação de sistemas de imagem computacional não poderá ser realizada para cada gota de vidro presente em cada molde; estes sistemas são implementados na saída do alimentador, muitas vezes complementados com sistemas adicionais na monitorização dos produtos já fabricados, como ilustrado na Figura 2.13(a) para uma máquina IS de gota dupla e duas máquinas de gota simples. Apenas o produto da empresa GEDEVELOP AB requer a utilização de uma câmara por gota de vidro, enquanto os restantes sistemas são compostos por duas ou três câmaras por gota.

Alguns sistemas têm por base a aquisição de radiação infravermelha [25], outros imagem de elevada resolução [16, 23]; ambos permitem, na generalidade, a medição do valor da temperatura da gota de vidro em complemento ao peso. A Figura 2.13(b) apresenta um exemplo de imagem computacional adquirida numa medição.

Relativamente ao sistema de medição do peso por transdutor de posição, os sistemas com base em imagem computacional não permitem a medição real dentro de cada molde, dependendo da utilização de um segundo sistema na saída da máquina para deteção de possíveis perturbações existentes na colocação da gota de vidro no molde

³ *GOB IMAGE ANALYSER*, da empresa GEDEVELOP AB e *Gob Assist*, da empresa XPAR Vision B.V.



(a) Ilustração de sistema [16].

(b) Peso de gota por imagem computacional [16] .

Figura 2.13: Sistema de visão computacional.

ou outros fatores dentro destes (e já referidos anteriormente). Para além disso, e no processo PB e NNPB, o transdutor de posição permite a caracterização do movimento do pino de prensagem (velocidade, aceleração e posição), o que não acontece com os sistemas de imagem computacional, possibilitando o controlo da correta formação da garrafa. Esta caracterização revela-se de extrema importância tendo em conta que nove dos onze defeitos que requerem intervenção imediata têm como possível origem um movimento errado do pino de prensagem (velocidade de prensagem, tempo de prensagem, entre outros).

2.1.2.3 Sistemas de controlo do peso de gota de vidro

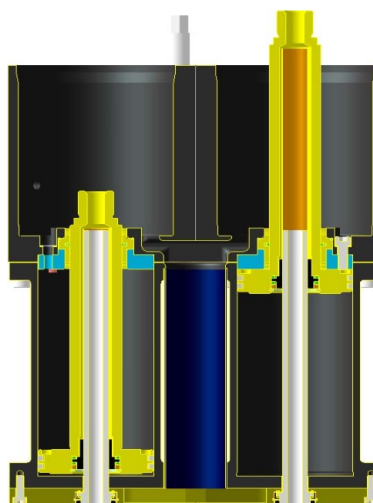
Plunger Position Control

A Emhart Glass SA utiliza neste seu sistema de controlo de peso de gota (designado PPC) transdutores capacitivos. Este sistema recorre a um oscilador LC, constituído pelo transdutor capacitivo e uma bobine acoplada num tubo cerâmico, posteriormente colocado dentro do pino de prensagem, Figura 2.14(a); a Figura 2.14(b) ilustra o transdutor no *blank mold*. A capacidade varia com o movimento do transdutor, pelo que a frequência de oscilação do sinal varia em função da posição do sensor. A empresa refere que a maior diferença do PPC para os restantes é a alimentação energética *wireless* [28] do circuito de oscilação, de modo a obter um método estável de aquisição de sinal; a transmissão do sinal em frequência é efetuada através de um cabo por transdutor, entre cada cavidade e o controlador do sistema.

O sistema PPC, tal como os três sistemas descritos em seguida, controla o mo-



(a) Pistão de prensagem e sensor cerâmico [28].



(b) Ilustração do transdutor [26].

Figura 2.14: Transdutor do sistema PPC da Emhart Glass SA.

vimento de corte da gota no alimentador; são disponibilizados ao operador todos os valores de medição bem como análise estatística. A calibração do sistema é feita de forma semi - automática, sem necessidade de ferramentas adicionais [28], mas com intervenção humana. Possui ainda compensação automática da temperatura.

HEYE Process Control

A informação disponibilizada pela Heye International GmbH relativa ao sistema comercializado para controlo da gota de vidro não possui qualquer referência a valores de variáveis técnicas. Em [29] são referidas algumas funcionalidades do sistema, como a medição da posição do pino de prensagem, cálculo do erro (diferença entre a posição de referência e a real), duração do tempo de prensagem e gradiente da posição/tempo. A empresa divulga mais informação mas relacionada com a aquisição do tempo de prensagem, Figura 2.12.

GPS Process Control+

Sistema da empresa GPS Glasproduktions Service GmbH, difere dos restantes pela utilização de um *encoder*; contudo, a versão produzida anteriormente utilizava um transdutor indutivo. As informações divulgadas [30] indicam como vantagem não só a utilização do *encoder* mas também o movimento máximo de 177,8 mm até 25 ciclos por minuto e o reduzido peso do equipamento (18 kg aproximadamente); a temperatura máxima de funcionamento é de 70 °C mas os equipamentos de controlo e aquisição sensorial funcionam até 40 °C.

A interação com o operador da máquina é efetuada através de painel tátil permi-

tindo a visualização dos deslocamentos realizados e respetivos pesos de gota calculados, estatísticas dos valores, entre outros. Não são facultados mais dados técnicos para além dos aqui referidos [30].

Gob Weight Control

O sistema Gob Weight Control (denominado GWC), Figura 2.15, é o sistema utilizado na empresa BA Vidro, SA, não existindo qualquer informação técnica disponibilizada pelo fabricante. As únicas características conhecidas pelo autor provêm da observação do sistema em funcionamento na BA Vidro, SA, onde é possível verificar que toda a informação é disponibilizada visualmente ao operador, não existindo nenhuma forma de registo dos mesmos. É possível consultar os vários movimentos das cavidades das máquinas IS, em tempo real, ou um histórico da posição máxima dos últimos movimentos, num gráfico de barras; é também disponibilizada informação, por cavidade, da necessidade de calibração. Em termos de configurações editáveis pelo utilizador, podem ser alterados vários valores, como o *setpoint* pretendido para o peso da gota de vidro, ou os limites do mesmo.



Figura 2.15: Fotografia do sistema de medição do peso da gota de vidro na BA Vidro, SA.

Comparação entre sistemas de controlo do peso da gota de vidro

Tal como referido, as informações técnicas disponibilizadas pelos fabricantes são escassas. A Tabela 2.1 apresenta uma análise comparativa entre os sistemas descritos.

2.1.3 Produção na BA Vidro, SA

A empresa BA Vidro, SA é constituída por um total de sete fábricas em três países (Portugal, Espanha e Polónia), produzindo anualmente cerca de cinco mil milhões de

Parâmetro	PPC	HEYE Process Control	GPS Process Control+	GWC
Temperatura máxima do transdutor (°C)	85	—	70	—
Temperatura máxima do controlador (°C)	43	—	40	—
Peso do transdutor (kg)	—	—	18	—
Movimento máximo (mm)	40	—	177,8	—
Velocidade máxima (ciclos/minuto)	30	—	25	—
Resolução (mm)	0,1	—	—	—
Pressão máxima de ar comprimido (bar)	—	—	3,5	—
Distância dos cabos de ligação ao controlador (m)	—	—	50	—
Aplicável a processo	PB, NNPB	PB, NNPB	PB, NNPB	—

“—”: Valor não divulgado.

Tabela 2.1: Análise comparativa entre sistemas de controlo do peso da gota de vidro.

embalagens. Na unidade fabril situada na Marinha Grande, instalação que receberá o equipamento desenvolvido neste projeto, existem oito linhas de produção (com máquina IS) de vidro de embalagem fornecidas por três fornos de fundição. Em 2012, esta unidade produziu cerca de 1.370 milhões de embalagens, o equivalente a 254 mil toneladas de vidro; em média, cada máquina IS produziu aproximadamente 467 mil embalagens por dia, ou 19.495 unidades por hora. Os produtos fabricados diversificam-se entre alimentação (frascos e condimentos/azeites) e bebida (cerveja, vinho, licor, água e sumo) [31].

As máquinas IS diferem entre linhas de produção, existindo em 2013 três máquinas em produção segundo o processo prensado-soprado (ver subsecção 2.1.1.3), duas pelo processo *Narrow Neck Press and Blow* e três habilitadas a funcionar em ambos os processos. Em termos médios, as linhas de produção da BA Vidro, SA possuem um rendimento “a quente”⁴ entre 97% e 98% e um rendimento do processo de fabrico⁵ entre 91 % e 93 %, segundo dados fornecidos pela empresa ao autor deste projeto.

O transdutor patenteado [32] presente nas máquinas da BA Vidro, SA é acoplado

⁴Relação entre o número de unidades produzidas pela máquina IS (sem inspeção e que são introduzidas na arca de recozimento) e o número de gotas de vidro cortado.

⁵Relação entre o número de toneladas fundidas no forno e o número de toneladas úteis (toneladas comercializáveis).

ao pino de prensagem de cada *blank mold*. O transdutor, de forma cilíndrica (3, Figura 2.16), é constituído por um veio cilíndrico (2, Figura 2.16) acoplado ao pino de prensagem, deslocando-se verticalmente dentro do transdutor; o veio cilíndrico encontra-se fixo a um pistão (6, Figura 2.16) movimentado por ar comprimido, possuindo também um mecanismo (40, Figura 2.16) fixo por parafusos (38, Figura 2.16) ao pistão. O casquilho de suporte (20, Figura 2.16), de material magneticamente condutor, possui a bobine (27, Figura 2.16) na sua superfície (26, Figura 2.16); a bobine encontra-se eletricamente acessível através de uma ligação externa (37, Figura 2.16), proveniente de dois fios condutores internos (31, Figura 2.16).

Com a introdução de ar comprimido no transdutor, o pistão (6, Figura 2.16) sobe verticalmente o que movimenta o veio cilíndrico e conseqüentemente o pino de prensagem, bem como o mecanismo de atuação (40, Figura 2.16); este mecanismo penetra no espaço (29, Figura 2.16) existente entre a bobine e um anel de espaçamento (9, Figura 2.16), alterando o valor da indutância da bobine (27, Figura 2.16). Na posição máxima de penetração do pistão (6, Figura 2.16), a superfície superior do mesmo (12, Figura 2.16) entra em contacto com a superfície inferior (11, Figura 2.16) do anel de espaçamento (9, Figura 2.16). Se o material do mecanismo de atuação (40, Figura 2.16) for paramagnético, a indutância nesta posição será máxima; caso seja diamagnético a indutância será mínima. É assim alcançada uma variação da indutância em função do movimento do veio cilíndrico do transdutor, através da interação entre a bobine e o mecanismo de atuação.

As máquinas IS da BA Vidro, SA possuem em cada cavidade um transdutor igual ao da Figura 2.17.

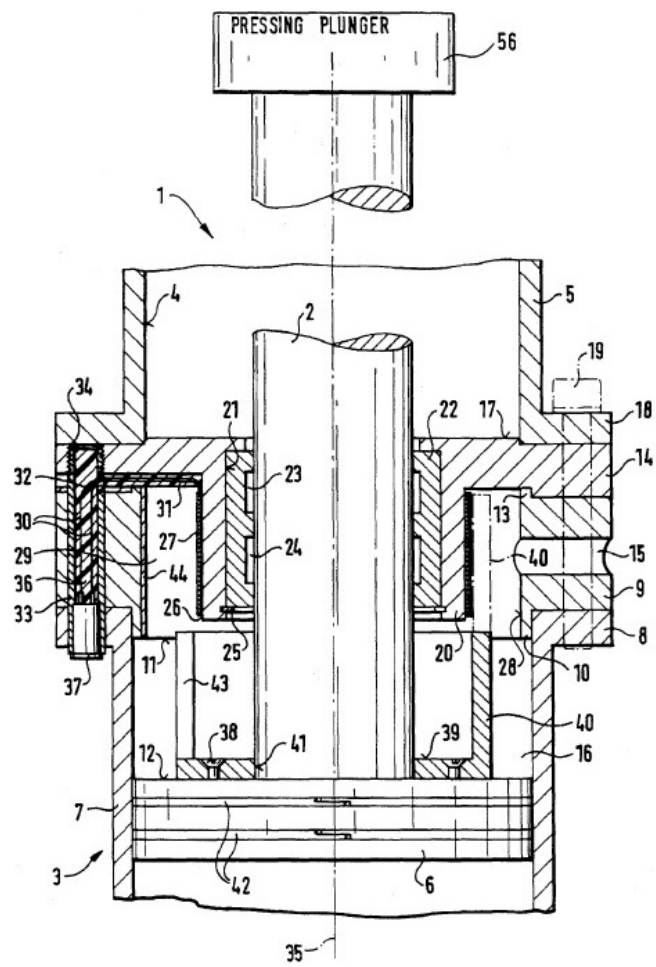


Figura 2.16: Corte longitudinal do transdutor [32].



Figura 2.17: Transdutor para peso de gota em máquina IS na BA Vidro, SA.

2.2 Caracterização inicial do transdutor indutivo

Tendo em conta a inexistência de informação técnica relativa a características elétricas e mecânicas do transdutor indutivo (gama de variação de impedância, temperatura de funcionamento, velocidade máxima de deslocamento, gama de posição com variação de indutância, entre outros), o autor deste Projeto realizou dois testes que tiveram como objetivo:

1. Caracterizar o transdutor em termos elétricos, nas posições limite do mesmo. Foi assim possível identificar e medir a variação de indutância e resistência;
2. Caracterizar uma função de transferência do movimento do transdutor. Foi assim possível identificar e medir a (possível) existência de histerese e uma função de transferência padrão a aplicar ao movimento do transdutor.

A única informação disponibilizada pela empresa requerente deste Projeto, consiste na gama típica/ideal de trabalho do transdutor na sua aplicação real, definida entre 2,54 mm a 15,24 mm.

2.2.1 Teste 1: Caracterização do transdutor nas posições limite

Este teste foi realizado com recurso a um medidor de indutância, capacidade e resistência⁶. Este equipamento foi considerado adequado ao ensaio pretendido tendo em conta a precisão de 0,1 % numa gama de medição entre 0,001 nH e 99,999 kH (relativa ao valor indutivo) e 0,0001 m e 99,999 M (relativa ao valor resistivo) [33], apesar da limitada gama do valor de pico da tensão excitadora do transdutor, entre 20 mV e 1 V.

Efetuada a medição do valor dos componentes da impedância do transdutor, indutância série () e resistência série (), com uma tensão de excitação de 200 mV de pico, foram registados os valores da Tabela 2.2. De referir, do ponto de vista elétrico, a impedância equivalente de 100 do equipamento de medição.

Frequência (Hz)	Posição	(mH)	()	(mH)	()
1000	Final	8,7591	33,2080	13,7079	75,2880
	Inicial	22,4670	108,4960		

Tabela 2.2: Medição, com recurso a equipamento medidor de indutância, do valor do transdutor nas posições limite .

⁶*Precision LCR Meter 1920, IET LABS INC.*

2.2.2 Teste 2: Caracterização da variação de indutância na gama de deslocamento

A medição da indutância realizou-se com recurso a um oscilador LC, presente na Figura 2.18. Este oscilador apresenta como saída o sinal V_{out} , com a função de transferência:

$$G(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (2.1)$$

com ω_0 igual ao valor da indutância presente no oscilador e equivalente ao paralelo entre o sensor indutivo (L) e uma bobine auxiliar (L_{aux}) colocada no circuito, e Q o condensador em paralelo com a indutância L . A presença da bobine auxiliar deve-se ao facto de se ter verificado a ausência de oscilação na posição máxima do transdutor; o não conhecimento *à priori* dos valores de indutância correspondentes às posições do sensor levaram o autor a pressupor que o sensor, na sua posição inicial, apresentava um circuito aberto aos seus terminais, daí a colocação de uma indutância auxiliar em paralelo. Contudo, concluiu-se que esta situação se devia ao desfasamento, no oscilador, entre a entrada não-amplificadora e o sinal de saída. A montagem da Figura 2.18 consiste num oscilador implementado com recurso a um amplificador operacional, permitindo a leitura da frequência do sinal de saída e conseqüente determinação do valor da indutância.

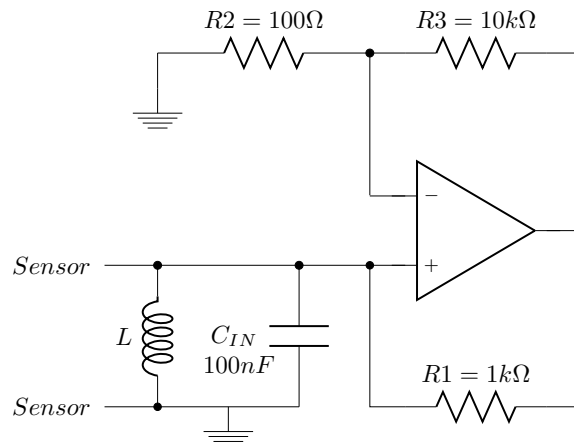


Figura 2.18: Oscilador LC utilizado para testes iniciais.

De modo a definir a gama de variação de indutância mensurável, isto é, a gama de trabalho a utilizar, recorreu-se ao torno mecânico existente no Laboratório de Engenharia Mecânica da ESTG que possui uma resolução de deslocamento de 0,005 mm. Foram efetuados dois deslocamentos em passos constantes de 1 mm (um deslocamento partindo da posição 0 até à posição 24, o segundo deslocamento no sentido inverso)

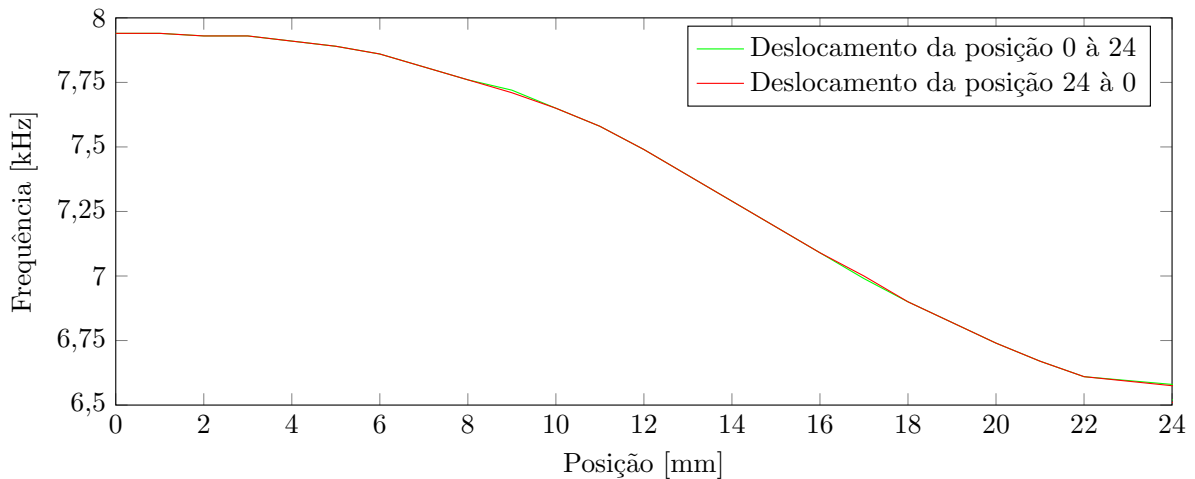


Figura 2.19: Curva de indutância nos testes iniciais.

obtendo os resultados da Figura 2.19, adquiridos num osciloscópio digital⁷. Tendo sido verificada variação do valor de indutância somente nos últimos 25 mm, é essa a gama de trabalho apresentada. Da análise destes resultados salienta-se que:

- Os resultados obtidos apresentam repetibilidade em termos do sentido de deslocamento;
- Está patente a existência de uma gama linear, da frequência do sinal adquirido, entre os 7 mm e os 15 mm;
- A partir dos 21 mm verifica-se uma diminuição acentuada da variação da frequência.

Por último, refere-se que este teste não pretendia traduzir um ensaio rigoroso e extremamente preciso, mas sim o fornecimento do primeiro contacto e respetivo conhecimento da função de transferência do sensor, valores de indutância, repetibilidade, entre outros.

2.3 Pesquisa de soluções para condicionamento de sinal indutivo

Tendo sido estudado o processo de produção de vidro de embalagem, o que permite perceber as condições reais de implementação do sistema a desenvolver, e tendo sido caracterizado de uma forma geral o transdutor indutivo, o autor pesquisou e analisou possíveis soluções para condicionamento de sinal indutivo. Esta pesquisa foi dividida em duas partes: circuitos integrados e circuitos discretos.

⁷TDS 1012B, Tektronix.

2.3.1 Soluções integradas

A existência de circuitos integrados com função de conversão de um valor indutivo num valor mensurável, analógica ou digitalmente, é muito limitada. À data de pesquisa de soluções com base em circuitos integrados dedicados para esta função, o autor deste projeto apenas identificou, e analisou, dois circuitos integrados: AD5933 da Analog Devices Inc. e MCP2036 da Microchip Technology Inc.

De referir a existência de vários circuitos integrados produzidos para conversão de valores indutivos, como o AD698 da Analog Devices Inc., sendo os mesmos condicionadores de sinais provenientes de *Linear Variable Differential Transformer* (LVDT); estes circuitos integrados não poderiam ser implementados na aquisição do valor do transdutor em análise neste projeto, por o mesmo ser uma bobina única e estes não permitirem uma aquisição diferencial.

AD5933

Conversor de impedância, com uma gama mensurável entre 1000Ω e $10 \text{ M} \Omega$ ⁸, possui um gerador interno de frequências, de 27 bit de resolução, que alimenta a carga a caracterizar com uma frequência conhecida; o sinal de retorno é convertido num ADC interno de 12 bit, 1 MSPS e com recurso a um DSP, também interno, é aplicada uma transformada de Fourier que resulta num valor real e imaginário para cada frequência gerada, acessíveis por comunicação I C. A Figura 2.20 apresenta o diagrama de blocos deste circuito integrado (CI).

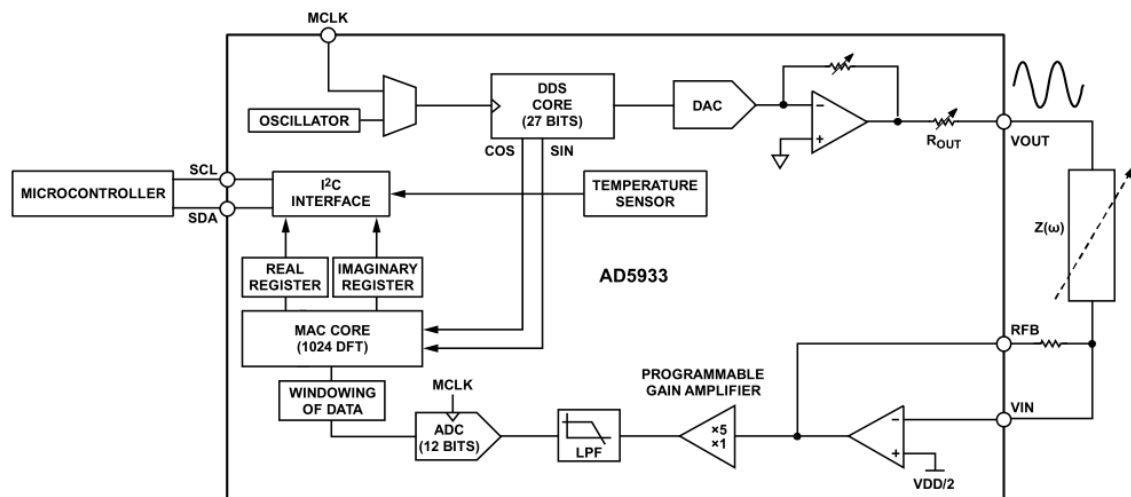


Figura 2.20: Diagrama de blocos do conversor AD5933 [34].

A utilização deste conversor requer o seu ensaio de modo a verificar o tempo mínimo de resposta de uma aquisição; contudo, tendo em conta as características do ADC

⁸Requer circuito adicional para leitura de impedância entre 100Ω e 1000Ω .

interno (12 bit, 1 MSPS) e o tamanho do *buffer* (1024 amostras) existente no cálculo da transformada de Fourier, o tempo mínimo de conversão é dado por

$$(2.2)$$

A este valor é ainda necessário somar o tempo de leitura do valor digital, processamento interno do circuito integrado, entre outros.

De referir que este circuito integrado, na medição de cargas fixas com natureza e valor desconhecido, efetua uma medição através de um varrimento em frequência. Numa possível aplicação ao transdutor em estudo, sendo uma carga variável, a frequência de excitação teria obrigatoriamente de ser fixa.

MCP2036

O *Analog Front End*⁹ MCP2036, cujo diagrama de blocos se encontra na Figura 2.21, mede a impedância do sensor excitando duas indutâncias em série (o sensor a medir e uma indutância auxiliar) com uma corrente DC pulsada e medindo a amplitude da onda AC resultante aos terminais de cada indutância. O CI possui duas entradas, com cada tensão AC individual a ser acoplada capacitivamente, sendo convertida num sinal DC com recurso a um *frequency mixer*, um amplificador e um filtro, após multiplexagem num MUX interno; o *mixer* é composto por dois interruptores comutados pelo sinal de *clock*, sendo os sinais de entrada amplificados durante o tempo que o sinal *clock* está a +5V e amplificados e invertidos quando esta a 0V. É assim obtido um sinal DC pulsado com uma tensão de pico proporcional à amplitude da tensão AC em cada bobine, sendo o sinal de entrada amplificado selecionado através de um terminal do circuito. Ao sinal de saída é aplicado um amplificador não inversor seguido de filtro passa - baixo, tal como visível na aplicação típica apresentada na Figura 2.22.

Ao contrário da solução integrada anterior, o MCP2036 sendo um circuito puramente analógico possui “resolução máxima”, sendo também indicado que o mesmo poderá ser implementado a qualquer gama de indutâncias, existindo apenas um compromisso entre esse valor e os componentes passivos a aplicar externamente a este CI. Apesar deste circuito integrado ser tipicamente utilizado na tecnologia *mTouch* da empresa fabricante do mesmo, para deteção de variação de indutância, poderá ser utilizado na presente aplicação para o mesmo efeito.

Análise comparativa

São várias as diferenças entre os dois circuitos integrados apresentados e estudados. Torna-se crucial salientar que enquanto o MCP2036 é dedicado à medição do valor de

⁹Circuito definido como a *interface* entre o sinal a processar e o módulo de processamento de sinal.

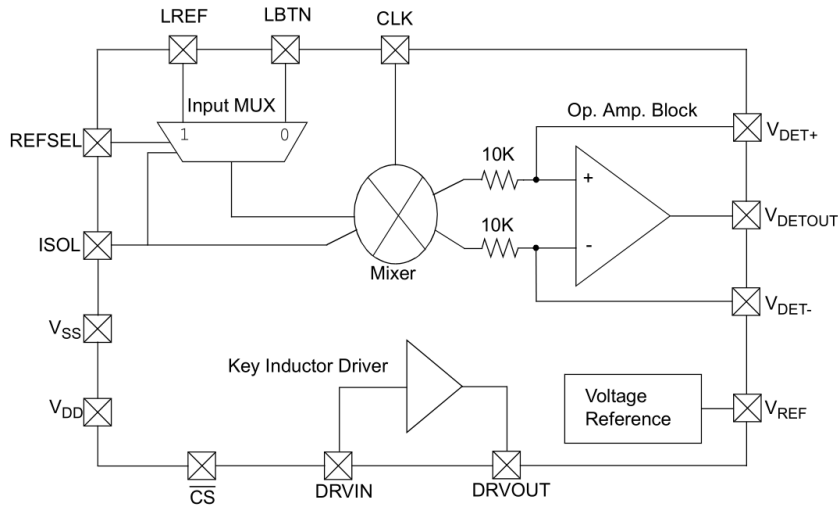


Figura 2.21: Diagrama de blocos do *AFE* MCP2036 [35].

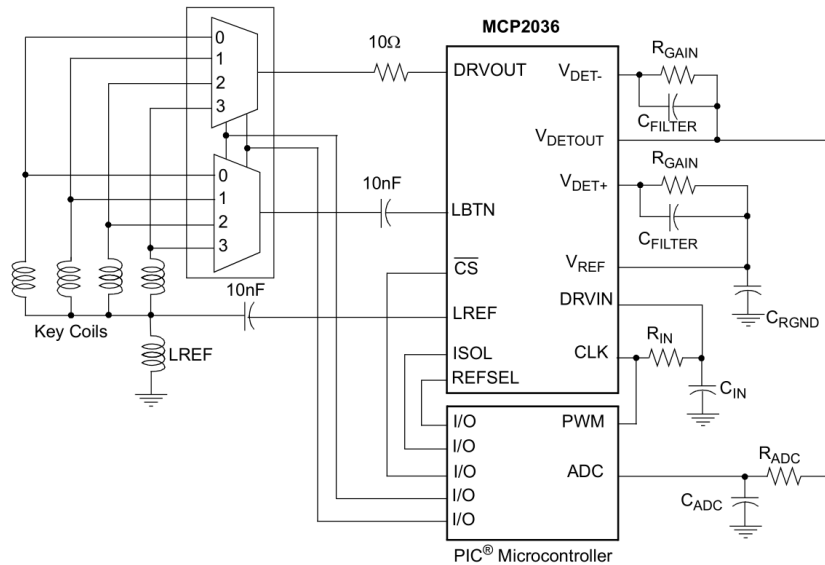


Figura 2.22: Aplicação típica do *AFE* MCP2036[35].

indutâncias, o AD5933 é um conversor de impedâncias (carga resistiva, indutiva, capacitiva e qualquer combinação entre ambas), incorporando processamento interno de dados e cálculo de uma transformada de Fourier. O circuito da Microchip Technology Inc. foi desenvolvido para *touch sensing* em diversas aplicações, contudo a sua configuração desempenha corretamente a função de medidor de indutâncias; tratando-se de um circuito integrado analógico, sem qualquer processamento de dados, a sua resolução é máxima.

A Tabela 2.3 apresenta uma análise comparativa entre diversos parâmetros dos dois circuitos; de referir que o tempo mínimo de conversão referente ao MCP2036 reflete o tempo total de conversão, isto é, a leitura do sinal na bobine de referência e no conjunto das bobines.

Parâmetro	AD5933	MCP2036
Formato valor de saída	Digital	Analógico
Medição de carga resistiva	Sim	Não
Medição de carga capacitiva	Sim	Não
Tempo mínimo de conversão	> 1 ms	5 ms ^(a)
Bobine auxiliar/referência	Não	Sim
Calibração necessária	Sim	Não
Resolução	12 bit	—
Preço (€)	19,74	0,71

^(a) Como descrito em 3.2, este tempo pode ser eliminado.

Tabela 2.3: Análise comparativa das soluções integradas.

2.3.2 Soluções discretas

Apesar da comercialização de vários transdutores indutivos, a existência de bibliografia dedicada ao condicionamento/aquisição de sinais indutivos não é extensa. Após pesquisa das soluções comerciais em termos de circuitos integrados, foram analisados circuitos eletrônicos possíveis de implementação para condicionamento de sinais indutivos.

Oscilador Colpitts

Um dos métodos mais utilizados para aquisição do valor de indutância é a sua conversão num sinal em frequência; neste campo, um dos circuitos mais utilizados é o oscilador Colpitts, com algumas implementações industriais como os sensores da empresa Kaman Corporation (exemplo: sensor de proximidade de alta precisão de referência KD-2446) que utilizam este circuito internamente para condicionamento do sinal indutivo do sensor.

O princípio de funcionamento de um oscilador Colpitts é em tudo semelhante a qualquer oscilador. Considerando uma fonte sinusoidal na ligação V_{in} , Figura 2.23(a), que excita os terminais de entrada de um amplificador, a tensão de saída é dada por

$$(2.3)$$

com A e V_{in} o ganho e a tensão de saída do amplificador, respetivamente. O bloco B, Figura 2.23(a), consiste num circuito de retroação, geralmente um circuito em ressonância [36], pelo que a tensão de retroação, V_{ret} , é igual a

$$(2.4)$$

Considerando agora que se retira a fonte V_{in} do circuito, obtém-se o sistema da Figura 2.23(b). O amplificador será excitado por V_{ret} através de 2.4 pelo que a tensão

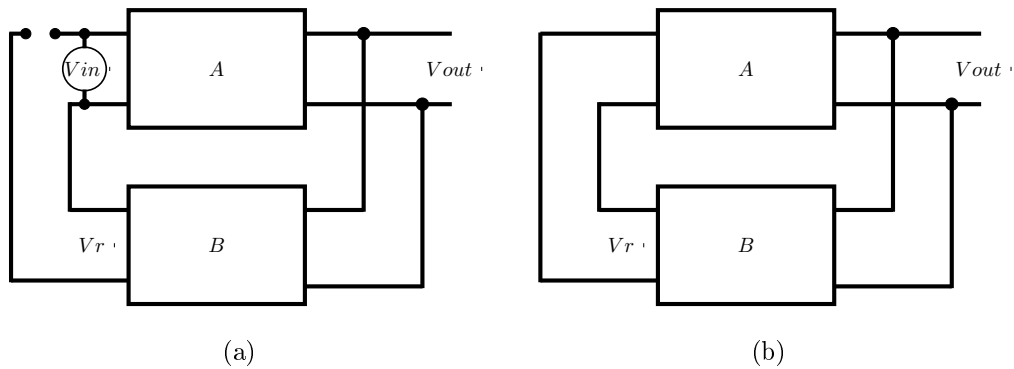


Figura 2.23: Sistema amplificador com sinal de retroação.

de saída do amplificador, V_{out} , assumirá um de dois cenários:

1. Se $V_{out} < V_r$, o sinal em V_{in} será menor que V_r pelo que desaparecerá;
2. Se $V_{out} > V_r$, o sinal em V_{in} será maior que V_r pelo que resultará numa onda sinusoidal permanente.

Não é considerada a condição $V_{out} = V_r$ pois esta condição nunca é verdadeira quando se liga inicialmente o circuito [36]. Assim, para a existência de oscilação na saída do amplificador é aplicada uma pequena tensão de arranque aos terminais do mesmo, desenvolvendo-se uma oscilação sinusoidal em V_{out} quando $V_{out} > V_r$; após estabilização deste sinal, a relação V_{out}/V_r decresce até ao valor unitário e a tensão pico-a-pico torna-se constante. A fixação da relação V_{out}/V_r no valor unitário consiste no critério de Barkhausen [37]: define que o circuito irá manter-se numa *oscilação estável* se o ganho em malha fechada, $A \cdot B$, for unitário e o desfasamento entre o sinal de saída e de entrada do amplificador for 0° ou um valor inteiro múltiplo de 2π . O decréscimo do produto $A \cdot B$ é efetuado através da limitação de uma das incógnitas, por saturação ou corte; ou, o sinal desenvolve-se e provoca a diminuição de B antes de se verificar a limitação.

A tensão de arranque necessária para existência de um sinal em frequência na saída terá de ser interna ao circuito: não existe, na realidade, a colocação de nenhuma fonte de sinal em V_{in} nos instantes iniciais. Segundo [36], esta pequena tensão deriva do ruído térmico das resistências do circuito. Uma resistência, componente passivo, possui vários eletrões livres que, à temperatura ambiente (condição definida para o arranque do circuito), se movimentam aleatoriamente originando tensão de ruído térmico, de elevada frequência, aos seus terminais. Assim, tendo em conta o elevado valor de $A \cdot B$ no arranque do circuito, este pequeno sinal de entrada é amplificado originando a oscilação na saída do amplificador. Contudo, segundo [37], a pequena tensão de arranque corresponde a uma fração da tensão de saída criada pelo *feedback* do sistema,

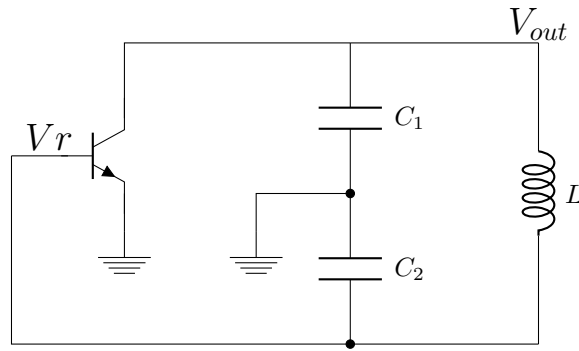


Figura 2.24: Esquema equivalente do oscilador de *Colpitts*.

não existindo referência ao ruído térmico dos componentes passivos.

Existem variados circuitos de oscilador Colpitts, tendo todos por base um divisor capacitivo, em paralelo com uma indutância, que produz a tensão de retroação necessária para originar as oscilações. A Figura 2.24 apresenta um esquema equivalente em corrente AC, verificando-se que o sinal de saída, V_{out} , corresponde à tensão nos terminais de C1 e a tensão de retroação, V_r , em C2. A frequência de ressonância (f_r) dos osciladores LC é dada por

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (2.5)$$

com L o valor da indutância presente no oscilador e C_1, C_2 o valor da capacidade equivalente de C1 e C2, ou seja,

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (2.6)$$

A frequência gerada na saída do oscilador é de valor pouco mais elevado que a frequência do sinal de retroação, sendo uma condição necessária para a inversão de fase do sinal entre a entrada e saída do circuito [38].

A escolha do oscilador de Colpitts ao invés de outros existentes, como o oscilador de Hartley e de Armstrong, tem por base a não necessidade de uma bobine auxiliar, sendo esta uma das grandes vantagens deste circuito. Para além disso, o oscilador é constituído por um reduzido número de componentes não deixando de ser bastante robusto. A possibilidade de utilização do mesmo numa montagem em emissor ou em colector comum, bem como a utilização de um amplificador operacional ao invés de um transístor/JFET é igualmente vantajoso.

Maxwell - Wien Bridge modificada

Segundo [39] os circuitos convencionais em ponte (Maxwell, Mawell - Wien, Hay, entre outros) são fortemente suscetíveis a erros de linearidade devido à capacidade

parasita (entre os pontos nodais da ponte e a respetiva referência) e indutância parasita na respetiva indutância a adquirir; assim, apresentam em [39] uma ponte de Maxwell - Wien modificada, Figura 2.25.

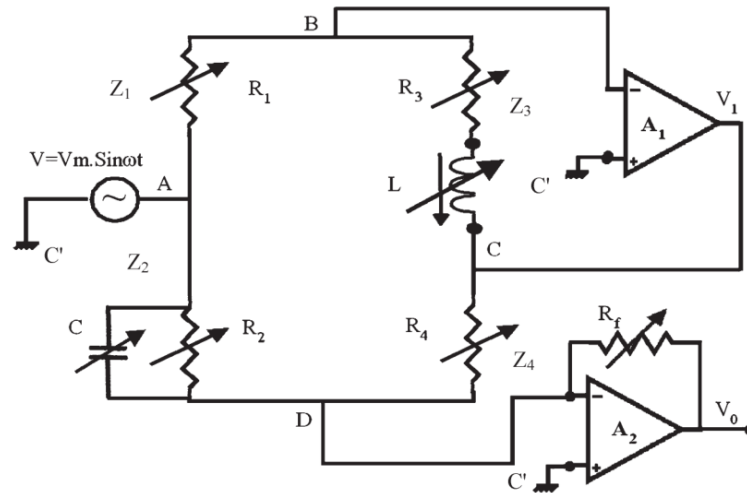


Figura 2.25: *Maxwell - Wien Bridge* modificada[39].

No circuito apresentado, considerando Z_1 e Z_2 uma carga puramente resistiva, uma carga RC paralela e Z_3 o transdutor indutivo ($Z_3 = R_s + j\omega L$, com R_s o valor da resistência série do transdutor e L o valor indutivo na posição inicial do transdutor), a tensão RMS de saída do circuito, V_o , é dada por

$$V_o = \frac{V_m \sin(\omega t) \cdot R_4}{R_1 + R_2 + R_4} \quad (2.7)$$

com V_m a tensão de excitação da ponte e L o valor indutivo do transdutor na sua posição inicial.

Analisando nos resultados apresentados em [39] a variação da saída em função da variação da indutância (L), para $R_s \ll \omega L$, $V_o \approx \frac{V_m \sin(\omega t) \cdot R_4}{R_1 + R_2 + R_4}$, enquanto para $R_s \gg \omega L$, $V_o \approx \frac{V_m \sin(\omega t) \cdot R_4 \cdot \omega L}{R_1 + R_2 + R_4}$. Para o sistema em desenvolvimento neste trabalho, é considerado $R_s \ll \omega L$, pelo que seria aconselhável o aumento do valor de L , de forma a obter uma maior sensibilidade da tensão de saída. Por outro lado, não é linear afirmar o aumento ou decréscimo do erro de linearidade em função da resistência R_s , existindo vários picos registados; os valores apresentados encontram-se dentro da gama $\pm 2\%$, valor considerado alto para o condicionamento desejado.

Para além deste valor, este circuito apresenta a desvantagem de utilização de uma fonte sinusoidal, cuja existência no sistema a desenvolver poderá revelar-se complexa pois o mesmo é alimentado através de uma tensão contínua de +24V; um terceiro ponto desfavorável é o facto de não ter sido encontrada nenhuma solução comercial

deste circuito, não havendo, portanto, qualquer garantia da sua robustez em diversas aplicações. Contudo, o circuito originário deste, ponte de Maxwell - Wien, revela-se robusto e largamente testado. Para além disso, este circuito proposto em [39] revela um bom comportamento em termos da sua repetibilidade.

Capítulo 3

Circuitos desenvolvidos

Realizadas as etapas de caracterização do transdutor, através dos testes realizados em 2.2, e da pesquisa e análise crítica de soluções e circuitos para condicionamento de sinal indutivo, foram implementadas duas soluções, com base em eletrônica analógica, isto é, sem qualquer processamento digital de dados. Esta opção, foi desde o início considerada pelos intervenientes no desenvolvimento do sistema, essencialmente pela não necessidade de *firmware*. Neste Capítulo, a *Solução 1* e a *Solução 2* são caracterizadas do ponto de vista técnico, implementadas e testadas em ambiente de laboratório, sendo o seu desempenho analisado e comentado.

Em 2.3 o autor identificou dois princípios de funcionamento genéricos na aquisição de um valor indutivo: conversão de indutância em frequência, com recurso a osciladores, e conversão indutância em tensão, com recurso a uma ponte de impedâncias ou a um circuito integrado. Como tal, as duas soluções apresentadas correspondem aos dois princípios de funcionamento referidos: na *Solução 1* é dimensionado um sistema recorrendo à conversão de indutância num sinal em frequência e na *Solução 2* obtendo um sinal em tensão.

3.1 Solução 1: Circuito analógico com recurso a condicionador de sinal em frequência

3.1.1 Diagrama de blocos

Conhecendo a existência de circuitos de conversão de indutância em frequência, o trabalho essencial realizado nesta *Solução 1* incidiu na conversão frequência/tensão, por a mesma não ter sido ainda analisada neste Projeto e existir um desconhecimento, por parte do autor, da existência de soluções analógicas de precisão para esta conversão. Nesse seguimento, a *Solução 1* foi planeada segundo o diagrama de blocos da Figura 3.1, sendo constituído por três etapas: conversão de indutância em frequência, frequência

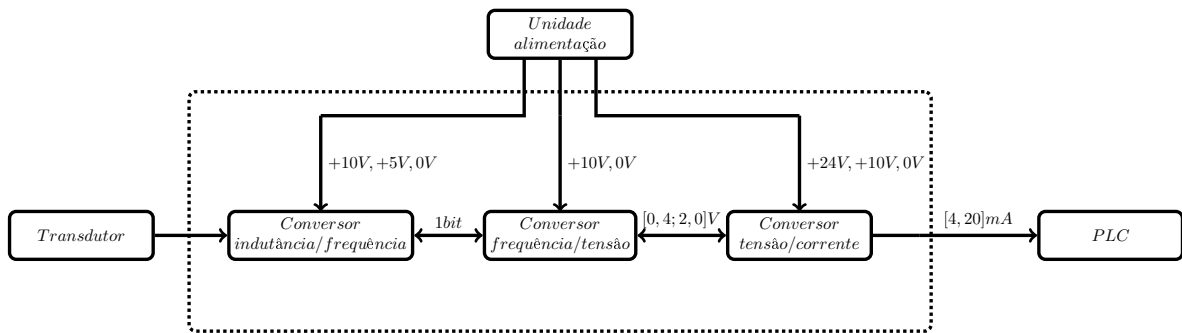


Figura 3.1: Diagrama de blocos - solução 1.

em tensão e tensão em corrente.

3.1.2 Conversor indutância/frequência

A obtenção de um sinal em frequência proporcional ao valor da indutância do sensor é obtido através do circuito da Figura 3.2. O circuito é o mesmo da Figura 2.18, com a introdução de um andar de comparação a jusante do conversor inicial, com recurso ao CI LM211D, obtendo um sinal entre 0V e +10V (ao invés de 0V e +5V) e com transições mais rápidas (1,11 s ao invés de 4,02 s) entre e .

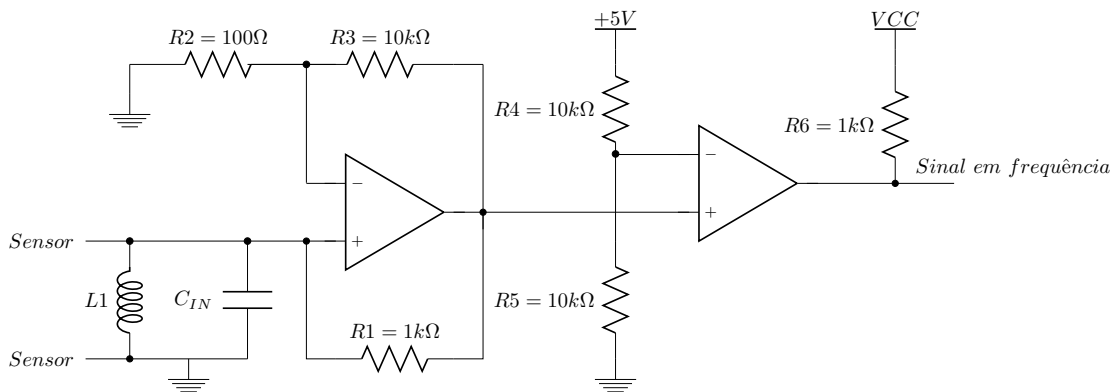


Figura 3.2: Conversor indutância/frequência.

A Figura 3.3 apresenta a tensão obtida em “sinal em frequência” (Figura 3.2) nas posições limite do transdutor.

3.1.3 Conversor frequência/tensão

A conversão do sinal em frequência numa tensão analógica revelou-se a etapa mais complexa e menos exata deste protótipo. A análise da oferta de conversores frequência/tensão existentes no mercado revelou a existência de apenas duas soluções, existindo

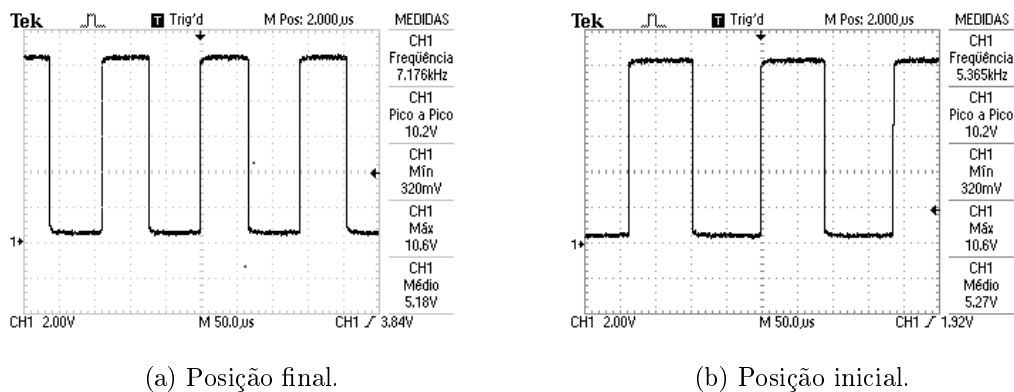


Figura 3.3: Sinal em frequência do conversor indutância/frequência.

Especificação	LM2907	TC9400	AD650
Erro de linearidade (% escala máxima)	0,3	0,05	0,005
Tensão alimentação mínima (V)	6	+8/-4/-7,5	-9/-18
Tensão alimentação máxima (V)	28	+15/+4/+7,5	+9/+18
Gama temperatura funcionamento (°C)	-40 a +85	-65 a +150	-55 a +125
Erro de estabilidade em função da temperatura (ppm/°C)	Não especificado	25	200

Tabela 3.1: Análise comparativa de conversores frequência/tensão.

ainda uma terceira¹ em fase de lançamento, à data do desenvolvimento desta solução. A Tabela 3.1 representa uma breve análise comparativa entre as três soluções.

A seleção do circuito integrado (CI) mais adequado à aplicação em causa não é linear nem restrita: se por um lado o LM2907 apresenta o maior erro de linearidade, é preciso ter em conta que esse valor (em todos os circuitos integrados) é muito dependente dos elementos passivos a utilizar no circuito de conversão, bem como o facto de ser o único CI dedicado exclusivamente a este tipo de conversão² e o que se encontra há mais tempo no mercado. Posto isto, e tendo em conta que as gamas de temperatura de todos os componentes respeitam os valores requeridos para a aplicação, foi utilizado o LM2907.

Um estudo mais detalhado ao circuito integrado LM2907 levou a alguns condicionamentos que, *à posteriori*, se revelaram críticos. A conversão frequência/tensão inicia-se com a mudança do estado do sinal de entrada (quando este passa por 0V ou quando

¹Circuito integrado AD650 da *Analog Devices Inc.*

²O TC9400 e AD650 são conversores tensão/frequência mas que permitem algumas aplicações para conversão frequência/tensão.

atinge uma certa tensão diferencial), indo carregar (e descarregar) linearmente o condensador (componente C4, Figura 3.5) sobre uma diferença de potencial igual a $\frac{V_{CC}}{2}$; no segundo ciclo do sinal em frequência, o condensador irá efetuar a carga/descarga contrária à anterior. Assim, a variação da corrente média no condensador é dada por

$$\frac{\Delta Q}{T} = i_C = V_{CC} \times F_{IN} \times C4, \quad (3.1)$$

com F_{IN} a frequência do sinal a converter. A corrente de saída do circuito é “espelhada” pela resistência R13, pelo que a tensão de saída do conversor será dada pela aplicação da Lei de Ohm em R1, ou seja

$$V_O = i_C \times R13 = V_{CC} \times F_{IN} \times C4 \times R13 \times K [V], \quad (3.2)$$

com K uma constante de ganho do conversor, inerente a cada circuito integrado e tipicamente de valor unitário³. Por outro lado, a tensão de *ripple* existente na tensão de saída é dada por

$$V_{RIPPLE_{pk\ pk}} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C4}{C3} \times \left(1 - \frac{V_{CC} \times F_{IN} \times C4}{I_2}\right) [V]. \quad (3.3)$$

Verifica-se uma acentuada dependência entre a tensão de *ripple* (que depende de C4 e C3), do tempo de resposta do conversor (que depende de C3 [40]) e a linearidade⁴ (dependente de R13), que requer especial atenção no dimensionamento dos componentes passivos. Para além disso, na seleção de C4 e R13 existem vários pressupostos a cumprir, como o valor de $C4 \geq 500\text{ pF}$ ou a seleção de valores resistivos de R13 não muito altos à medida que a tensão de saída diminui. Foram estipulados os valores dos componentes passivos ($C3 = 470\text{ nF}$, $C4 = 1\text{ nF}$ e $R13 = 100\text{ k}\Omega$) obtendo uma tensão de *ripple* de 150 mV.

Existindo um compromisso bastante limitativo entre as três especificações referidas, foi implementado um filtro *Butterworth* [41], com $f_{POLE} = \frac{0,707}{2\pi RC} = 5,1\text{ kHz}$ e $\tau_{response} = 79,9\ \mu s$ [40], de modo a diminuir o valor da tensão de *ripple* existente em V_O ; o filtro implementado é caracterizado pela resposta em frequência da Figura 3.4.

A Figura 3.5 apresenta o circuito implementado com as respetivas alterações. Na Figura 3.6, tensão de saída deste conversor, verifica-se uma tensão de *ripple* de 100 mV; o autor não conseguiu alcançar um valor de tensão de *ripple* inferior a 100 mV, mantendo os valores do tempo de resposta e de linearidade, o que é considerado elevado.

³Segundo [40], verifica-se uma variação de 1,003 (nos -35°C) a 0,994 (nos 85°C), para $F_{IN} = 200\text{ Hz}$.

⁴Segundo [40], o erro de linearidade é de 0,5% para $R13 = 50\text{ k}\Omega$, decrescendo de forma não-linear até 0,1% para $R13 = 500\text{ k}\Omega$.

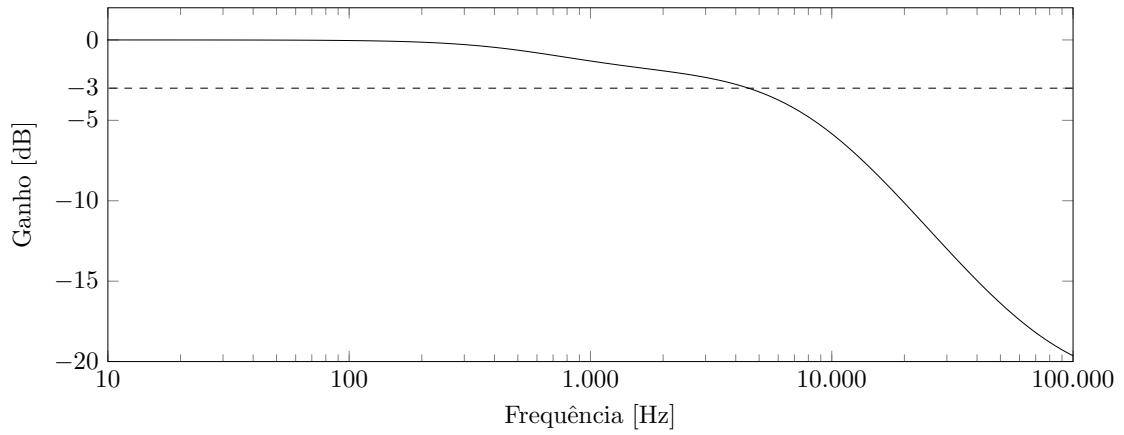


Figura 3.4: Resposta em frequência do filtro Butterworth .

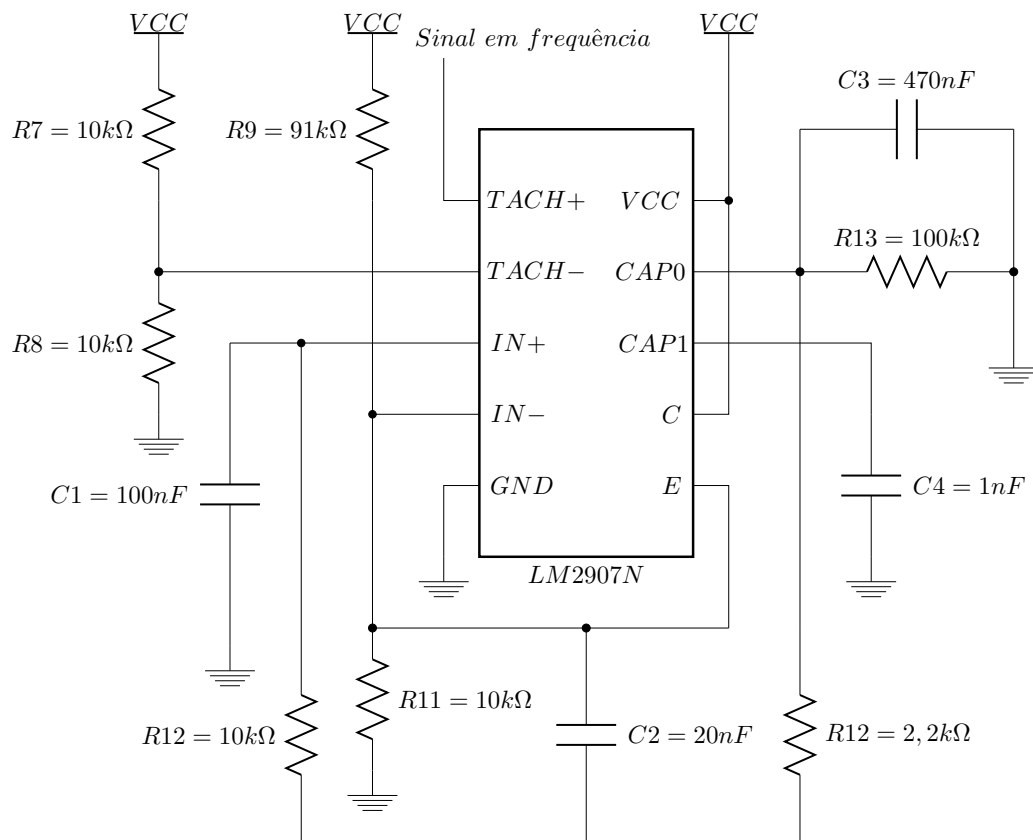
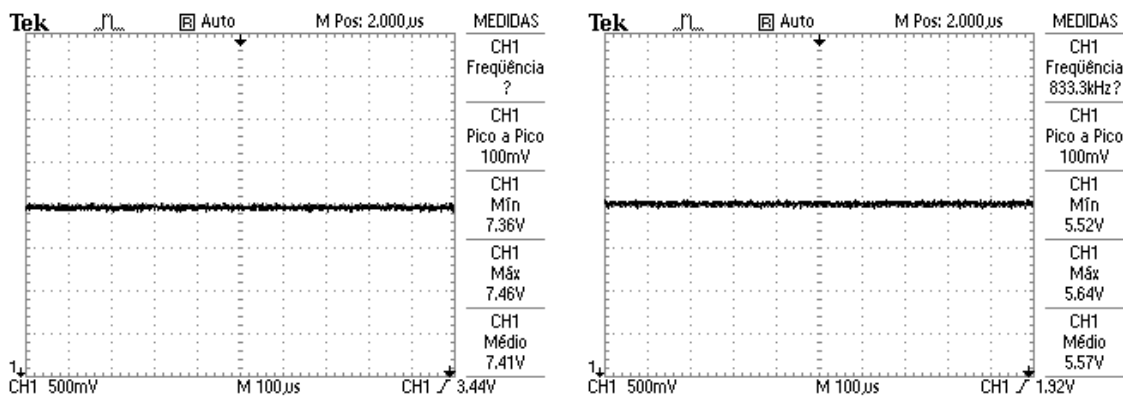


Figura 3.5: Conversão frequência - tensão utilizando o CI LM2907N.



(a) Posição final.

(b) Posição inicial.

Figura 3.6: Tensão de saída do conversor frequência - tensão da Figura 3.5.

3.1.4 Conversor tensão/corrente

A conversão de tensão em corrente requer algumas especificações fulcrais: imunidade a possíveis ruídos da fonte de alimentação (+24V), mínimo tempo de propagação/conversão e estabilidade na conversão; para tal, foi utilizado o circuito da Figura 3.7. O princípio de funcionamento deste circuito é utilizado em várias aplicações e circuitos integrados, como o caso de [42].

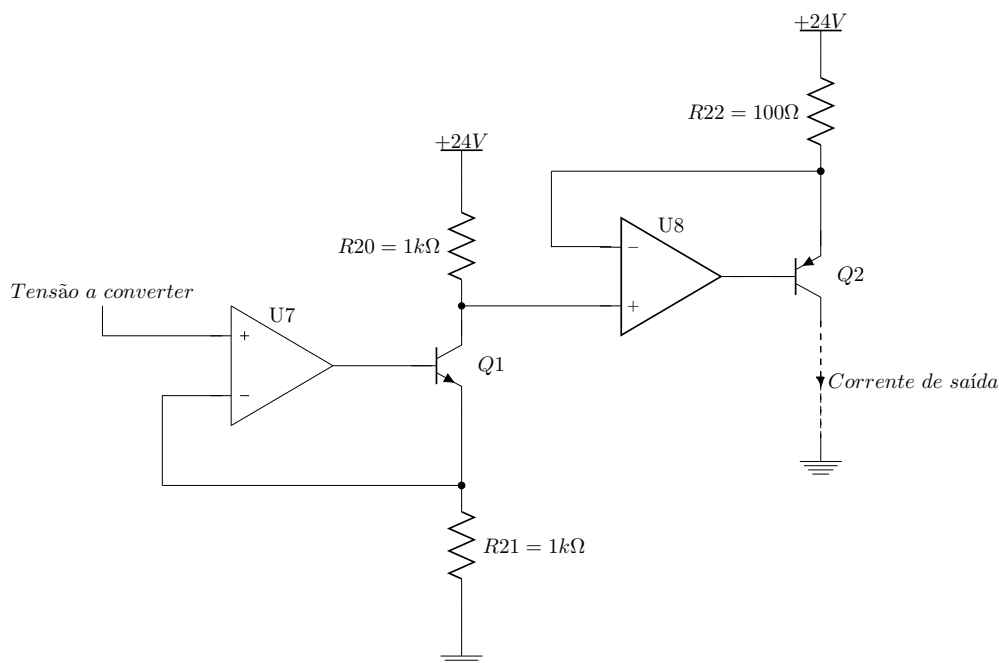


Figura 3.7: Circuito parcial do conversor tensão/corrente.

No primeiro nível de conversão (montagem com amplificador operacional $U6$) o valor da tensão a converter () é transformado em através da fixação

da tensão do emissor (V_E) do transistor $Q1$, com $V_E \approx V_{BE}$; considerando, para transistores de ganho elevado,

$$I_C \approx I_E \quad (3.4)$$

$$I_E \approx I_C + I_B \quad (3.5)$$

com I_C e I_E a corrente no emissor e coletor de $Q1$ e I_B . Assim,

$$I_C \approx I_E \quad (3.6)$$

De referir ainda que $V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$.

Sendo a tensão de entrada no segundo andar de conversão o sinal V_{in} ,

$$V_{in} \quad (3.7)$$

a corrente de saída I_{out} , objetivo desta conversão, será dada por

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{R_{in}} \quad (3.8)$$

com V_{in} a tensão no emissor de $Q2$.

Verifica-se portanto que I_{out} não depende da tensão de alimentação sendo imune a ruído existente nesta, bem como da resistência R_{in} (que nesta aplicação, em específico, corresponde ao valor resistivo da impedância da entrada analógica do autômato); a Figura 3.8 apresenta a forma de onda da tensão em V_{in} na presença de ruído (onda triangular com 50% de *duty-cycle*, tensão média de +24 V e 3 V pico-a-pico) em $t = 10 \mu\text{s}$, para $f = 1 \text{ kHz}$. Em termos de estabilidade/fiabilidade a única dependência consiste no valor de R_{in} , sendo que o mesmo poderá ser controlado com a utilização de uma resistência adequada para o efeito (em termos de tolerância e coeficiente de temperatura).

Considerando a gama de corrente pretendida, $I_{out} = 10 \text{ mA}$, a Tabela 3.2 apresenta alguns valores limite a ter em conta nesta conversão, considerando

$R_{in} = 100 \Omega$ e $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ ⁵, importantes na seleção de alguns componentes passivos e semicondutores.

Tendo em conta que o sinal em tensão, V_{in} , a ser convertido em corrente deverá estar dentro dos limites de 400 mV e 2 V⁶, e que a tensão à saída do conversor tensão/frequência não respeita estes valores, tornou-se necessário implementar um circuito de condicionamento de sinal. O amplificador $U4$, Figura 3.9, referenciado a +10 V

⁵É considerado este valor por ser o indicado pela empresa requerente como a impedância das entradas analógicas do autômato em utilização.

⁶Considerando $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$.

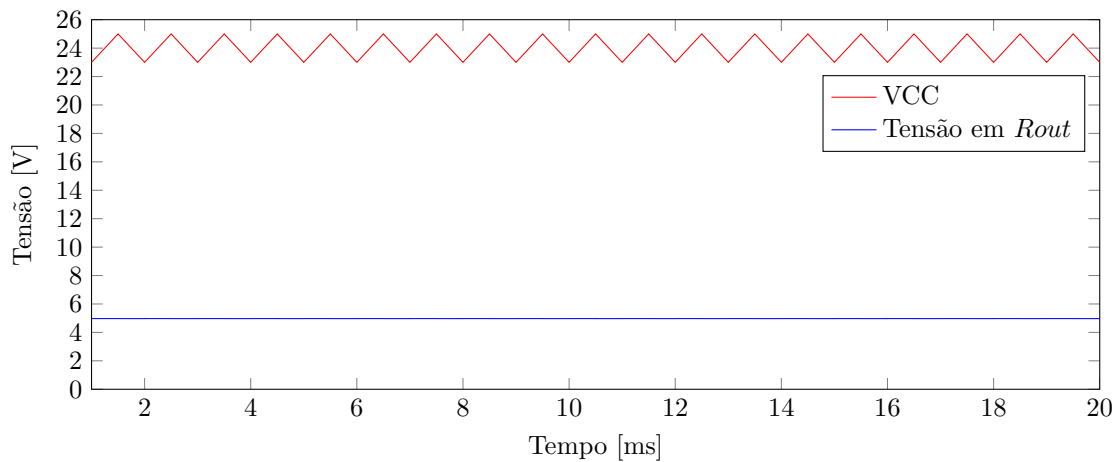


Figura 3.8: Corrente de saída do conversor tensão/corrente na presença de ruído na alimentação.

4,0 mA	0,4 V	23,2 V	92,8 mW	22,6 V	90,4 mW	1,6 mW
20,0 mA	2,0 V	20,0 V	400 mW	17,0 V	340 mW	40,0 mW

Tabela 3.2: Valores limite na conversão tensão/corrente.

(VCC , estável através de reguladores lineares), desempenha a função de seguidor de tensão de $+5,8V$, sendo este sinal somado à tensão proveniente do conversor anterior, originando uma tensão na entrada do conversor tensão/corrente na gama $[0,4 ; 2,0]$ V. A soma das tensões referidas é efetuada com recurso ao amplificador operacional $U5$. A utilização do potenciômetro $Pot1$ permite ajustar a corrente de saída em função da tensão a converter, ou seja, possibilita calibrar o sistema. A Figura 3.9 apresenta a integração de toda a etapa de conversão tensão/corrente.

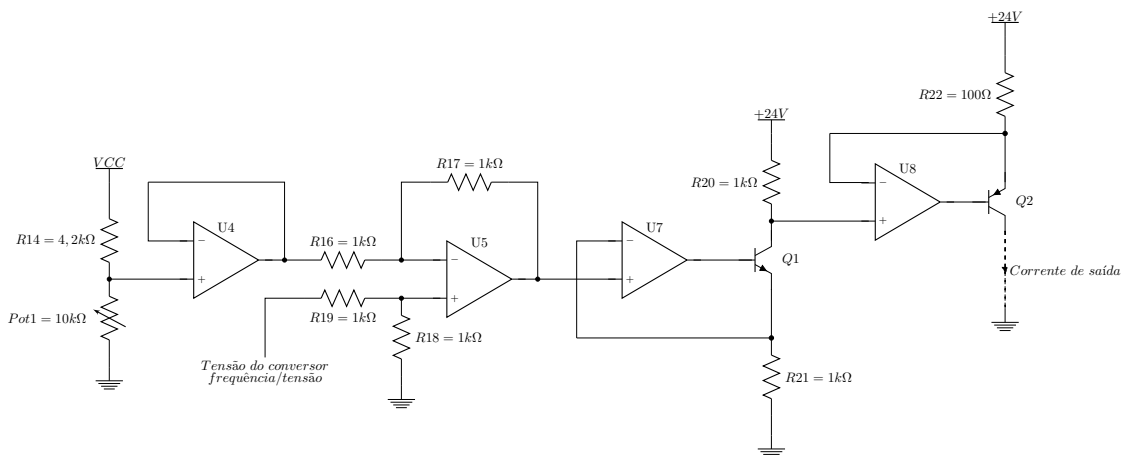


Figura 3.9: Conversor tensão/corrente.

3.1.5 Testes e resultados

Os ensaios realizados relativos a este sistema incidiram na estabilidade e repetibilidade do mesmo. Tendo em conta os resultados obtidos e respetiva análise presente em 3.1.5.3, não foi realizado nenhum ensaio em termos de imunidade a influências externas (ligação de outras cargas e variação de temperatura), como acontece na solução 2 (em 3.2.5) e na solução 3 (em 4.4).

3.1.5.1 Estabilidade do sistema

Em termos de estabilidade dos circuitos implementados, os testes incidiram essencialmente no conversor indutância/frequência e no conversor frequência/tensão. A Figura 3.10 apresenta os valores de frequência registados à saída do conversor indutância/frequência, para uma posição fixa do transdutor. Verifica-se uma oscilação máxima de 24,82 Hz, ao longo de 37 horas, o que corresponde a um erro relativo de 0,27 % e um erro absoluto de 1,24 %.

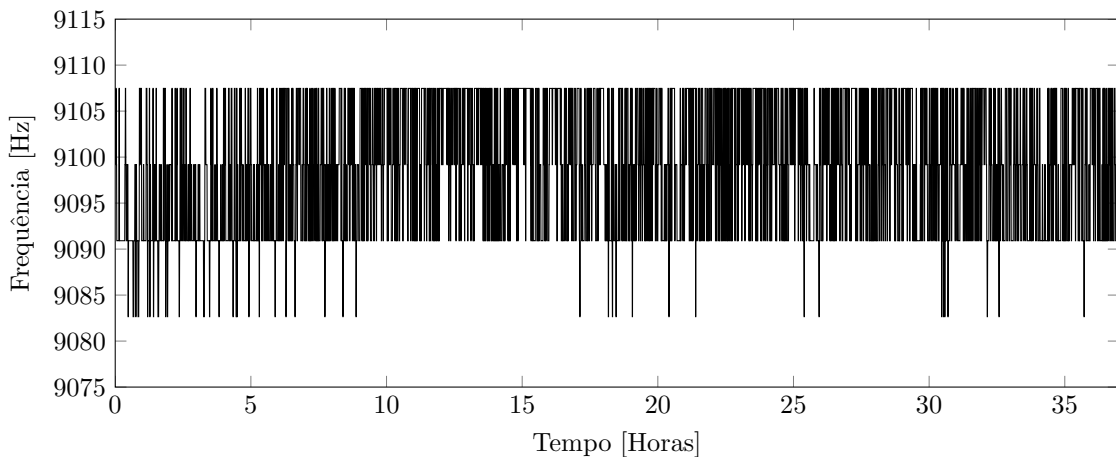


Figura 3.10: Estabilidade do conversor indutância/frequência.

Fixando a frequência do sinal de entrada do conversor frequência/tensão em 7,3 kHz, verifica-se uma instabilidade máxima de 32,27 mV na saída do conversor, Figura 3.11. Para o valor de frequência estipulado, o valor teórico da tensão de saída é de 7,3 V; os valores registados apresentam uma tensão média de 7,35 V, um erro relativo de 0,44 % e 1,61 % de erro absoluto.

3.1.5.2 Repetibilidade do sistema

O terceiro ensaio realizado consistiu na comutação entre dois valores de frequência, com registo da resposta do conversor frequência/tensão. A Figura 3.12 apresenta o resultado deste ensaio onde se verifica a ocorrência de sete comutações do sinal de

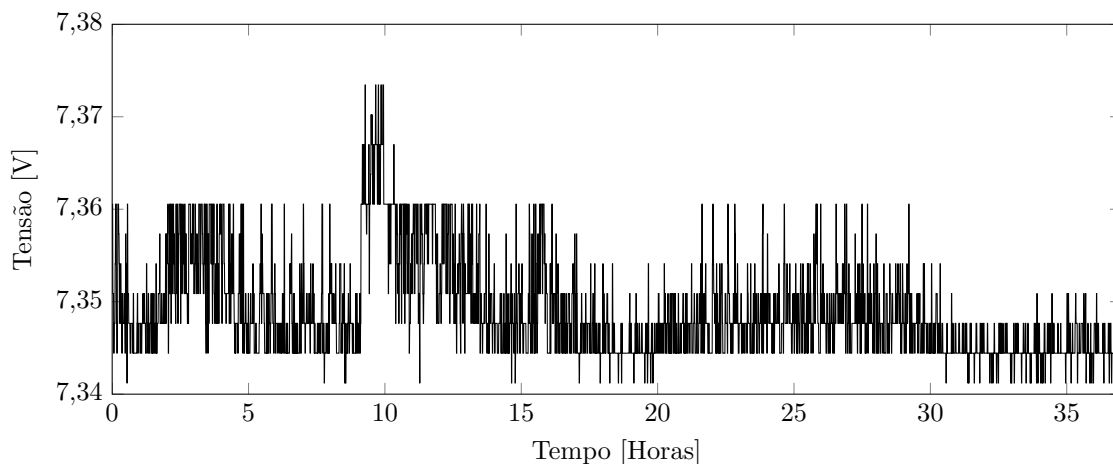


Figura 3.11: Estabilidade do conversor frequência/tensão.

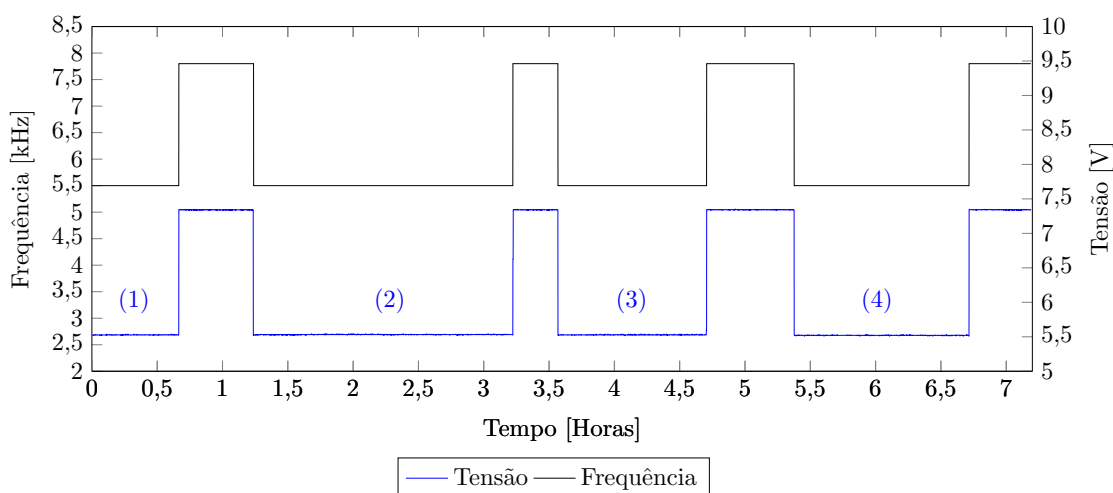


Figura 3.12: Repetibilidade da saída do conversor frequência/tensão.

frequência, entre 5,5 kHz e 7,8 kHz. Os segmentos do sinal em tensão, identificados por (1), (2), (3) e (4), foram analisados e calculado o valor médio, mínimo e máximo, apresentados na Tabela 3.3. Para além da instabilidade em cada segmento que varia entre 16,11 mV (segmento (1)) e 77,73 mV (segmento (3)), a variação máxima da tensão média, entre segmentos, é de 10,99 mV.

3.1.5.3 Análise crítica aos resultados obtidos

Considerando as especificações requeridas para o sistema, descritas em 1.2, nomeadamente uma resolução de 0,1 mm, os resultados obtidos no presente sistema não cumprem esse valor. Considerando uma função de transferência linear, entre deslocamento do transdutor e corrente de saída, a resolução de 0,1 mm corresponde a 0,5 % ou 7 mV no sinal de saída do conversor frequência/tensão. No ensaio de estabilidade, relativamente

Segmento	Tensão média	Tensão máxima	Tensão mínima
(1)	5,527 V	5,534 V	5,520 V
(2)	5,531 V	5,542 V	5,522 V
(3)	5,528 V	5,595 V	5,517 V
(4)	5,520 V	5,534 V	5,511 V

Tabela 3.3: Análise ao ensaio de repetibilidade.

ao conversor frequência/tensão, a oscilação máxima registada é 4,57 vezes superior ao permitido (sem contabilizar erros na conversão da indutância em frequência nem na conversão de tensão em corrente); mesmo numa eventual eliminação desta oscilação, o ensaio de repetibilidade apresenta uma variação máxima dos valores de tensão média de aproximadamente 10,99 mV, o que ultrapassa igualmente o máximo desejado. A nível percentual, e em termos do conversor indutância/frequência, o valor de 1,61% de erro obtido é, tal como os resultados obtidos para o conversor frequência/tensão, superior ao limite estipulado.

Com base na descrição do sistema apresentado e nos ensaios descritos, considera-se que:

- O protótipo representa uma solução económica (ver Anexo A.1);
- A conversão dos vários níveis de tensão revela-se simples e fiável (reguladores lineares);
- Requer uma bobine adicional no conversor indutância/frequência, o que representa mais uma variável potencialmente originária de erro;
- Requer calibração manual do sistema;
- Três conversões de sinal incrementam o erro acumulado;
- O CI LM2907 apresenta uma forte dependência entre vários parâmetros;
- Elevados erros de estabilidade e repetibilidade dos conversores.

Apesar da possibilidade de substituição do circuito do conversor indutância/frequência, como descrito em 4.1.2, a etapa de conversão do sinal em frequência num sinal em tensão é, como descrito anteriormente em 3.1.3, a melhor solução desenvolvida pelo autor. Como tal, e mantendo a preferência por um circuito elétrico sem processamento digital de sinais, o autor implementou um novo sistema, intitulado de “Solução 2”, descrita de seguida em 3.2.

3.2 Solução 2: Circuito analógico com recurso a condicionador de sinal em tensão

Com base nas considerações descritas em 3.1.5.3 o autor deste trabalho estudou, implementou e testou um novo sistema, também analógico, substituindo os conversores indutância/frequência e frequência/tensão; o conversor tensão/corrente, pelos bons resultados apresentados anteriormente, não foi alterado. Com estas alterações algumas características do protótipo anterior, como a existência de três etapas de conversão e a dependência interna de vários parâmetros no CI utilizado, foram corrigidas/eliminadas.

Tendo como objetivo o desenvolvimento de uma solução onde o ajuste do desvio de saída fosse corrigido em cada iteração/leitura do sinal, recorreu-se à tecnologia *mTouch* da *Microchip Technology Inc.* dedicada à aquisição de sinais indutivos/capacitivos, e já descrita na Secção 2.3.

3.2.1 Diagrama de blocos

Os módulos constituintes do sistema desenvolvido encontram-se representados no diagrama de blocos da Figura 3.13.

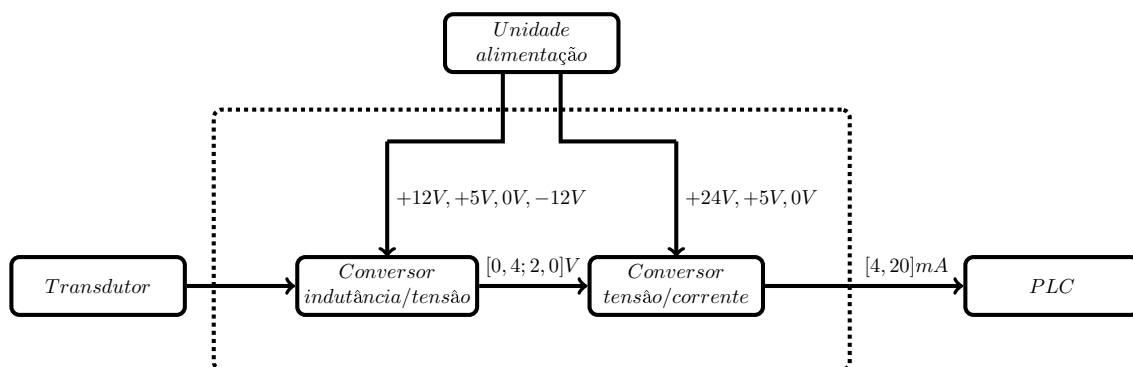
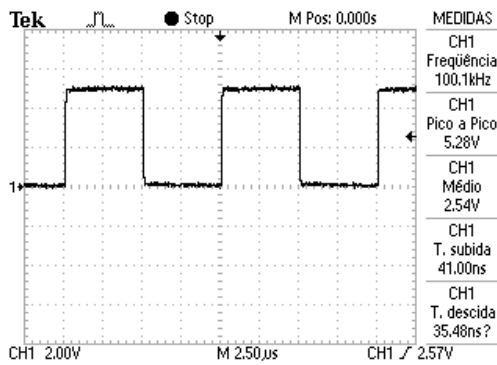


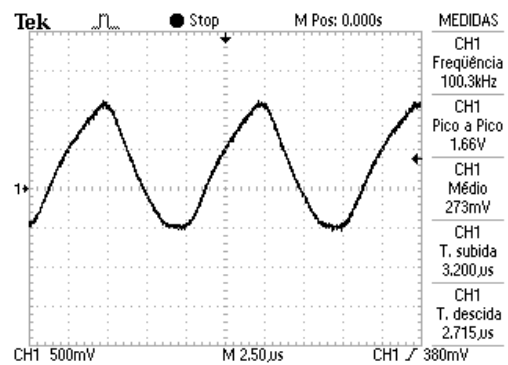
Figura 3.13: Diagrama de blocos.

3.2.2 Conversor indutância/tensão

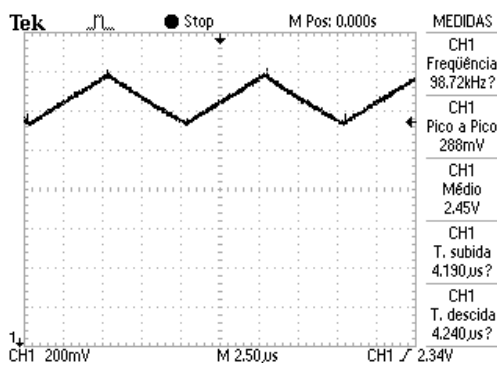
Tal como descrito em 2.3.1, o MCP2036 possui duas entradas que são acopladas capacitivamente (terminal LBTN para o conjunto das indutâncias, Figura 3.14(d); terminal LREF para a tensão na indutância auxiliar). O sinal de *clock*, Figura 3.14(a), que comuta o *frequency mixer* interno do circuito integrado e define a frequência de amplificação e inversão dos sinais de entrada, encontra-se no terminal CLK do CI. A última etapa, amplificação e filtragem, é definida por dois pares de resistências (um par interno e um externo) que definem o ganho do andar de amplificação, e por dois condensadores



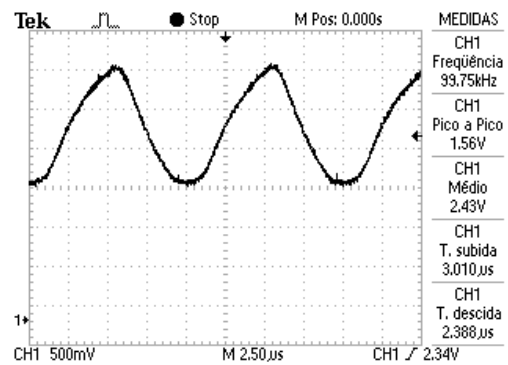
(a) Sinal de relógio no terminal CLK.



(b) Tensão DC pulsada no terminal DRVout.



(c) Sinal triangular no terminal DRVIn.



(d) Tensão AC no terminal LBTN.

Figura 3.14: Sinais associados ao CI MCP2036.

em paralelo com as resistências externas; esta configuração constitui um filtro passa-baixo, convertendo o sinal DC pulsado numa tensão DC proporcional à tensão AC de LREF ou LBTN. A tensão DC pulsada de excitação, presente no terminal DRVout, Figura 3.14(b), deriva do sinal colocado no *pin* DRVIn, Figura 3.14(c); este sinal é referenciado à massa virtual gerada no circuito e igual a $\frac{V_{LBTN}}{V_{LREF}}$ e é o resultado da aplicação de um filtro passivo passa-baixo ao sinal de relógio, com

$$\frac{V_{DRVout}}{V_{LBTN}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (3.9)$$

O sinal de relógio é gerado por um circuito integrado dedicado, LTC1799 da Linear Technology Inc.; a frequência do sinal é definida por componentes passivos através de

$$f_{CLK} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.10)$$

com R em função da ligação do terminal DIV e C o valor da resistência entre $DRVin$ e o terminal SET. O sinal triangular em DRVIn terá obrigato-

riamente um valor pico-a-pico (V_{PKPK}) inferior a 600 mV [35], sendo definido por

$$V_{PKPK} = VCC \times \frac{1 - e\left(\frac{-t}{R_{30} \times C_{26}}\right)}{1 + e\left(\frac{-t}{R_{30} \times C_{26}}\right)} [V], \quad (3.11)$$

com t a representar meio período da frequência do sinal; no sistema implementado

$$V_{PKPK} = 5 \times \frac{1 - e\left(\frac{-1}{100000 \times 50000 \times 1 \times 10^{-9}}\right)}{1 + e\left(\frac{-1}{100000 \times 50000 \times 1 \times 10^{-9}}\right)} = 249 \text{ mV}. \quad (3.12)$$

O valor de R_{GAIN} depende não só do objetivo de obtenção da maior gama de variação da tensão de saída, em função da indutância a medir, bem como da frequência de corte (F_{FILTER}) permitida para o filtro passa - baixo constituído por R_{GAIN} e C_{FILTER} . Assim, com $R_{GAIN} = 100 \text{ kHz}$ e $C_{FILTER} = 10 \text{ pF}$,

$$F_{FILTER} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{GAIN} \times C_{FILTER}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 100 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-12}} \approx 159 \text{ kHz} \quad (3.13)$$

$$X_C = \frac{1}{2 \times \pi \times F_{SINAL} \times C_{FILTER}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 100 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-12}} = 159,155 \text{ k}\Omega \quad (3.14)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{X_C}{\sqrt{R^2 + X_C^2}} = \frac{159155}{\sqrt{100000^2 + 159155^2}} = 84,7\% \quad (3.15)$$

Para além destes filtros, foi implementado um filtro passa-baixo RC em VDETOUT, de modo a eliminar possíveis ruídos/comutações existentes; foi estipulada uma frequência de corte de 159 Hz, com $R = 10 \text{ k}\Omega$ e $C = 100 \text{ nF}$.

O presente circuito encontra-se dimensionado para funcionamento segundo o respetivo *datasheet*: com um sinal de saída e duas entradas o sinal de saída é definido em função do terminal de seleção. Segundo [35], a comutação da saída entre um sinal e outro demora cerca de $580 \mu\text{s}$, quando REFSEL = 1 é comutado para 0; na transição contrária, a resposta temporal é aproximadamente de 3 ms . A Tabela 3.4 apresenta o tempo total necessário em cada leitura de posição do transdutor, considerando 1 ms em cada leitura do *Programmable Logic Controller* (PLC)⁷.

Tal como referido em 1.2, a frequência mínima de aquisição da posição do transdutor é de 1 kHz. O circuito foi alterado de modo a eliminar a latência da comutação entre sinais na saída do CI; para tal, mantendo o mesmo circuito integrado, o desenho esquemático foi alterado recorrendo a dois circuitos integrados MCP2036 possibilitando a leitura em cada instante, por parte do PLC, de apenas um sinal, correspondendo à

⁷Valor fornecido pela empresa requerente.

Etapa	Tempo
Leitura sinal saída, REFSEL = 1	
Transição do sinal de saída	
Leitura sinal saída, REFSEL = 0	
Transição do sinal de saída	
Tempo total por leitura	

Tabela 3.4: Diagrama temporal de leitura de sinais no CI MCP2036.

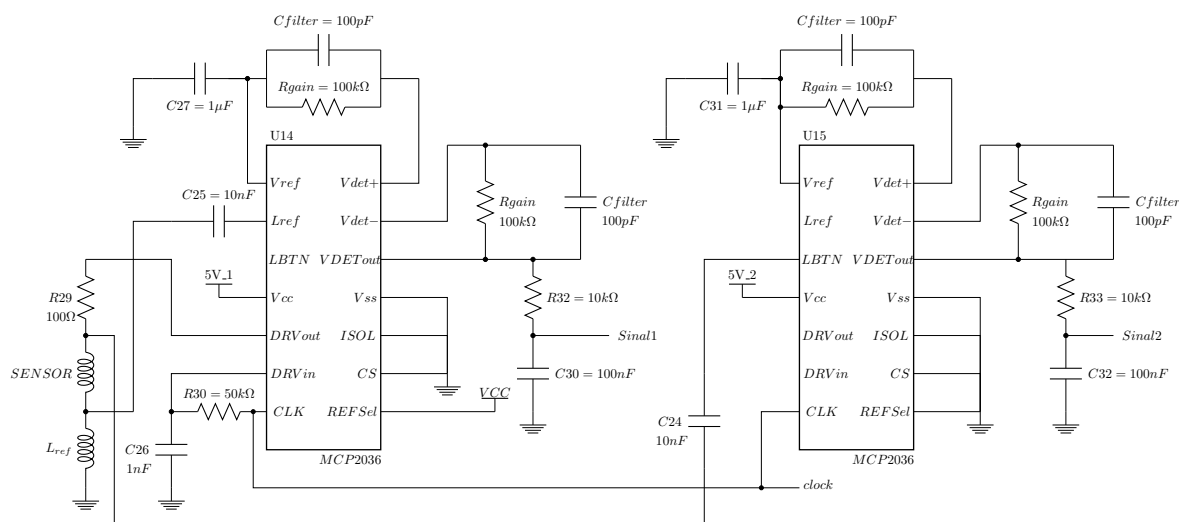


Figura 3.15: Conversor indutância/tensão.

subtração entre o sinal LBTN e LREF através da utilização de eletrônica analógica. A Figura 3.15 apresenta a alteração efetuada na utilização destes *AFE*.

A subtração das saídas dos circuitos integrados, *signal_1* e *signal_2*, é efetuada por um amplificador de instrumentação (componente *U5*, Figura 3.16), sendo possível ajustar o ganho e tensão de referência do resultado, através de

$$(3.16)$$

com o ganho do amplificador e a tensão de referência do sinal de saída. É assim permitido controlar a gama de tensão de saída, de 0,4 V a 2,0 V (ver 3.1.4), em função da diferença entre os limites de entrada e os seus valores absolutos. Assim, a calibração do sistema será efetuada através da variação dos potenciômetros e (Figura 3.16) que definem o valor de e da equação 3.16, respetivamente. A Figura 3.16 apresenta o circuito implementado que, incluído na Figura 3.15, permite ao PLC ler o sinal em cada instante sem os tempos de latência da Tabela 3.4.

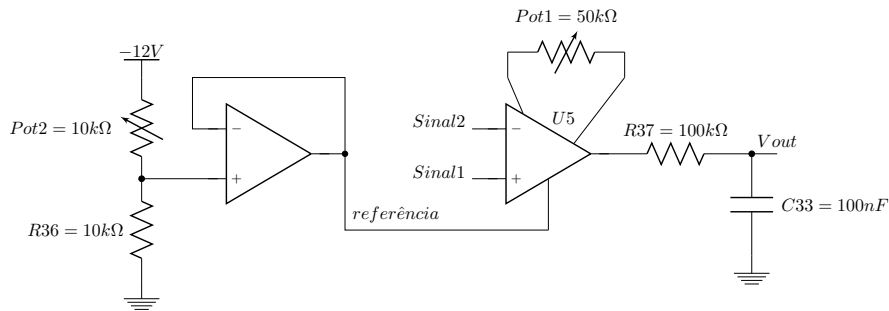


Figura 3.16: Subtrator para tensão de saída.

3.2.2.1 Influência da bobine auxiliar

A utilização de componentes passivos num circuito analógico de precisão pode ter uma influência significativa no comportamento do mesmo [43]. Neste caso, a utilização de uma bobine auxiliar no conversor indutância/tensão é caracterizada por três valores importantes: coeficiente de temperatura, frequência de ressonância e tolerância (para além de outras características inerentes a uma bobine). A frequência de ressonância e a tolerância não variam durante o funcionamento do circuito mas sendo a temperatura uma variável dinâmica, a indutância da bobine irá variar ao longo do tempo. Todos os parâmetros influenciam a seleção do componente a utilizar; contudo, de modo a retificar variações no valor indutivo, quer pelo coeficiente de temperatura quer por outra origem⁸, a aquisição de uma posição do transdutor será antecedida da aquisição do valor da posição final, sendo o valor desejado calculado pela diferença entre ambas as aquisições; na aplicação pretendida, corresponde à consideração da posição nominal no início de cada movimento como a posição de referência, ver secção 5.3. Como referido anteriormente, o conversor implementado consiste na sua essência num divisor de tensão indutivo, pelo que o cálculo da diferença entre duas posições irá anular possíveis variações existentes.

3.2.3 Conversor tensão/corrente

Como referido anteriormente, foi implementado o conversor tensão/corrente do protótipo anterior na conversão de tensão da saída do conversor indutância/tensão na corrente a enviar ao PLC, Figura 3.7.

3.2.4 Módulo alimentação

Com base na necessidade de três níveis de tensão diferentes (+12V, -12V, +5V) da fonte disponível (+24V), descrita em 3.2.2 e 3.2.3, e tendo em conta o consumo de

⁸Campos magnéticos por exemplo.

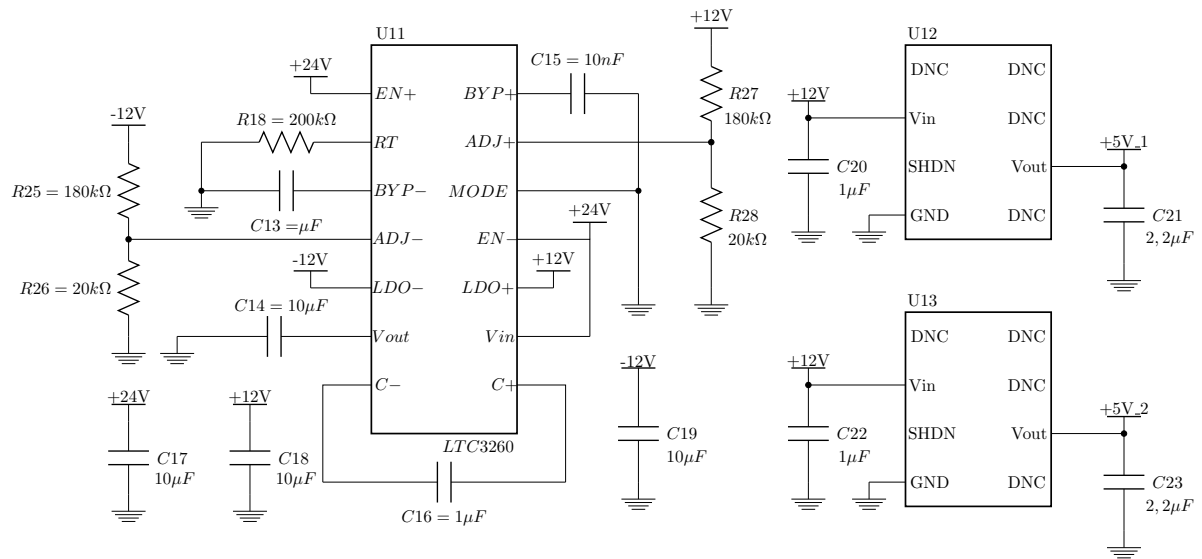


Figura 3.17: Módulo alimentação.

corrente em cada tensão, recorreu-se a um *charge pump* inversor, LTC3260 da Linear Technology Inc., de forma a obter +12 V e -12 V, Figura 3.17.

A tensão +5 V alimenta a etapa de conversão indutância/tensão, que requer sinais estáveis e precisos. Para tal, foram utilizados dois reguladores lineares de precisão (cada um dedicado a cada CI MCP2036), LT1461 da mesma marca que o CI anterior.

3.2.5 Testes e resultados

A validação do funcionamento do circuito segundo as especificações requeridas teve por base três parâmetros: repetibilidade em cada posição, estabilidade em cada posição e imunidade a influências externas.

3.2.5.1 Repetibilidade do sistema

De modo a verificar a repetibilidade do sistema foi registado o valor da corrente em cada posição do transdutor ao longo de 64 posições em 37 ensaios repetidos com um período de 30 minutos; o registo de cada posição foi efetuado segundo o descrito em 3.2.2, com a aquisição da corrente na posição pretendida e na posição final do transdutor (posição mais estável do mesmo). Do teste realizado resultaram os valores apresentados na Figura 3.18 e Figura 3.19.

Verifica-se um erro mínimo de 0,112 % e máximo de 1,745 % na terceira posição. É perceptível que o erro registado segue a tendência das curvas traçadas na Figura 3.18, diminuindo de forma análoga entre a posição inicial e final.

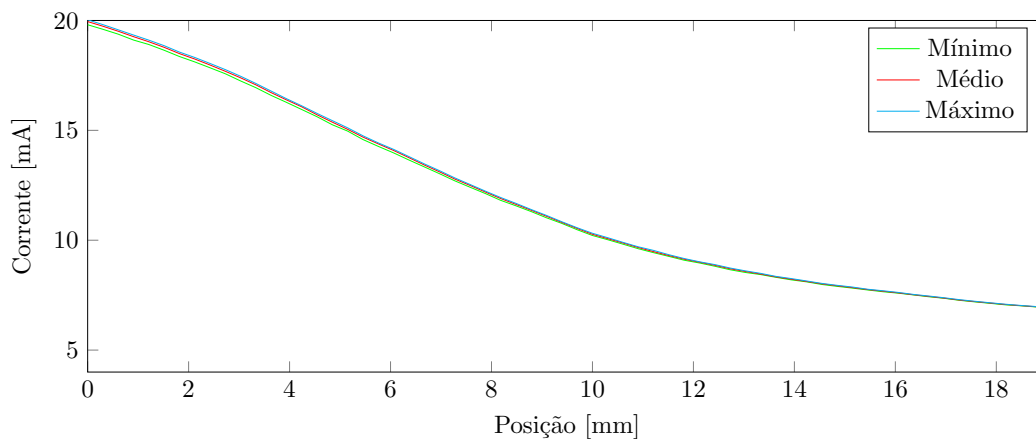


Figura 3.18: Repetibilidade do sistema.

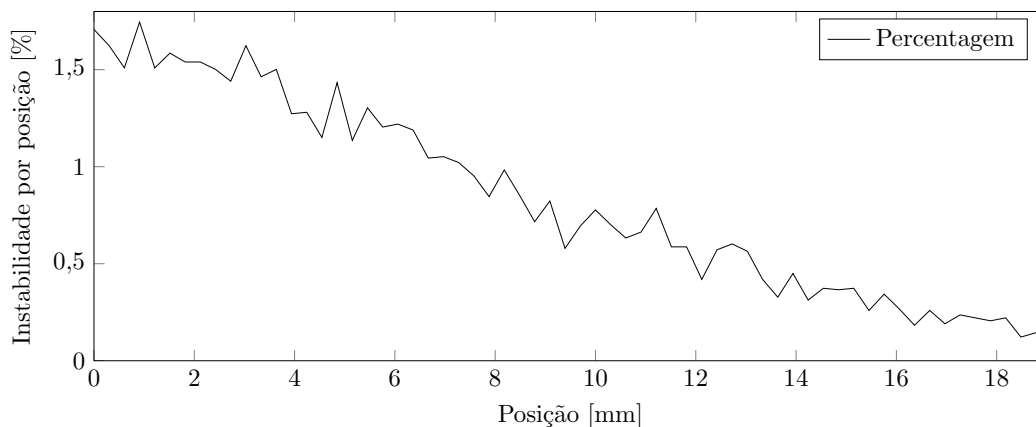


Figura 3.19: Erro relativo, em percentagem, de repetibilidade.

3.2.5.2 Estabilidade do sistema

Com o transdutor na última posição o PLC registou o valor da corrente adquirida, Figura 3.20; a oscilação é de 0,123%.

3.2.5.3 Imunidade a influências externas

Inicialmente o presente ensaio tinha como objetivo o registo da influência da temperatura no sistema. Este ensaio, realizado pela empresa requerente do projeto, apresenta a variação dos valores médios apresentados na Figura 3.18 a temperatura ambiente, após aquecimento e arrefecimento do sistema, Figura 3.21. A variação de temperatura é de cerca de 15 °C.

É visível que o desempenho do circuito desenvolvido é afetado pela sua temperatura de funcionamento: as posições iniciais são as mais afetadas, diminuindo o erro à medida do deslocamento do transdutor. Na posição inicial a variação ronda os 7,39%.

Para além da temperatura, e no decorrer destes ensaios, foram verificadas duas

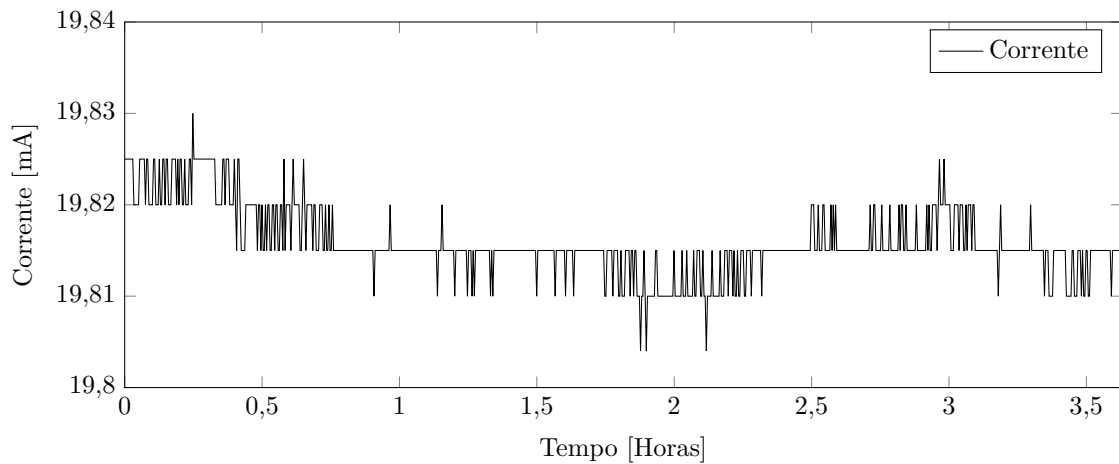


Figura 3.20: Estabilidade do sistema.

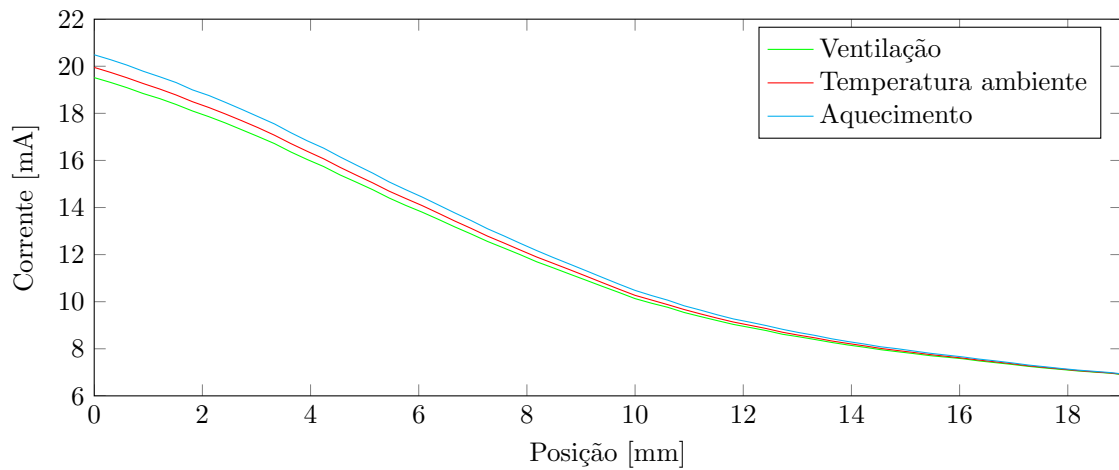


Figura 3.21: Influência da temperatura no sistema.

situações com impacto na corrente de saída:

1. Ligação do cabo *Ethernet* do PLC. A comunicação entre o computador que efetua os registos dos testes e o PLC é feita por *Ethernet*; em caso de desligar/ligar esse cabo, a corrente de saída é alterada, registando um pico de corrente.
2. Ligação do servomotor. A movimentação do transdutor, nestes ensaios em ambiente laboratorial, é realizada por meio de um servomotor⁹ e, tal como na situação anterior, a corrente de saída difere quando o mesmo se encontra alimentado ou desligado. Este efeito deriva da partilha do mesmo sinal de tensão de +24 V; no caso do sistema possuir linhas de alimentação de energia diferentes entre o protótipo e o servomotor não é registada nenhuma influência.

Apesar da segunda situação ter sido resolvida, na primeira não foi possível detetar a

⁹Servomotor *RCP3-TA6C-I-42P-3-100-PI-N* da IAI Corporation.

origem da influência. Não foi verificada nenhuma alteração nas tensões de alimentação existentes no circuito elétrico, sendo que a única partilhada entre o sistema desenvolvido e o *router* utilizado é a tensão de 0 V que, tal como as restantes, não mostraram nenhuma influência.

3.2.5.4 Análise crítica aos resultados obtidos

Em resultado dos ensaios descritos em 3.2.5 e da descrição efetuada deste protótipo, o autor deste documento conclui que neste protótipo:

- Mantém necessidade de bobine auxiliar;
- A influência da temperatura é extremamente elevada;
- Influência de ligações externas (cabo de comunicação *Ethernet*);
- O erro de repetibilidade varia em função da posição do transdutor;
- O erro máximo de repetibilidade (1,745 %) é muito elevado;
- Requer calibração manual do sistema (através de potenciômetros).

É concluído que o atual sistema apresenta um bom comportamento nalgumas posições mas é muito instável noutras zonas de funcionamento, sendo significativamente influenciado por fatores externos ao circuito elétrico.

3.3 Validação das soluções apresentadas

Como já referido anteriormente, o desenvolvimento de circuitos analógicos para cumprimento das especificações técnicas definidas pela empresa requerente, teve por base a ausência de *firmware*, perfazendo, do ponto de vista da empresa requerente, um produto “direto” de condicionamento do sinal indutivo sem necessidade de processamento de dados. Contudo, tal como descrito e apresentado em 3.1.5.3 e em 3.2.5.4, ambas as soluções apresentadas não cumprem os parâmetros pretendidos. No primeiro sistema desenvolvido os resultados dos testes de estabilidade e repetibilidade registaram erros significativos; no segundo sistema, apesar dos erros obtidos serem inferiores ao da “solução 1”, em algumas posições do transdutor continuam superiores ao requerido, sendo que regista também falta de imunidade a influências externas.

No Capítulo 2, em 2.3, são apresentadas soluções (discretas e integradas) existentes para condicionamento de sinais indutivos, sendo as mesmas baseadas na conversão de indutância num sinal em frequência ou num sinal em tensão. Considerando a não existência de nenhum outro circuito integrado ou discreto para conversão de frequência

em tensão para além do utilizado no primeiro sistema desenvolvido, bem como para a conversão de indutância em tensão, mas existindo outros circuitos para conversão de indutância em frequência, o autor desenvolveu e implementou um circuito para conversão de indutância em frequência, recorrendo a processamento digital de sinal na conversão de frequência.

Apesar da opção por um circuito digital não ter sido considerada no início deste Projeto, os resultados obtidos com os sistemas anteriores e as vantagens inerentes ao mesmo, como a correção em tempo real de (possíveis) interferências externas, vários tipos de comunicação com o PLC e diversos meios de calibração, levaram o autor a optar por esta solução.

3.3.1 Condicionamento analógico de sinal *vs* condicionamento digital de sinal

Um processo industrial requer com elevado rigor a monitorização e controlo de parâmetros, sendo a implementação de um circuito de eletrónica analógica ao invés de eletrónica digital dependente das características pretendidas para a solução final, bem como o tempo/etapas de desenvolvimento da mesma. O desempenho de um circuito de eletrónica digital é comparável ao de um circuito de eletrónica analógica, com a adição da utilização/introdução de módulos de comunicação e processamento de dados [44]. Apesar dos circuitos digitais terem por base eletrónica analógica, nos últimos anos a utilização de microprocessadores (P), microcontroladores (C), processadores digitais de sinal (DSP), entre outros, tem sido notória, devido à acentuada redução do preço em contraste com o rápido aumento do desempenho dos mesmos. Com a utilização de eletrónica digital existe uma maior flexibilidade no circuito planeado, o que confere versatilidade na implementação do circuito: quer em termos de *design time*, quer em alterações a efetuar numa fase pós-implementação do *hardware*, sendo apenas necessária a reprogramação do controlador/processador ao invés de nova implementação de componentes como acontece nos circuitos de eletrónica analógica [44, 45]. Além disso, os circuitos digitais possibilitam a implementação de algoritmos complexos de processamento de dados [45], sendo inviável a utilização deste tipo de estratégias em circuitos puramente analógicos. Os componentes digitais são menos suscetíveis a ruído [45], quer oriundo de comutações de alta frequência existentes no circuito quer de variações do meio ambiente.

Contudo, a eletrónica analógica caracteriza-se por não necessitar de conversão de dados, analógico-digital e digital-analógico, o que em alguns circuitos poderá ser limitativo (no máximo 1 *word* / 32 bit [45] de resolução); também derivado da conversão de dados e do funcionamento interno de um processador/controlador, o tempo de proces-

	Eletrônica analógica	Controlo digital
Implementação de algoritmos complexos/adaptativos	Difícil	Fácil
Flexibilidade de funções/alterações	Pouca	Elevada
Resolução	Ilimitada	Limitada
Tempo de latência entre processamento de sinais	Irrelevante	Existente/limitativo
Possibilidade de <i>interface</i> para monitorização/comunicação de valores	Difícil	Fácil
Suscetibilidade a interferências externas e ruído de alta frequência	Maior	Menor
<i>Design time</i>	Maior	Menor
Dimensão do <i>hardware</i>	Maior	Menor

Tabela 3.5: Condicionamento analógico de sinal *versus* condicionamento digital de sinal.

samento do(s) algoritmo(s) implementado(s) pode condicionar o processo pretendido. A Tabela 3.5 apresenta uma análise comparativa entre circuitos de eletrônica analógica e circuitos de eletrônica digital.

Tendo em conta os problemas referidos em 3.1.3, a possibilidade de implementação de algoritmos de processamento de dados (e possível alteração dos mesmos numa fase posterior¹⁰) e a flexibilidade de funções, levaram à opção por um sistema digital. Tal como presente na Tabela 3.5, a resolução do sistema e o tempo de latência poderão ser fatores condicionantes, sendo as suas especificações analisadas e detalhadas em 4.1 e 4.2.1, respetivamente.

¹⁰Característica pretendida pela empresa requerente após realização de testes às soluções analógicas.

Capítulo 4

Solução 3: Circuito digital com recurso a processamento de dados

Sendo objetivo desta Dissertação o cumprimento das especificações definidas na Subsecção 1.2, e tendo em conta o não cumprimento das mesmas ou a não aprovação por parte da empresa requerente relativamente aos circuitos do Capítulo 3, foi desenvolvido um terceiro sistema, *Solução 3*. Esta distingue-se pelo recurso a eletrónica digital ao invés de somente eletrónica analógica, bem como pela alteração dos restantes módulos constituintes. Tendo sido a solução aprovada e implementada como produto final, a mesma é apresentada com maior detalhe neste Capítulo, com uma análise ao seu circuito elétrico (características dos esquemas das várias etapas de conversão), *firmware* (descrição e justificação dos algoritmos implementados no microcontrolador utilizado) e *hardware* (informação relativa à construção do produto final); de forma análoga à *Solução 1* e *Solução 2* são apresentados diversos resultados de testes efetuados, incluindo, entre outros, ensaios térmicos.

4.1 Circuito elétrico

4.1.1 Diagrama de blocos

Como referido em 2.1.1.3 uma máquina IS poderá ser constituída, no máximo, por quatro cavidades em vinte e quatro secções; o condicionamento de sinal, tal como requerido ao autor deste projeto, é individual a cada cavidade. Tendo em conta a variação do número de secções por máquina entre os vários modelos de máquinas IS no mercado, o sistema proposto é obrigatoriamente modular entre secções. Entre cavidades, e pelo mesmo motivo, o funcionamento é individual e independente possuindo apenas uma unidade de alimentação energética partilhada entre as cavidades de cada secção. É assim permitido que cada cavidade funcione sob as condições elétricas estabelecidas

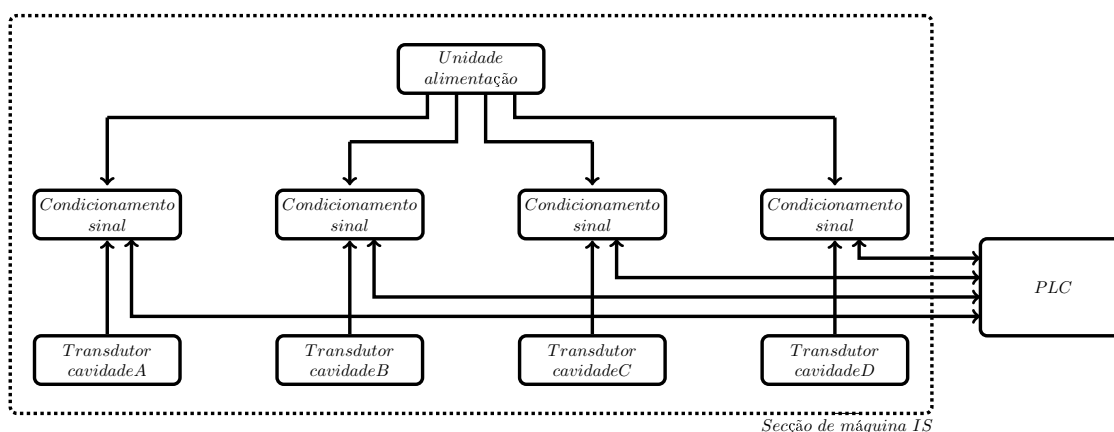


Figura 4.1: Sistema desenvolvido para uma secção de máquina IS.

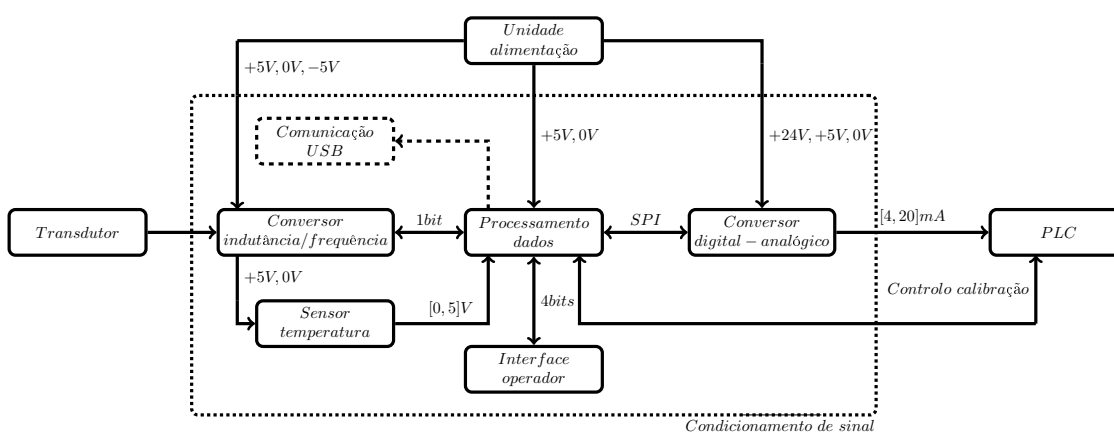


Figura 4.2: Diagrama de blocos do circuito de condicionamento de sinal.

independentemente do número de cavidades e secções em funcionamento, bem como a não influência de outras cavidades/secções no caso de avaria ou manutenção de alguma cavidade/secção. O diagrama de blocos da Figura 4.1 configura o sistema proposto neste trabalho. O sistema de condicionamento de sinal, que tem como objetivo o cálculo da posição do transdutor e conversão num sinal em corrente é representado segundo a Figura 4.2.

4.1.2 Conversor indutância/frequência

A implementação de um circuito conversor de indutância em frequência tem por base a pesquisa de soluções descrita em 2.3, e todas as características inerentes a um oscilador Colpitts. Tal como descrito em 4.1.3, a leitura da frequência é calculada pelo número () de ciclos de relógio do microcontrolador entre dois flancos descendentes do sinal. Considerando que

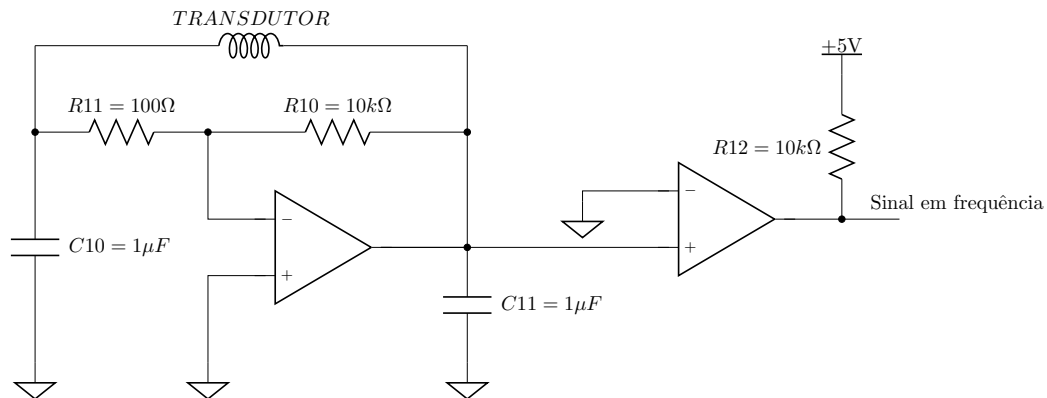


Figura 4.3: Conversor indutância/frequência.

—

(4.1)

o oscilador deverá ser dimensionado para baixas frequências, aumentando o valor de R_{10} , o que permitirá uma maior resolução na aquisição do sinal. A definição do menor valor de frequência do oscilador é dependente da taxa de atualização da saída requerida, estando a mesma calculada em 4.2.1.1; numa primeira fase, com base na cadência de atualização da informação ao PLC de 1 ms, foi definida uma frequência mínima de oscilação de 1 kHz; este valor foi posteriormente corrigido em função de todos os tempos inerentes aos restantes módulos deste circuito, obtendo o oscilador presente na Figura 4.3. A jusante do oscilador foi implementado um comparador, baseado num LM211D, obtendo uma onda quadrada derivada da senoide de saída do oscilador; foi selecionado este comparador por o mesmo apresentar uma saída em colector aberto. O valor dos respetivos componentes passivos do oscilador foi calculado em função do funcionamento do mesmo, descrito em 2.3.

O oscilador implementado varia a sua saída entre 1695,4 Hz (posição inicial) e 2559,0 Hz (posição final). Em termos de estabilidade, a Figura 4.4 regista os valores de frequência na última posição do transdutor, existindo uma oscilação de 0,8139 Hz, o equivalente a 0,06 %.

4.1.3 Processamento de dados

Tal como referido, o cálculo do valor da frequência do sinal obtido no conversor anterior é efetuado pela contagem do número de ciclos de relógio do microcontrolador, entre cada flanco descendente do sinal; a opção pelo flanco descendente ao invés do ascendente prende-se pelo tempo de comutação do comparador LM211 (a comutação em flanco ascendente demora o dobro do tempo relativamente ao descendente). A contagem do período do sinal adquirido, no PIC18F46K22 utilizado, é efetuada com recurso ao

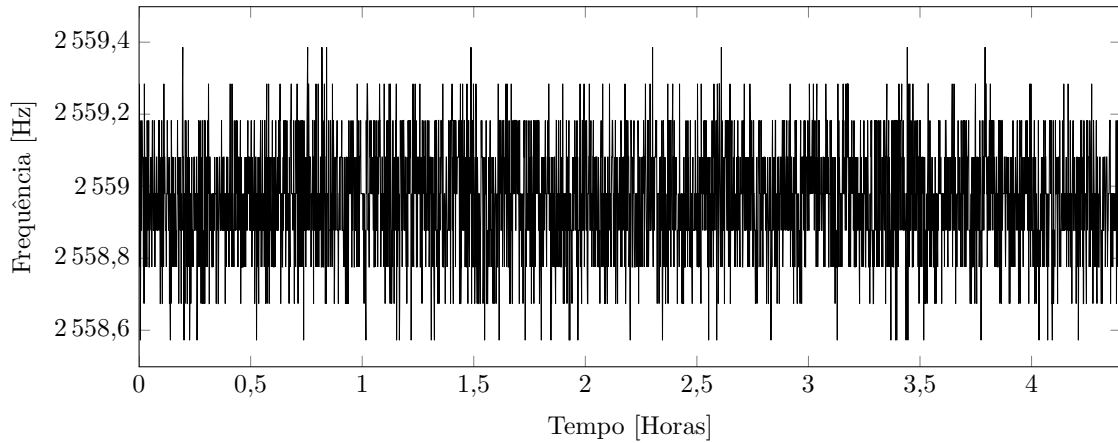


Figura 4.4: Estabilidade conversor indutância/frequência.

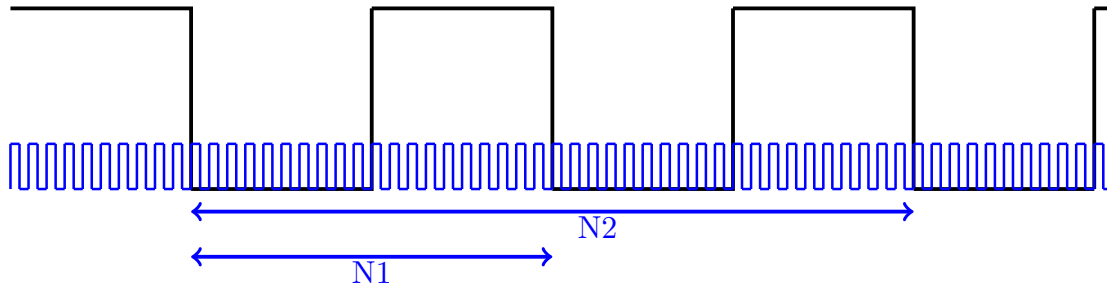


Figura 4.5: Leitura, no microcontrolador, de sinal em frequência.

módulo *Capture Compare PWM (CCP)* cronometrado por um temporizador interno de 16 bit, tendo como fonte um cristal externo de 16 MHz. Habilitando a função *Phase-Locked Loop (PLL)* do microcontrolador, o funcionamento do PIC tem por base uma linha de relógio de 64 MHz, permitindo uma resolução de aproximadamente 15,6 ns na leitura de frequências. Tal como mostra a Figura 4.5, o cálculo do período do sinal de onda quadrada baseia-se na diferença entre duas leituras, ou seja,

$$(4.2)$$

onde N_1 é o número de ciclos de relógio correspondente ao período da frequência a medir e N_2 um ciclo de relógio do PIC.

Em 4.1.2 apresenta-se um erro de 0,06 % na estabilidade da frequência do sinal. Uma origem desta percentagem de erro, considerada bastante aceitável pelo autor do Projeto, provém da aquisição do sinal por parte do microcontrolador: contabilizando o número de ciclos de relógio entre cada flanco descendente do sinal em frequência, existem duas situações limite:

Situação 1: No mesmo instante em que existe um flanco descendente inicia-se um ciclo de relógio do microcontrolador, Figura 4.6(a). Neste caso, o número calculado de

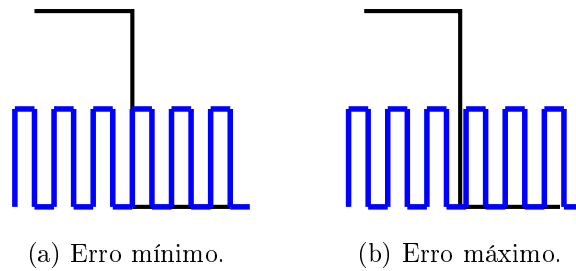


Figura 4.6: Erro mínimo e máximo na leitura de frequência.

ciclos ocorridos entre flancos corresponde ao real.

Situação 2: O instante de aquisição do número de pulsos do *clock* é imediatamente antes de um novo ciclo de relógio, estando o atual pulso perto dos 100%, Figura 4.6(b). Neste caso, não é contabilizado o pulso que está a ocorrer (nem a sua percentagem de ocorrência), existindo assim um erro de cálculo.

Este erro poderá ser considerado, no máximo, igual a um ciclo de relógio, sendo então aconselhável a utilização de um *clock* de frequência elevada. Considerando uma frequência de trabalho do microcontrolador de 64 MHz, o erro máximo (na gama de frequências do conversor indutância/frequência) é dado por

$$\frac{1}{f_{clock}} \quad (4.3)$$

onde $\frac{1}{f_{clock}}$ corresponde ao período do sinal em frequência.

Em função da frequência adquirida em cada período, bem como os valores definidos no processo de calibração, é possível determinar a corrente de saída. Foi definido, em colaboração com a empresa requerente deste Projeto, que a conversão efetuada nesta etapa é linear, ou seja, não é aplicada qualquer função de transferência característica do transdutor. Esta decisão passa pela flexibilidade que é assim conferida ao PLC que irá comunicar com o sistema desenvolvido, permitindo a alteração desta conversão uma única vez (nesse PLC) ao invés da alteração do *firmware* de cada uma das placas de condicionamento de sinal.

4.1.4 Conversor digital - analógico

A resolução da conversão deve ser a maior possível; considerando uma função de transferência linear do transdutor e que se pretende uma resolução de 0,1 mm na corrente de saída,

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{V_{ref}}{V_{in}} \quad (4.4)$$

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{V_{ref}}{V_{in}} \quad (4.5)$$

com o número de *bit* necessário na conversão para a corrente de saída. O conversor indutância/frequência apresenta uma gama de variação de 12740 pulsos de *clock*, sendo necessário recorrer a uma conversão de 14 bit, com ; a corrente de saída pode ter 16384 valores analógicos o que permite converter os 12740 valores adquiridos, o que é impossível com apenas 7 bit.

A possibilidade de gerar sinais analógicos no C restringe-se à utilização de componentes com 1) conversor digital - analógico (DAC) interno, existindo à data alguns modelos¹; 2) módulo interno CCP ou utilização de temporizadores internos para geração de sinal PWM. Ambas as possibilidades são desaconselhadas pelos fabricantes [46, 47] em circuitos de controlo (o módulo DAC é dedicado a aplicações de áudio e o módulo PWM desaconselhado para aplicações de precisão). É então necessário recorrer a um conversor externo.

Na seleção do DAC externo recorreu-se a um conversor com saída em corrente, eliminando a conversão tensão/corrente; neste CI, a conversão interna do valor de tensão em corrente é a mesma que o circuito discreto implementado em 3.1.4 pelo autor. A opção tem por base a utilização de um conversor² de 16 bit de resolução, comunicação SPI e larga utilização na indústria, Figura 4.7.

A comunicação SPI dos 16 bit do valor a converter é antecedida de 8 bit de controlo do DAC [42]; a frequência do relógio do protocolo de comunicação é de 4 MHz, pelo que o tempo de envio dos dados é dado por

$$(4.6)$$

com o valor de um período da velocidade de comunicação. Com 24 bit em cada comunicação, o tempo mínimo para definição de um novo valor de corrente é de 5,81 s. Contudo, a existência de rotinas de confirmação do correto envio dos valores por SPI e o restante processamento interno do s (na execução de várias tarefas em

¹dsPIC33FJ128GP804/MC804/GP802, dsPIC33FJ64GP804/MC804/GP802.

²Circuito integrado AD5420AREZ da Analog Devices Inc.

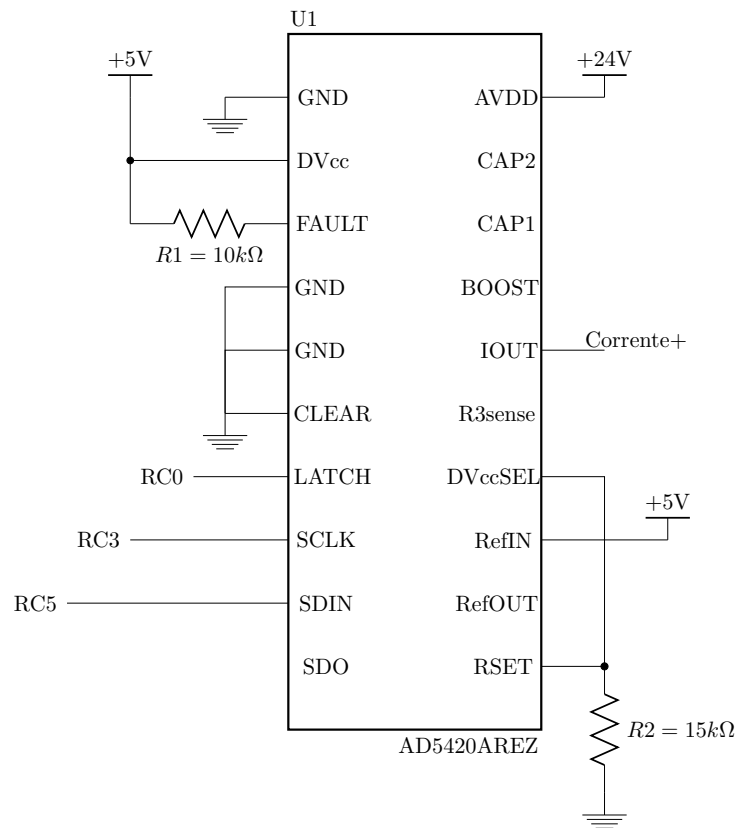


Figura 4.7: Circuito do DAC externo.

simultâneo), conduz a um tempo de comunicação de 12,625 s. Na Figura 4.8, com recurso ao *software* Saleae Logic 1.1.15, é apresentado um registo de comunicação SPI do valor 43690 (0xAAAA).

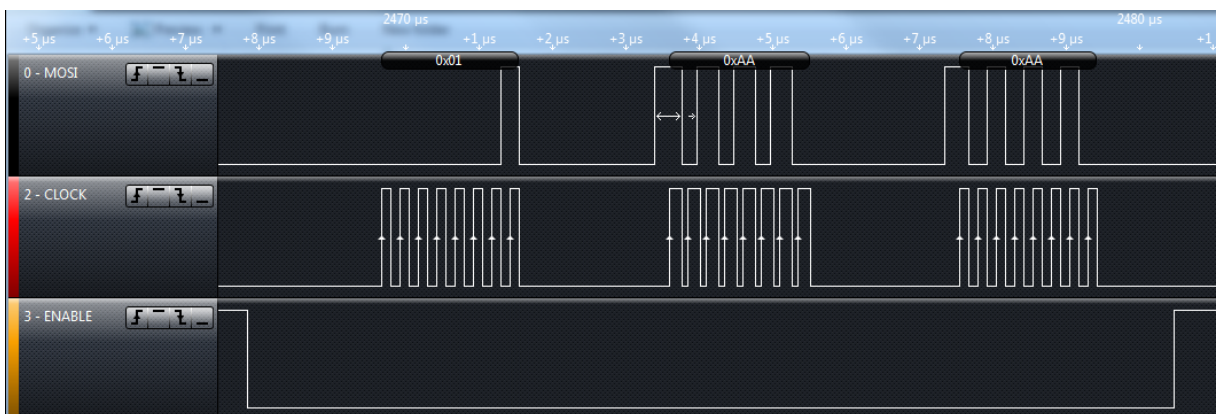


Figura 4.8: Tempos de comunicação SPI.

4.1.5 Comunicação com o PLC

Para além do sinal em corrente de 4 mA a 20 mA existem duas linhas de comunicação entre o sistema e o PLC; têm como função o controlo da calibração de cada cavidade,

sendo um sinal de saída do PLC (“Free”, que irá iniciar e controlar a calibração) e um de saída do C (“Signal_out_PIC”, para *feedback* ao PLC da calibração do sistema). Foi utilizado um optoacoplador em cada sinal, Figura 4.9, que permite proteger o microcontrolador de alguma anomalia existente no PLC. A transmissão de informação entre o C e o PLC recorre a pulsos digitais, estando a codificação dos mesmos definida em ambos os sistemas.

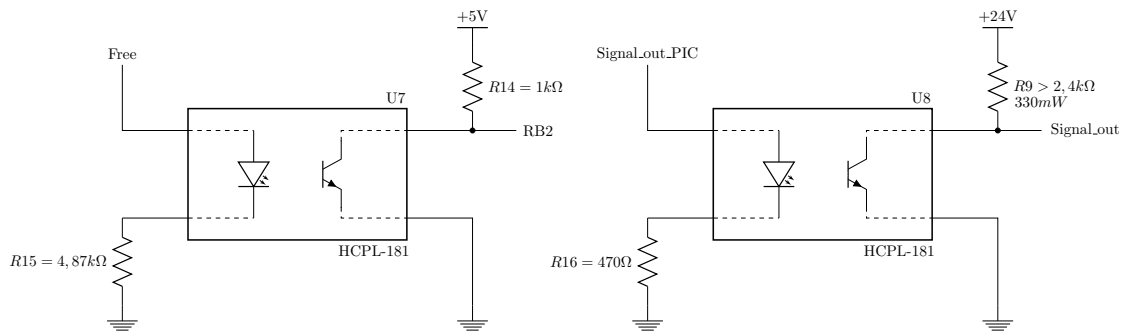


Figura 4.9: Isolamento dos sinais digitais entre sistema e PLC.

4.1.6 Interface com operador

Os circuitos de condicionamento de sinal comunicam, individualmente, com o PLC. Contudo, é do entendimento do autor e da empresa requerente deste sistema, a importância de existência de uma *interface* com o operador do produto, permitindo: 1) informar o operador da necessidade de calibração, 2) calibrar cada placa individualmente, 3) identificar o modo de funcionamento momentâneo (consultar secção 4.2), 4) identificar a existência de alguma anomalia na unidade de alimentação energética (ver 4.1.9) e 5) informar da ocorrência de anomalia (no caso de leituras erradas de posição do transdutor). A identificação de cada situação ou a execução do processo de calibração é feita com recurso a vários *led* (três em cada placa de condicionamento de sinal e três em cada unidade de alimentação energética) e um botão de pressão (existente em cada placa de condicionamento de sinal); cada um destes componentes possui uma funcionalidade associada, Tabela 4.1.

4.1.7 Medição temperatura

O sistema possui um sensor de temperatura cujo sinal está amplificado e disponível ao C (ligação “LM35_PIC”) e ao PLC (ligação “LM35_PLC”), Figura 4.10, implementado inicialmente na fase de testes para caracterização do comportamento do circuito elétrico em função da temperatura da placa de circuito impresso (ver 4.4.3).

Componente	Funcionalidade
Placa de condicionamento de sinal	
<i>Led</i> 1 (cor: verde)	Presença de nível de tensão (+5V)
<i>Led</i> 2 (cor: verde)	Identificação do modo funcionamento
<i>Led</i> 3 (cor: vermelho)	Ocorrência de anomalia
Botão de pressão	Calibração
Unidade de alimentação energética	
<i>Led</i> 1 (cor: verde)	Presença de nível de tensão (+24V)
<i>Led</i> 2 (cor: verde)	Presença de nível de tensão (+5V)
<i>Led</i> 3 (cor: verde)	Presença de nível de tensão (-5V)

Tabela 4.1: Funcionalidade de cada componente na *interface* com operador.

A tensão de saída do sensor LM35 () é igual a °C. Considerando a gama de temperatura de funcionamento do equipamento, o amplificador não inversor utilizado a jusante possui um ganho () igual a 10,1, obtendo

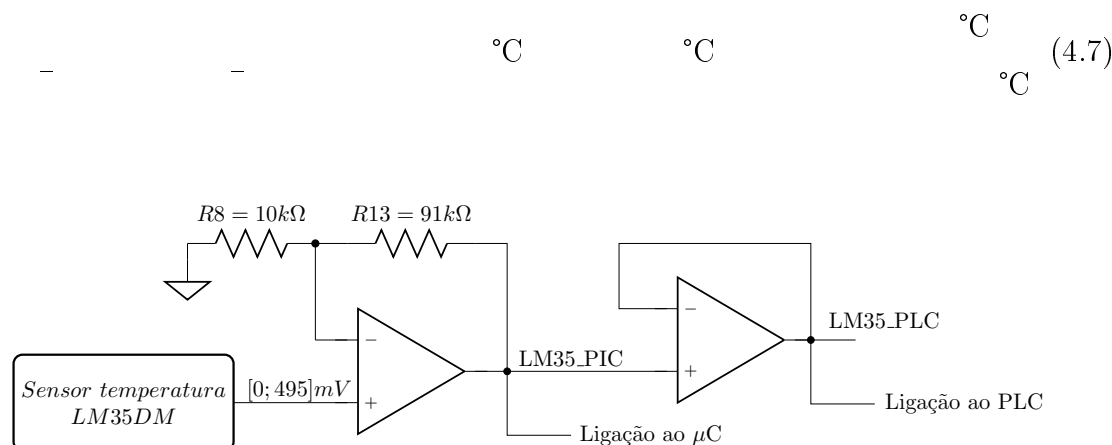


Figura 4.10: Medição de temperatura.

4.1.8 Comunicação USB

Para realização dos testes apresentados em 4.4 os protótipos produzidos possuíam comunicação USB através de um conversor³ USB - USART, emulando uma porta COM no computador ao qual se conectavam.

4.1.9 Unidade alimentação energética

Como referido em 4.1 a unidade de alimentação energética é comum às cavidades de cada secção, alimentando no máximo quatro circuitos de condicionamento de sinal.

³Circuito integrado FT232RL, *Future Technology Devices International*.

Circuito	Corrente consumida na fonte de alimentação de +24 V
Unidade de alimentação energética	0,066 A
Unidade de alimentação energética + cavidade A	0,120 A
Unidade de alimentação energética + cavidade A e B	0,174 A
Unidade de alimentação energética + cavidade A, B e C	0,228 A
Unidade de alimentação energética + cavidade A, B, C e D	0,282 A
Máxima corrente consumida	0,282 A
Máxima potência consumida	6,768 W

Tabela 4.2: Consumo energético do sistema.

O sistema desenvolvido possui quatro níveis de tensão: +24V, +5V, 0V e -5V. O consumo energético de cada condicionador de sinal é significativamente dependente da corrente de saída, tendo em conta o baixo consumo global; a Tabela 4.2 apresenta o consumo por cavidade e secção, em situação de 20 mA na corrente de saída e todos os dispositivos/componentes em funcionamento.

No local de instalação encontra-se disponível uma fonte de alimentação energética de +24 V, não sendo especificadas mais características por não existirem garantias do equipamento a utilizar no futuro.

O nível de tensão de +24 V, no condicionamento de sinal, é requerido apenas no conversor digital - analógico, sendo ligado diretamente.

A conversão entre +24 V e +5 V é realizada com recurso a um conversor DC/DC comutado, *step - down*. É recorrente a utilização de reguladores lineares em componentes eletrónicos⁴ (exemplo: LM7805) contudo por uma questão de potência dissipada⁵ e eficiência energética, os conversores comutados são cada vez mais utilizados. Para além disso, conversores comutados são mais eficientes, podem ser controlados para variação da tensão e corrente de saída e possuem funções adicionais [48]. Inicialmente, o nível de tensão +5V era comum entre os quatros circuitos de condicionamento de sinal, oriundo diretamente da saída do circuito integrado A8498 da Allegro Microsystems Inc.. A partilha da mesma ligação conduzia à propagação de ruído entre as unidades de cada secção, interferência cuja origem foi identificada e à qual foram aplicadas diversas metodologias de correção: condensadores de desacoplamento o mais próximo possí-

⁴Reguladores lineares são largamente utilizados em aplicações de baixo consumo, com valores mínimos de potência dissipada [48].

⁵, com V e mA, para uma secção de máquina IS: W.

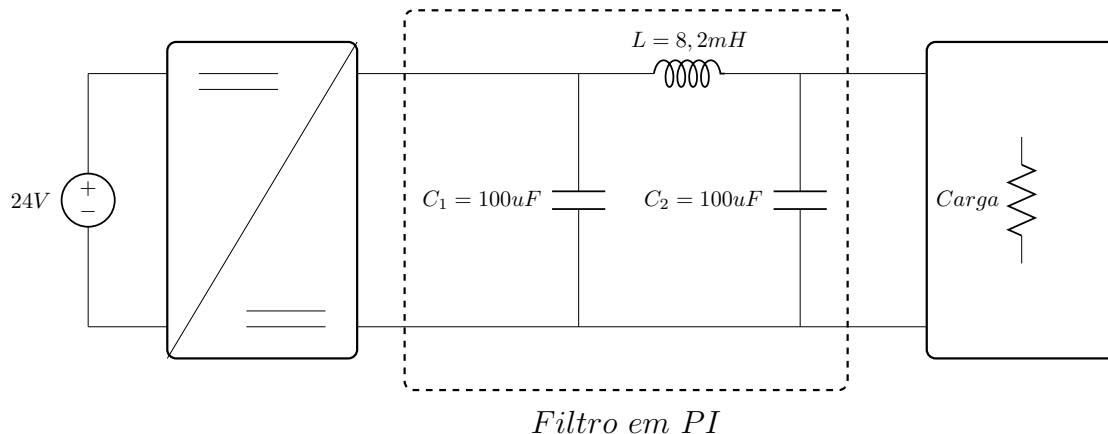


Figura 4.11: Implementação de filtro em PI: Opção 1.

vel dos respectivos terminais dos circuitos integrados, separação de planos de massa, separação de ligações de alimentação (ver secção 4.3). Não sendo essa interferência eliminada na totalidade, e tendo em conta o correto funcionamento individual das placas de condicionamento de sinal, foram analisadas e implementadas duas soluções, ambas recorrendo a um filtro em PI. Este tipo de filtros, constituídos por uma malha LC, é largamente utilizado em circuitos eletrónicos, tendo em conta o seu desempenho [49]: apesar da existência de outros filtros mais indicados na atenuação de harmónicos de ordens elevadas, o filtro em PI consiste num filtro passa - baixo de 3 dB de *ripple* na banda passante com um ótimo desempenho.

O ruído que se pretende eliminar com a aplicação deste filtro possui a mesma frequência do sinal de saída do conversor indutância/frequência, ou seja, a frequência a atenuar varia entre 1695,4 Hz e 2559,0 Hz. A frequência de corte () do filtro é obtida por

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L(C_1 + C_2)}} \quad (4.8)$$

onde L corresponde ao valor da indutância e $C_1 + C_2$ ao valor equivalente de C_1 e C_2 . A seleção destes componentes levou à implementação de duas opções.

Opção 1 Conversão de +24 V em +5 V e filtragem do sinal a jusante desta conversão e a montante do circuito de condicionamento de sinal, Figura 4.11.

A obtenção de uma tensão praticamente igual a +5 V após a filtragem requer a utilização de uma bobine com um baixo valor de resistência equivalente. Considerando um consumo de 67,5 mA, e uma impedância equivalente do circuito de condicionamento de sinal puramente resistiva, a tensão na carga é dada por

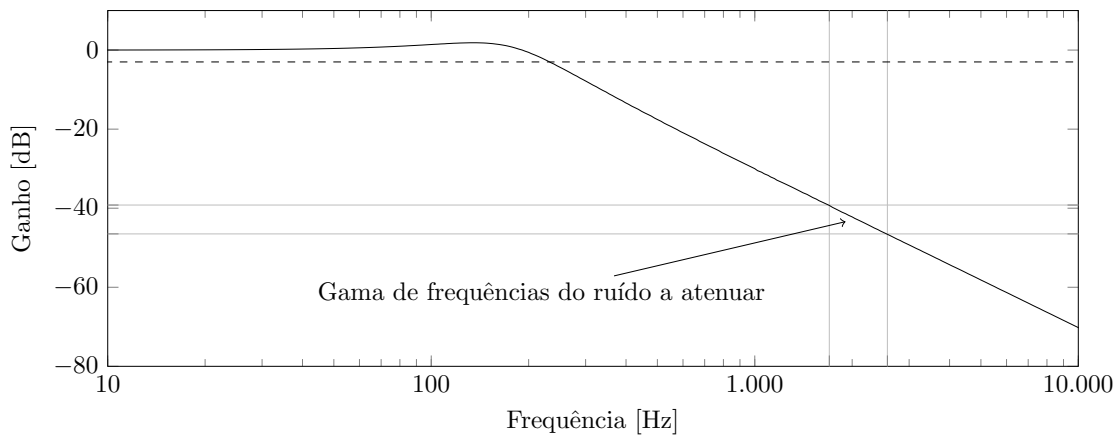


Figura 4.12: Implementação de filtro em PI: Opção 1 resposta em frequência.

$$\text{-----} \tag{4.9}$$

com a resistência equivalente do circuito de condicionamento de sinal e a resistência equivalente da bobine utilizada no filtro em PI. Considerando as características funcionais de todos os circuitos integrados utilizados, foi definido que V, ou seja,

$$\text{-----} \tag{4.10}$$

O valor dos componentes passivos foi determinado com base na Equação 4.8 e nos baixos valores da gama de frequências a atenuar, Figura 4.11, sendo caracterizado pela resposta em frequência da Figura 4.12.

Apesar de utilizar somente três componentes (passivos), esta solução tem como desvantagem a utilização de bobines de indutância considerável e resistência interna de 1,54 com uma corrente superior a 74,25 mA⁶. Realizando uma pesquisa de mercado, o autor verificou a pouca disponibilidade de bobines com estas características e, nas poucas existentes, um custo elevado.

Opção 2 A segunda solução utiliza os mesmos valores de componentes passivos mas uma bobine de resistência interna elevada (34), sendo o filtro aplicado a uma tensão nominal de +12 V ao invés de +5 V, Figura 4.13.

Assim, o conversor DC/DC converte +24 V em +12 V, Figura 4.14, e o filtro aplicado a este sinal converte o mesmo em 7,8 V. Com recurso a um regulador linear, este nível de tensão é fixo em +5 V, Figura 4.15; apesar de apresentar uma

⁶Considerando a corrente na bobine igual ou superior a 1,1 a corrente nominal na carga.

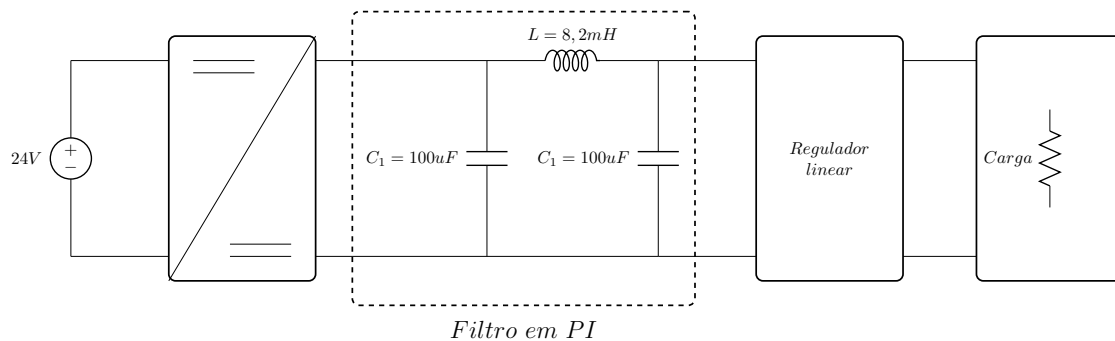


Figura 4.13: Implementação de filtro em PI: Opção 2.

solução menos eficiente com a inclusão do regulador linear, tendo em conta que cada regulador é aplicado a cada placa individual, o impacto é reduzido.

Sem prejuízo de nenhuma característica elétrica do filtro, a utilização de uma bobine de maior resistência apresenta a vantagem de ter uma oferta de mercado largamente superior e a preços inferiores.

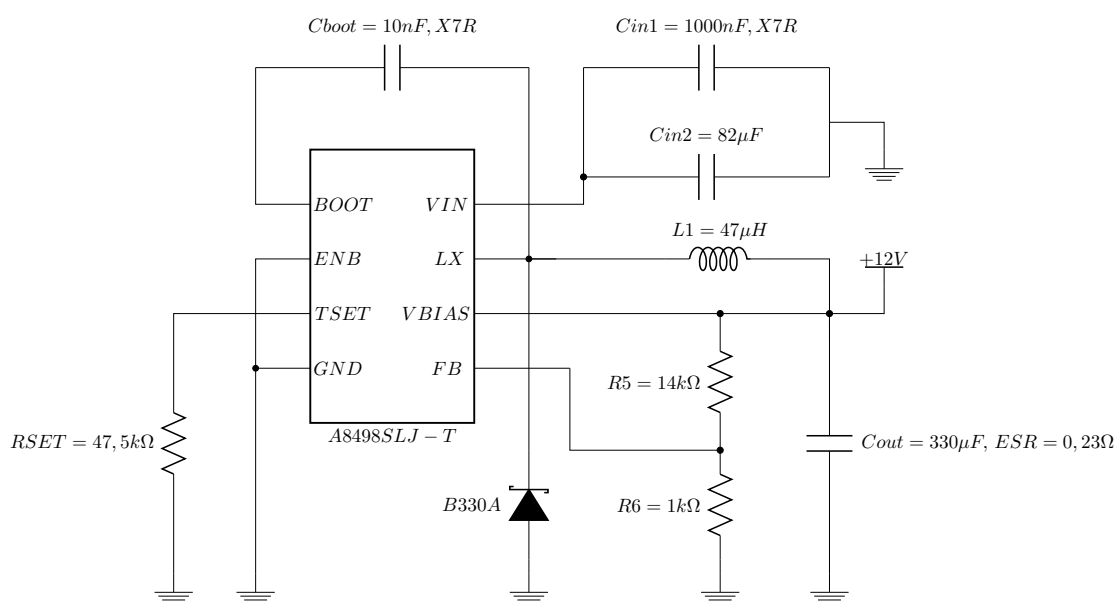


Figura 4.14: Conversor +24 V / +12 V.

Para obtenção da tensão de -5V é necessário inverter um dos níveis de tensão positiva existentes, sendo possível apenas com recurso a conversores comutados. Tal como referido anteriormente, os mesmos são controlados de modo a obter na saída o sinal desejado. Foi utilizado um conversor DC/DC *cuk*, de referência LM2611AMF da Texas Instruments Inc. O consumo neste nível de tensão é mínimo, pelo que a pesquisa deste componente foi muito influenciada pela vertente económica. Contudo, apesar da

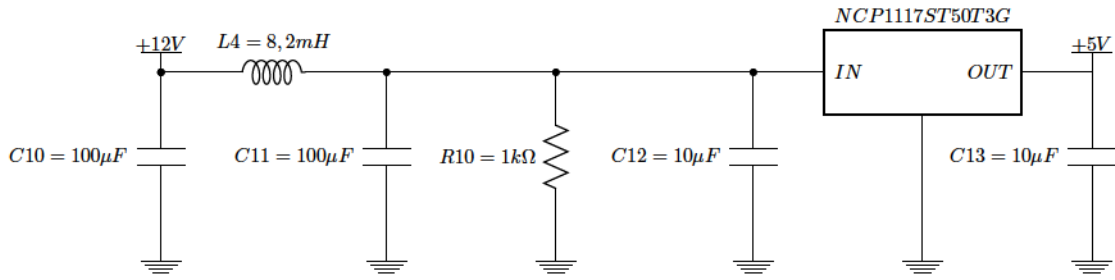


Figura 4.15: Conversor +5 V por cavidade.

interferência descrita anteriormente não possui nenhuma componente significativa no nível -5 V, foi utilizado um regulador linear a jusante do conversor comutado, o que permite eliminar componentes de alta frequência existentes. Deste modo, o conversor *cuk* converte a tensão +12 V (obtida anteriormente) em -9 V, sendo este sinal regulado para +5 V, Figura 4.16. O circuito RC série presente no *pin 2* do circuito integrado tem como objetivo “atrasar” o funcionamento do mesmo relativamente à conversão para +5 V; os conversores comutados requerem um pico de corrente nos instantes iniciais, pelo que ao estarem ligados em “cascata” o seu funcionamento poderá falhar. O atraso (τ) é de 2,2 segundos⁷.

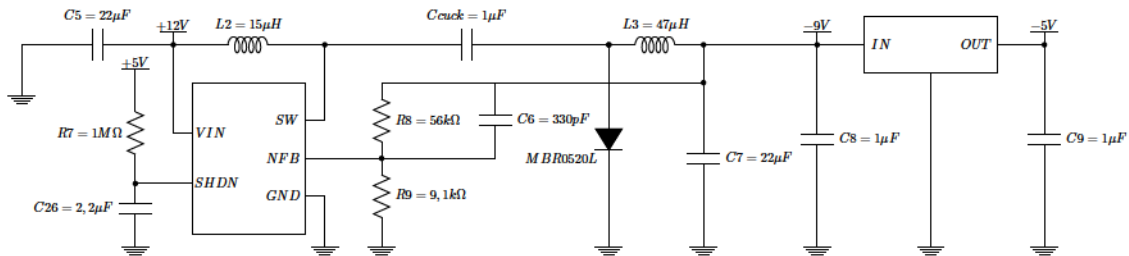


Figura 4.16: Conversor -5 V na unidade de alimentação energética.

Com acréscimo insignificante em termos monetários (ver Anexo A.4) a unidade de alimentação desenvolvida confere a cada cavidade uma alimentação independente e filtrada de qualquer circuito ou fonte de interferência interna e externa: beneficia das vantagens dos conversores DC/DC comutados e dos reguladores lineares. O circuito implementado confere ao sistema:

- Arranque suave;
- Proteção contra curto - circuito;
- Corte da saída em caso de queda significativa da tensão na fonte de alimentação (+24 V);

⁷ $\tau = R \times C = 1 \times 10^6 \times 2.2 \times 10^{-6} = 2.2 \text{ s.}$

- Limitação da corrente de saída.

Verifica-se também a não influência de componentes passivos nos níveis de tensão de alimentação do condicionamento de sinal (+5 V e -5 V); os reguladores lineares, ao contrário dos comutados, só dependem de condensadores para estabilização da tensão de saída, enquanto os comutados controlam o sinal de saída em função de vários componentes passivos [50].

4.2 *Firmware*

O *firmware* confere ao sistema dois modos - base de funcionamento: normal e calibração, permitindo:

- Escrita na EEPROM dos valores de calibração;
- Escrita na EEPROM do número de *reset* por *Watch Dog Timer* (WDT);
- Leitura da EEPROM dos valores anteriores de calibração após *reset* ou *power-off*, no caso de calibração anterior;
- Valores de calibração definidos como valores médios dos testes realizados em 4.4, após *reset* ou *power-off*, no caso de inexistência de registo de calibração anterior;
- Desabilitação da saída para leituras erradas/fora dos limites de posição;
- Aviso ao PLC e ao operador de necessidade de calibração;
- Cálculo da posição do transdutor em função da calibração anterior;
- Tempo mínimo de atualização da corrente de saída de

4.2.1 Modo normal

O modo normal corresponde à conversão da posição do transdutor indutivo no sinal em corrente a enviar ao PLC, função principal deste sistema, Figura 4.17.

Antecedendo essa conversão, em cada inicialização são configurados os registos internos do PIC18F46K22 (*Configuração uC*, Figura 4.17); um dos módulos internos configurados é o *Watch Dog Timer* (WDT), permitindo uma gestão do número de *reset* (*Gestão reset*, Figura 4.17). Esta gestão, representada pelo fluxograma da Figura 4.18, contabiliza e regista na EEPROM o número de reinicializações do PIC derivadas do WDT; a função do WDT é salvaguardar o sistema no caso de bloqueio do *firmware* numa condição não prevista inicialmente, ou em alguma condição que foi prevista mas que não se deveria manter indefinidamente. A funcionalidade denominada *Gestão*

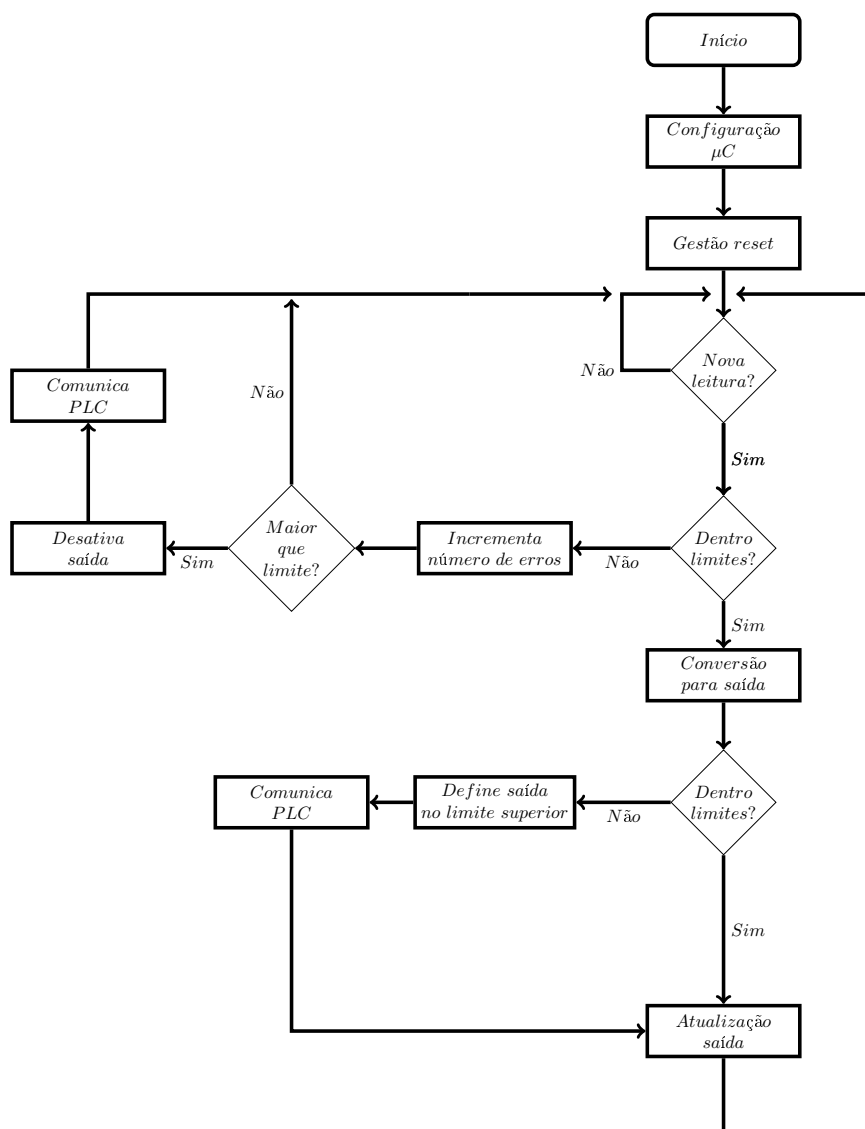


Figura 4.17: Fluxograma do modo normal.

transdutor verifica a realização de alguma calibração anterior à presente inicialização, assumindo os valores dessa calibração (anteriormente escritos na EEPROM interna, ver 4.2.3) em caso afirmativo, ou valores presentes na memória de dados e iguais em todas as cavidades.

A ocorrência de um *erro* é definida como a aquisição de uma posição do transdutor fora dos limites estipulados (nessas aquisições o sistema coloca a saída a 0 mA); no caso de ocorrência de um número de *erros* consecutivos maior que um limite estipulado comunica ao PLC a necessidade de calibração.

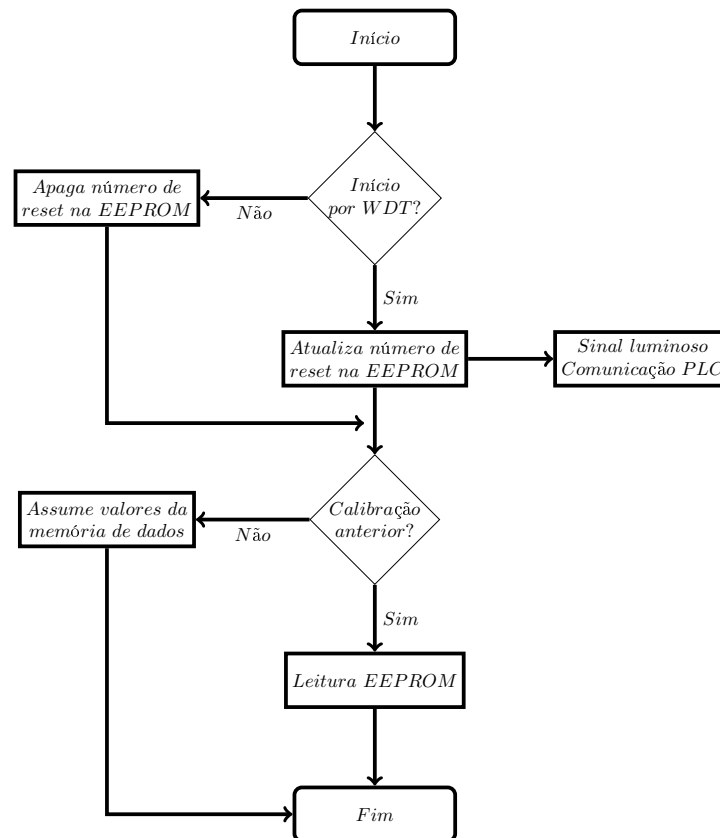


Figura 4.18: Fluxograma da gestão de *reset*.

4.2.1.1 Taxa de atualização

A taxa de atualização do valor da corrente de saída não é fixa, efetuada após cada aquisição do valor de frequência do conversor indutância/frequência; sendo uma frequência variável, a atualização da corrente de saída a ler pelo PLC () é definida por

$$(4.11)$$

com o período do sinal em frequência do conversor indutância / frequência, o tempo gasto pelo C no cálculo do valor de 16 bit a enviar ao DAC externo, o tempo da comunicação SPI para envio desse valor e o tempo despendido internamente no DAC para atualização da corrente de saída. O valor de corresponde ao período do sinal em frequência, podendo variar entre 390,6 s e 593,8 s; foi determinado experimentalmente sendo igual a 87,1 s; foi determinado em 4.1.4 e é de aproximadamente 11 , sendo a soma do tempo necessário entre a escrita por SPI

(5 s) e o tempo de alteração da corrente de saída (6 s)⁸ [42]. Assim,

Estes valores, 700,556 s e 501,503 s, adequam-se às características do movimento do transdutor, quando em funcionamento em ambiente industrial, tal como descrito em 5.3.

4.2.2 Modo calibração

O modo de calibração define o valor máximo e mínimo da corrente de saída do equipamento em função do limite superior e inferior do transdutor. Verificou-se a necessidade de implementação deste modo, quer seja por residuais diferenças entre placas de circuito impresso (tolerâncias nos componentes passivos, na saída dos conversores de tensão, entre outros), quer (e essencialmente) por variações de indutância do transdutor por alterações da temperatura de trabalho (ver 4.4.3). Com a aquisição dos valores de frequência máxima e mínima da conversão indutância/frequência são definidos os limites da corrente de saída, segundo o fluxograma da Figura 4.19. A calibração é efetuada com a colocação do transdutor na sua posição inferior e registo, em cada placa de condicionamento de sinal, do valor adquirido; de seguida é colocado na posição limite oposta e repete-se o registo. Cada uma destas etapas é identificada visualmente por ação de um *led*.

Durante a calibração o conversor da corrente de saída é colocado no valor médio da gama de variação (12 mA), o que permite redundância em termos de resposta ao PLC do modo de funcionamento nesse período⁹.

4.2.3 Memória EEPROM

A memória EEPROM utilizada é uma memória interna não volátil de 1024 *Bytes* de dados em registos de 8 *bit*. Nesta aplicação são guardados três valores de variáveis *unsigned int*, 16 bit, utilizando seis registos de memória, organizados segundo a Tabela 4.3.

A variável “Registo de ocorrência de calibração” é uma *flag* para registo da ocorrência de uma calibração anterior. Definida com o valor *0b10100101*, minimizando a possibilidade de leitura de valor aleatório igual ao valor esperado.

⁸Numa mudança de corrente entre 4 mA e 20 mA.

⁹No caso de falha do sinal digital de comunicação entre o C e o PLC, este pode reconhecer a entrada no modo calibração através do estado da corrente de saída.

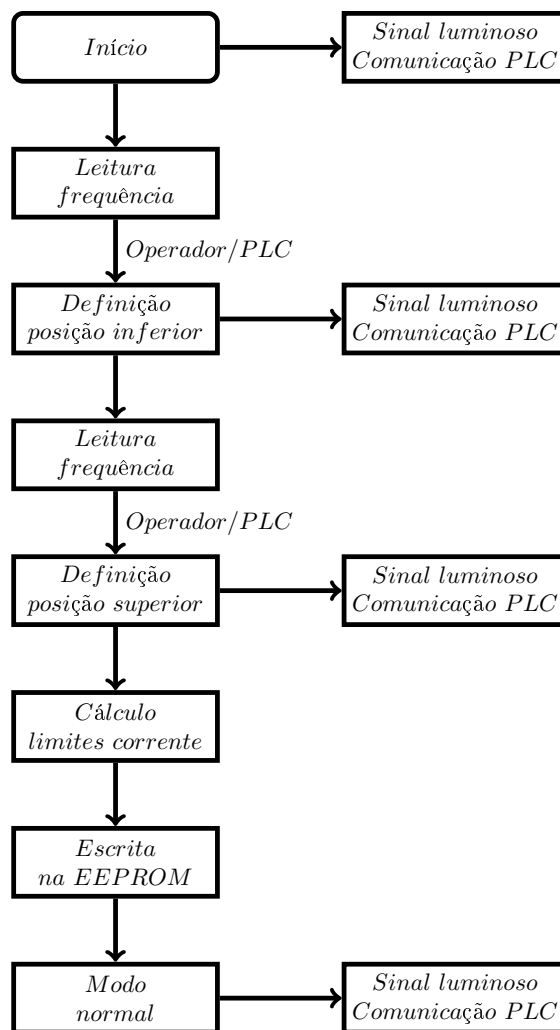


Figura 4.19: Fluxograma do modo calibração.

Variável	Tamanho	Endereço de registo	
		EEADRH	EEADR
Número de <i>reset</i> por WDT	16 bit	0x00	0x01
		0x00	0x02
Posição inferior do transdutor		0x00	0x03
		0x00	0x04
Posição superior do transdutor		0x00	0x05
		0x00	0x06
Registo de ocorrência de calibração	8 bit	0x00	0x06
Registos livres		0x00	0x08...0xFF
		0x01...0x03	0x00...0xFF

Tabela 4.3: Registos memória EEPROM.

4.3 *Hardware*

A utilização de placas de circuito impresso (PCB, em inglês) é a solução mais utilizada na produção de sistemas elétricos/eletrônicos, sendo aconselhada até em protótipos. O projeto de placas de circuito impresso inclui várias variáveis a considerar: fontes de ruído, material da placa, número de camadas, plano de massa, dimensão de pistas, *pads* e vias, geometria de pistas, desacoplamento, entre outros [51]. O desenho da placa de circuito impresso foi projetado tendo em conta todas as várias especificações descritas de seguida.

4.3.1 Regras técnicas aplicadas às placas de circuito impresso

Material da placa: A seleção do material a utilizar é dependente de fatores como a temperatura ambiente, resistência do material condutor, tensão máxima de rutura, perdas no dielétrico e estabilidade mecânica. Os materiais são identificados pela sua resistência ao fogo (FR, *flame resistant*, em inglês) e por níveis (G). A Tabela 4.4 caracteriza os diferentes materiais. O FR-1 é largamente desaconselhado devido a vários problemas reportados com o mesmo; o FR-2 é tipicamente utilizado em aplicações de alta tensão enquanto o FR4 é o mais utilizado industrialmente. O equilíbrio entre as características do material, preço (elevado para G10 e G11), utilização e disponibilidade, e as condições de utilização do sistema em estudo (aplicação industrial) levam à seleção do FR-4 nesta aplicação.

Número de camadas: A principal característica na seleção do número de camadas é a complexidade do circuito elétrico. Uma camada é utilizada para circuitos simples e sem grande detalhe; mais do que duas camadas, *multi-layer*, por ser de mais difícil projeto e produção é aconselhado em circuitos muito complexos ou que possuem sinais em frequências elevadas. Tendo em conta a complexidade do circuito, a utilização de placas de circuito impresso de duas camadas no equipamento desenvolvido é o mais adequado; permite também a existência de plano de massa, que colocado numa das camadas facilita a ligação entre componentes, sendo o sinal de 0V tipicamente a principal ligação num circuito [51].

Plano de massa: A existência de um plano de massa não só facilita a ligação entre os componentes como diminui a impedância nessas ligações, o que reduz consideravelmente o ruído conduzido. Para além disso, distribui a capacidade entre todos os sinais do circuito, que auxilia na redução do ruído radiado.

A principal regra no projeto do plano de massa é a separação de massa de circuitos analógicos de circuitos digitais, Figura 4.20. Separação de planos de massa não cor-

Designação	Material/recomendações
FR-1	Papel/resina fenólica: temperatura ambiente, fraca resistência à humidade
FR-2	Papel/resina fenólica: placas de face simples, boa resistência à humidade
FR-3	Papel/epóxi: bom equilíbrio entre características mecânicas e elétricas
FR-4	Pano de vidro/epóxi: excelentes propriedades mecânicas e elétricas
FR-5	Pano de vidro/epóxi: elevada resistência a temperaturas elevadas.
G10	Pano de vidro/epóxi: elevada resistência à humidade, de isolamento e de união do vidro laminado
G11	Pano de vidro/epóxi: elevada resistência à flexão a temperaturas elevadas e solventes

Tabela 4.4: Materiais de placas de circuito impresso [51].

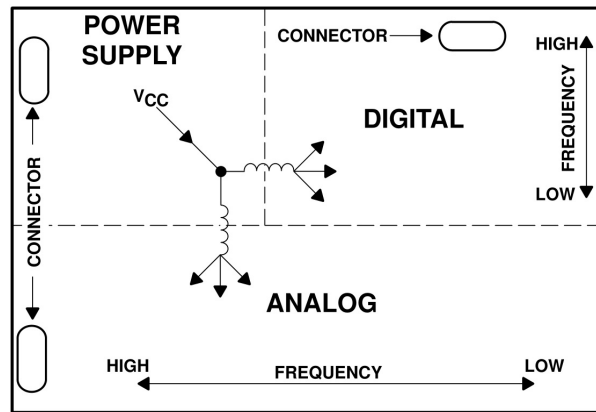


Figura 4.20: Separação de plano de massa [51].

responde à separação elétrica dos sinais, ambos estão ao mesmo potencial, mas ligados fisicamente somente por um ponto (desejavelmente um único ponto de baixa impedância); pretende-se que cada sinal (analógico e digital) se encontre ligado internamente através de um plano condutor, existindo uma única ligação entre planos. A não separação dos planos leva à propagação de ruído elétrico entre analógico e digital, o que é totalmente indesejado.

Para além disso, os planos não devem estar sobrepostos; como referido anteriormente, as placas possuem uma capacidade interna pelo que a colocação de um plano numa camada e de outro plano na face oposta poderá originar ruído entre sinais. Entre o potencial negativo e positivo de um sinal de alimentação devem existir condensadores de desacoplamento, colocando os sinais ao mesmo potencial AC. Outra especificação importante é a distância entre sinais de velocidade elevada e sinais analógicos; os sinais digitais devem estar à volta das tensões analógicas e não sobre os planos analógicos, pois nessa situação o sinal em frequência elevada irá comportar-se como uma antena.

Temperatura (°C)	10			20			30		
Densidade do cobre ()	1,32	2,63	5,27	1,32	2,63	5,27	1,32	2,63	5,27
Largura de pista (mm)	Corrente máxima (A)								
0,254	0,5	1,0	1,4	0,6	1,2	1,6	0,7	1,5	2,2
0,508	0,7	1,3	2,1	1,0	1,7	3,0	1,2	2,4	3,6
0,762	1,1	1,9	3,0	1,4	2,5	4,0	1,7	3,2	5,0
1,27	1,5	2,6	4,0	2,0	3,6	6,0	2,6	4,4	7,3
2,54	2,6	4,2	6,9	3,5	6,0	9,9	4,3	7,5	12,5
5,08	4,2	7,0	11,5	6,0	10,0	11,0	7,5	13,0	20,5

Tabela 4.5: Características das pistas na placa de circuito impresso [52].

As exceções mais relevantes a algumas destas considerações, e importante no nosso sistema, são os conversores analógico - digital e digital - analógico. No mesmo circuito integrado existem ligações analógicas e digitais; contudo, ambas devem estar ligadas ao sinal analógico do circuito. Deverá existir uma ligação interna entre sinais no componente, contudo torna-se impossível que a mesma seja de baixa impedância nas atuais geometrias de circuitos integrados [51].

Condensadores de desacoplamento: A utilização de condensadores de desacoplamento fundamenta-se na redução de ruído e estabilidade da tensão de alimentação na presença de sinais de frequência elevada. A escolha do condensador depende da frequência máxima pretendida, do valor de ESR e da capacidade. Neste sistema foram utilizados condensadores cerâmicos de múltiplas camadas (caracterizados por um baixo ESR); em cada componente utilizam-se duas capacidades, de 10 F e 100 nF [51].

Pistas: O cálculo da corrente máxima admissível numa pista em função da sua largura depende de vários fatores, como o material da placa, densidade do cobre, temperatura ambiente, entre outros. A Tabela 4.5 apresenta os valores considerados típicos [52] na maioria das situações. No sistema apresentado, e tendo em conta as condições de produção, as placas de circuito impresso possuem pistas de 0,3 mm de largura, sendo que todas as pistas do sistema possuem ângulos de 45° (e nunca 90°), não provocando reflexões.

4.3.2 Placas desenvolvidas

A produção de várias unidades dos sistema desenvolvido não esteve, nem está, ao encargo do autor deste Projeto. O autor desenvolveu e submeteu para aprovação da empresa requerente do trabalho, GlassSoft - Robótica e Sistemas, Lda., uma configuração de placas de circuito impresso correspondente a uma secção com quatro cavidades. Após essa validação, foram produzidas oito unidades de placas de condicionamento

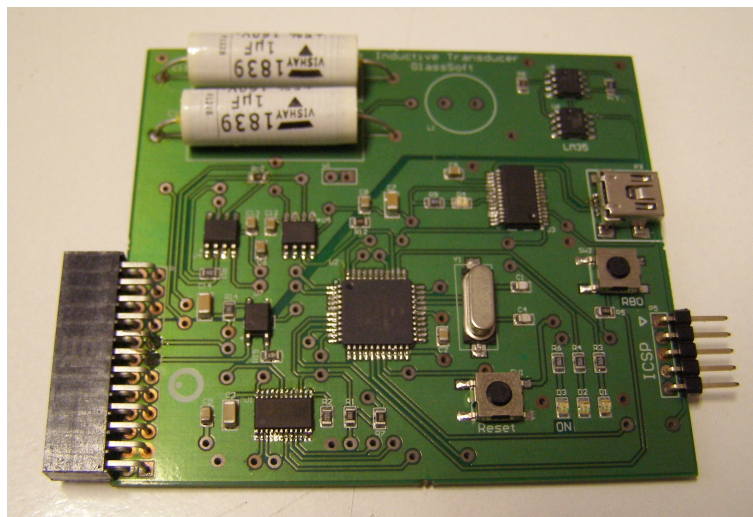


Figura 4.21: Produto final: condicionamento sinal.

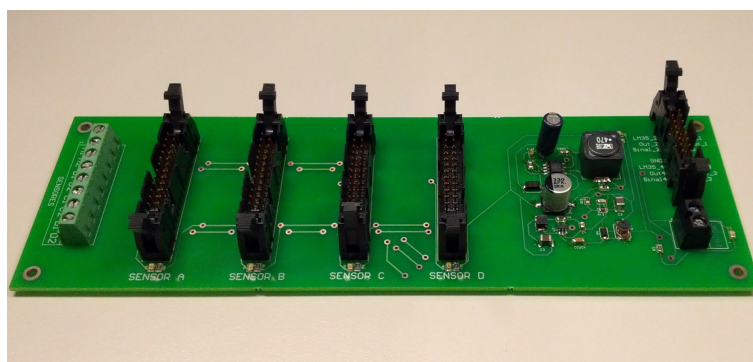


Figura 4.22: Produto final: unidade alimentação energética.

de sinal e duas da unidade de alimentação, destinadas a testes e ensaios em ambiente industrial (ver Capítulo 5). A Figura 4.21 apresenta uma dessas placas de condicionamento de sinal e a Figura 4.22 uma placa da unidade de alimentação energética (com respectivos conectores e ligações aos transdutores, alimentação, PLC e placas de condicionamento de sinal).

4.4 Testes e resultados

De modo a verificar o cumprimento das especificações pretendidas para o sistema desenvolvido neste projeto, foram realizados quatro testes:

- Análise à taxa de aquisição da posição do transdutor e atualização da corrente de saída,
- Repetibilidade (e estabilidade) da função de transferência do transdutor,
- Imunidade a influências externas,

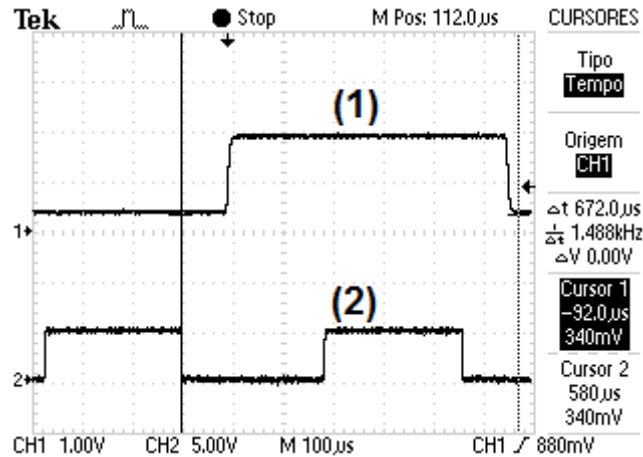


Figura 4.23: Aquisição de frequência e atualização da saída

- Compatibilidade eletromagnética.

Após a realização dos vários testes que permitiram a caracterização do sistema desenvolvido, o autor caracterizou detalhadamente o movimento do transdutor integrado no sistema. Este ensaio tinha dois objetivos: análise do movimento do transdutor em função do desempenho do sistema e a obtenção de uma função de transferência, ou tabela de dados, que permita ao sistema automatizado converter a corrente recebida em deslocamento do transdutor.

4.4.1 Taxa de aquisição da posição do transdutor e atualização da saída

Os resultados apresentados na Figura 4.23 têm como objetivo comprovar a cadência da taxa de aquisição da posição do transdutor e respetiva atualização do valor da corrente de saída, descrita em 4.2.1. O teste realizado consiste no processamento de dados a efetuar em cada medição da frequência do sinal de saída do oscilador LC, contudo, alternando a corrente de saída do sistema entre o seu mínimo (0x00, 4 mA) e máximo (0xFF, 20 mA); tendo em conta que são efetuados os cálculos necessários e a saída é alternada entres os seus limites, o teste comprova o funcionamento para qualquer alteração da corrente dentro da gama estipulada. O sinal (1) corresponde à queda de tensão da corrente de saída numa resistência de $100\ \Omega$ e (2) ao sinal em frequência lido pelo C, registando um intervalo de 672 s. Considerando um período do sinal (2) igual a 560 s, o intervalo esperado é de 670,725 s; a diferença de 1,275 s entre o esperado e o obtido é considerado aceitável pelo autor, tendo em conta alguns valores aproximados considerados no cálculo teórico realizado em 4.2.1.

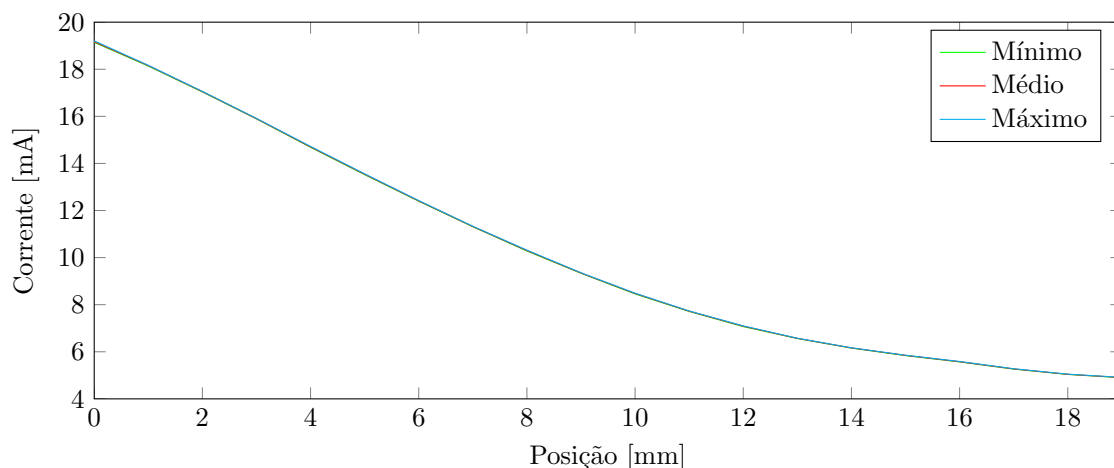


Figura 4.24: Repetibilidade da saída em vinte posições.

4.4.2 Repetibilidade do sistema

De modo a registar a resposta em corrente do sistema na gama de funcionamento do sensor, foram definidas vinte posições do mesmo, tendo como objetivo o registo da repetibilidade do valor de corrente em cada ponto. No teste realizado:

- A posição inicial corresponde à posição “zero” do sensor, isto é, o êmbolo do mesmo encontra-se todo esticado;
- As restantes posições correspondem a incrementos de 1 mm, perfazendo a gama de trabalho de 0 mm a 19 mm;
- A temperatura do sensor e do protótipo foi considerada igual e constante ao longo do teste;
- No cálculo do erro percentual e do erro em distância, os limites da saída do sistema (corrente, em mA), são definidos como o valor médio da posição 0 mm e da posição 19mm, tendo em consideração que o valor de saída não se encontra limitado em 4 mA e 20 mA, respetivamente;
- Os resultados obtidos representam 54 medições, isto é, 54 leituras da corrente de saída do sistema em cada uma das vinte posições.

A Figura 4.24 apresenta o resultado obtido, em mA, do teste descrito. O erro de repetibilidade em cada posição, em corrente (mA) e percentagem absoluta, encontram-se na Figura 4.25.

Recorrendo ao ensaio descrito em 4.4.4 foi determinado o erro de posição originado pelo erro de repetibilidade registado nas Figuras 4.24 e 4.25. A Figura 4.26 apresenta

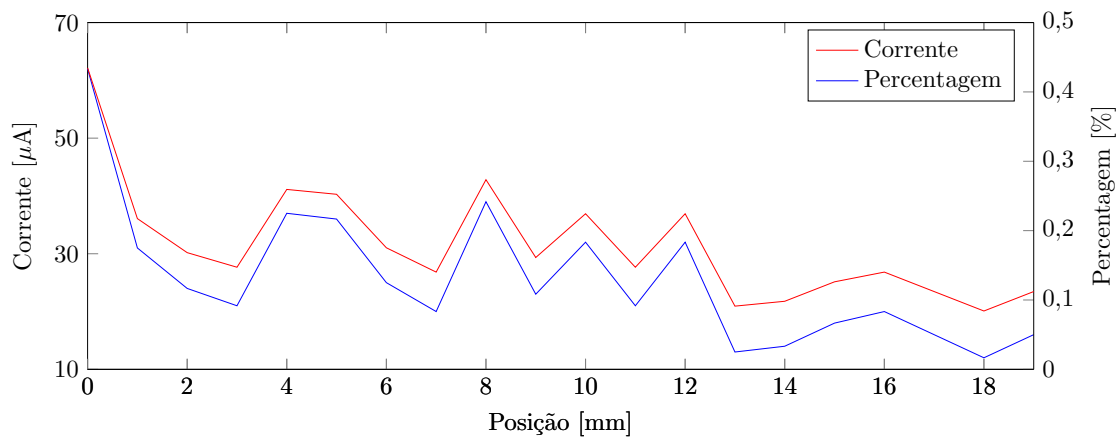


Figura 4.25: Erro de repetibilidade em cada posição.

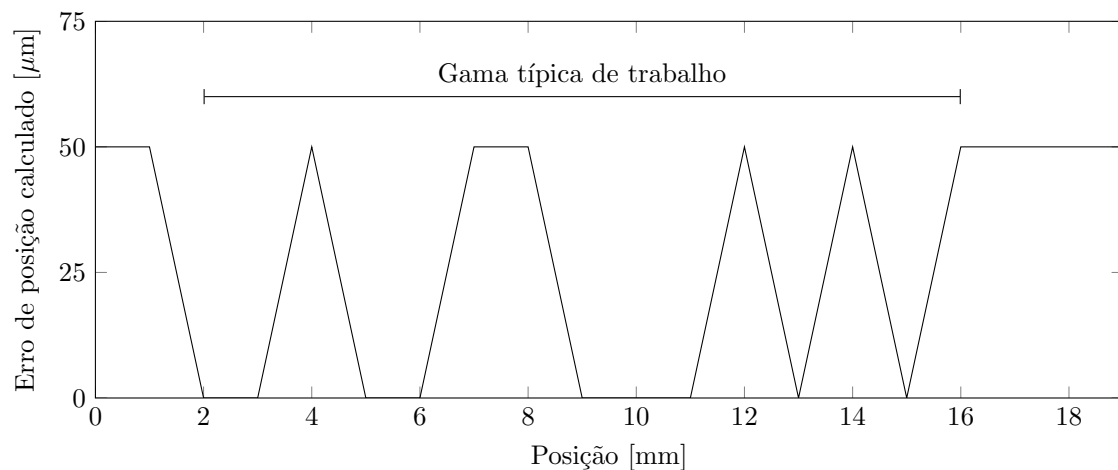


Figura 4.26: Erro de repetibilidade de posição calculado.

assim, com um resolução mínima igual à do dito ensaio (0,05 mm), o erro em cada posição do transdutor, verificando-se um maior número de erros consecutivos nas últimas posições; isto não se deve à elevada falta de repetibilidade nessa gama de posições mas à pouca variação de indutância na mesma. Como já referido anteriormente, a gama típica de trabalho do transdutor é considerada entre 2,54 mm e 15,24 mm; assim, entre a posição 2 e a posição 16 são registadas oito posições sem erro, ou seja, a posição real calculada é a posição real, e seis posições com um erro de 0,05 mm.

4.4.3 Imunidade a influências externas

Qualquer equipamento elétrico/eletrónico é desenvolvido para funcionamento numa gama de temperatura previamente estipulada¹⁰; dentro dessa gama, muitos equipamentos especificam a influência do seu desempenho em função da temperatura.

¹⁰Exemplo: Consultar Tabela 2.1

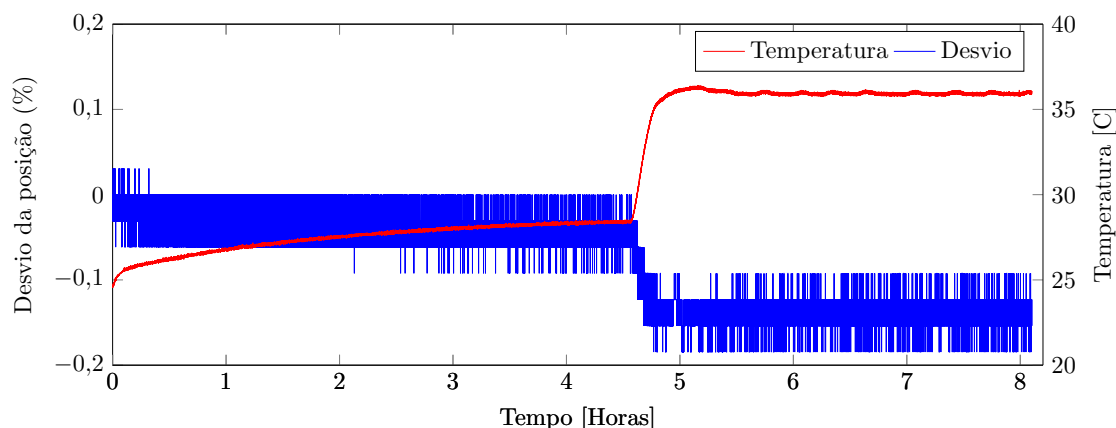


Figura 4.27: Influência da temperatura no circuito elétrico.

De modo a determinar a influência térmica do sistema recorreu-se a um forno de fundição¹¹. A Figura 4.27 representa um teste inicial com a colocação da placa de circuito impresso do circuito de condicionamento de sinal no forno e os restantes equipamentos (unidade de alimentação energética, transdutor indutivo (sem movimento) e computador) à temperatura ambiente¹². Os valores apresentados são relativos à gama completa de variação do transdutor.

Verifica-se na Figura 4.27 uma relação entre o aumento da temperatura e a posição calculada para o transdutor; um aumento de 11,35 °C origina um erro máximo de 0,215 %¹³ ou 0,0189 %/°C. Em simultâneo, foi separada a parte analógica¹⁴ da parte digital do sistema, Figura 4.28, submetendo a parte digital à variação de temperatura não sendo registada qualquer influência; o desvio máximo registado, -0,0615 %, corresponde à resolução do sistema apresentada em 4.4.2.

A Figura 4.28 permite identificar objetivamente a influência da parte analógica do circuito, tendo em conta a imunidade dos circuitos digitais. De modo a identificar a origem da influência da temperatura, o amplificador operacional (*ampop*) do conversor indutância/frequência foi submetido ao teste dentro do forno enquanto os componentes passivos se encontravam à temperatura ambiente, Figura 4.29.

Não sendo pretendido alterar a estrutura da conversão indutância/frequência¹⁵ foram analisadas e testadas soluções para substituição do circuito integrado.

Dos parâmetros de especificação de um amplificador operacional existem dois coeficientes dependentes da temperatura: *input offset voltage* e *input offset current* [53, 54, 55]. Para substancial minimização desta influência, os amplificadores ope-

¹¹Forno VG0220S - HEK-GMBH.

¹²Em todos os testes a temperatura ambiente foi registada e, em função desses valores, considerada constante.

¹³Contabilizando já a oscilação típica e constante do sistema (ver subsecção 4.4.2).

¹⁴Conversor indutância/frequência e sensor de temperatura.

¹⁵Por a mesma se encontrar aprovada e ser requerida pela empresa requerente.

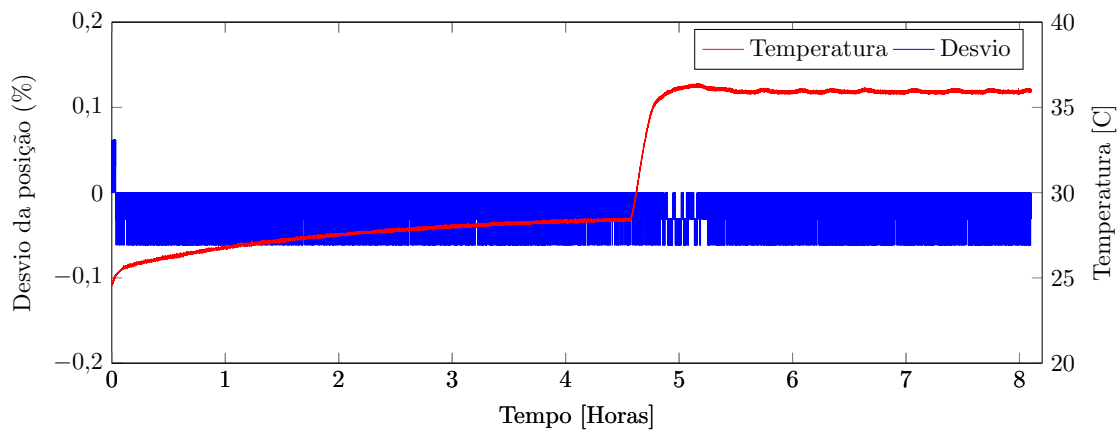


Figura 4.28: Influência da temperatura na parte digital do circuito elétrico.

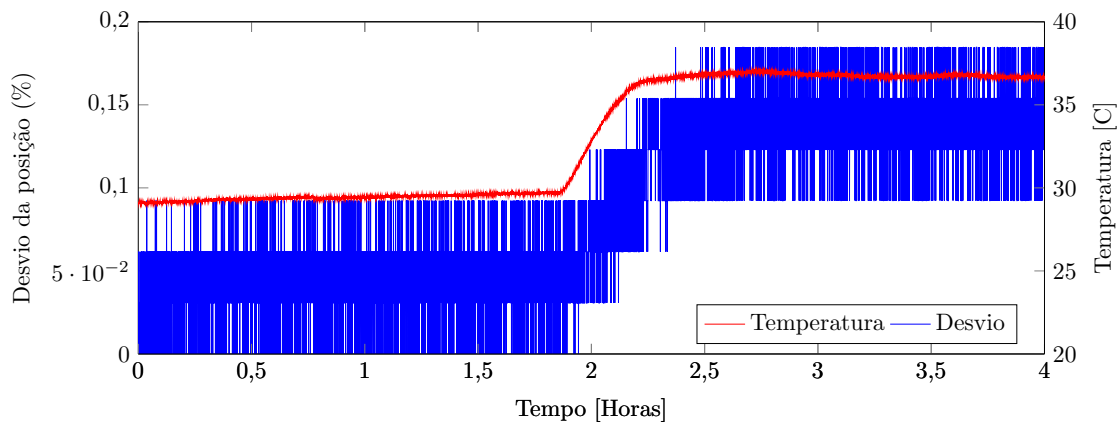


Figura 4.29: Influência da temperatura na parte digital do circuito elétrico e no amplificador do conversor indutância/frequência.

racionais *low-drift* ou *zero-drift* possuem coeficientes minimizados até $2 \text{ nV}/^\circ\text{C}^{16}$; o circuito integrado utilizado até esta altura não possui qualquer informação técnica referente a este valor [56]. Com recurso à ferramenta de simulação “*Temperature Sweep*” do *software* Multisim, torna-se possível simular o desempenho do circuito numa gama térmica definida pelo utilizador; a Figura 4.30(a) apresenta os resultados, entre 20°C e 35°C , para o circuito integrado utilizado e testado no forno e a Figura 4.30(b) para o componente selecionado para sua substituição, enquanto seguidores de tensão com $2,5 \text{ V}$. Verifica-se que qualquer amplificador operacional é influenciado pela temperatura, contudo em 15°C o UA741 apresenta uma variação de aproximadamente 3 V e o LTC1250 ronda os 11 nV .

A seleção do LTC1250 de entre outros modelos de amplificadores operacionais *zero-drift* baseia-se no *pinout*¹⁷, *slew rate*, limites de tensão, distorção da frequência, ganho

¹⁶Segundo documentação dos fabricantes consultados à data deste documento.

¹⁷Conferindo versatilidade ao circuito elétrico em termos de substituição do componente torna-se

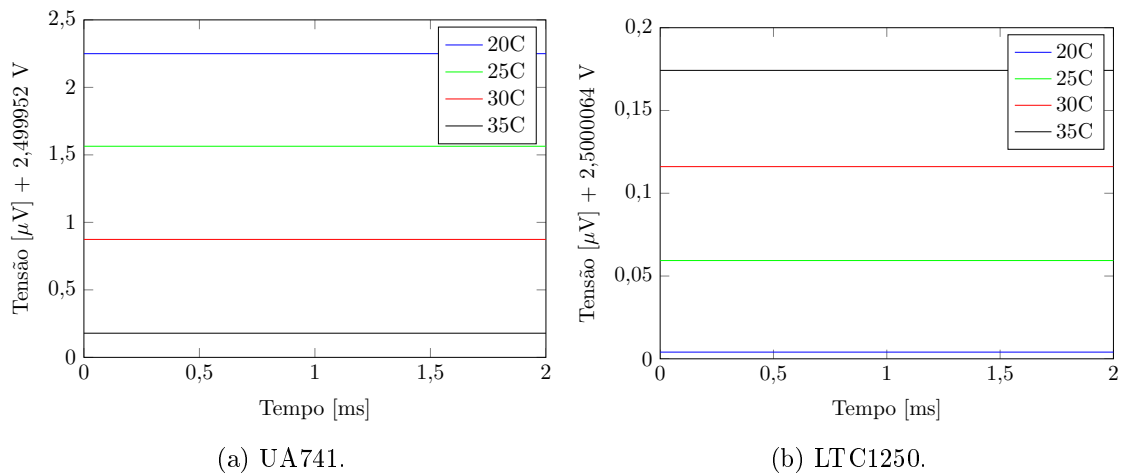


Figura 4.30: Análise térmica aos amplificadores operacionais.

do amplificador, entre outros. A Figura 4.31 compara dois circuitos elétricos diferenciados pelo amplificador operacional utilizado; o UA741 provoca um desvio máximo de 0,246 % enquanto o LTC1250 cerca de metade (0,122 %) (devido a um pico que depois estabilizou), o que equivale a 0,018 %/°C e 0,009 %/°C respetivamente. Foi assim minimizada a influência da temperatura no sistema, com a alteração do circuito integrado.

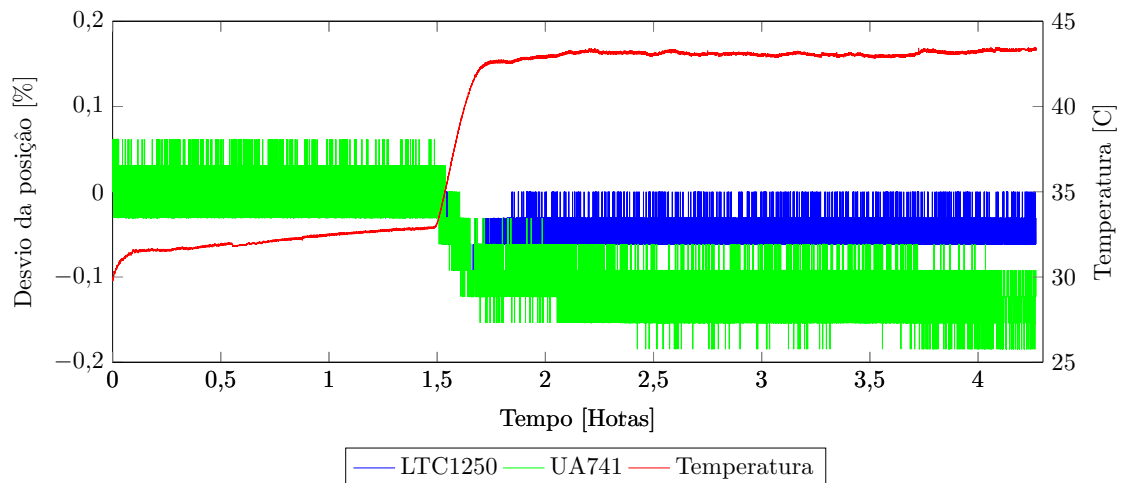


Figura 4.31: Comparação da influência da temperatura no LTC1250 e UA741.

4.4.4 Caracterização do movimento do transdutor

O ensaio foi realizado com recurso a um torno mecânico (já utilizado num teste inicial descrito em 2.2.2); a resolução do torno é de 0,05 mm, o que permite a realização importante que o mesmo tenha um *pinout* industrial standard.

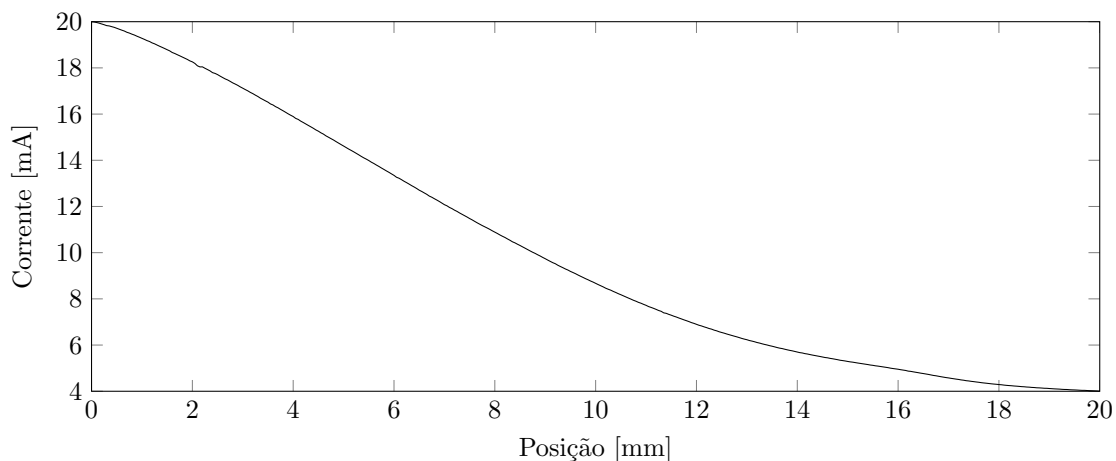


Figura 4.32: Caracterização do movimento do transdutor.

do ensaio (na gama do transdutor corresponde a uma resolução de 0,025%). Este teste consistiu no registo da resposta do sistema em 400 pontos do deslocamento do transdutor, com intervalos de 0,05 mm ao longo de 20 mm¹⁸, tendo como resultado a Figura 4.32.

É objetivo obter uma função de transferência que permita ao PLC calcular a posição do transdutor em função da corrente recebida. Com recurso ao programa MATLAB R2012b, é possível obter linhas de tendência dos valores registados neste ensaio, apresentadas na Figura 4.33. Cada linha de tendência, de ordem 3, ordem 4 e ordem 5, é dada pelas equações 4.12, 4.13 e 4.14, respetivamente, com x o valor da posição (mm) e y o valor da corrente lida no PLC (mA).

$$(4.12)$$

$$(4.13)$$

$$(4.14)$$

Aplicando as equações das três curvas de tendência, os erros obtidos em cada ponto encontram-se na Figura 4.34 e Tabela 4.6. Na Figura 4.34 verifica-se um maior erro (absoluto) de cálculo nas últimas posições do transdutor, correspondente à gama de corrente entre 4 mA e 5 mA.

Tal como expectável, a linha de tendência de maior ordem apresenta os menores valores de erro de posição. Não foram consideradas equações de ordem 6, ou superior, tendo em conta a capacidade de processamento do PLC. Os valores obtidos nestas três linhas de tendência revelam-se bastante elevados: considerando que se pretende uma

¹⁸Gama de trabalho do transdutor.

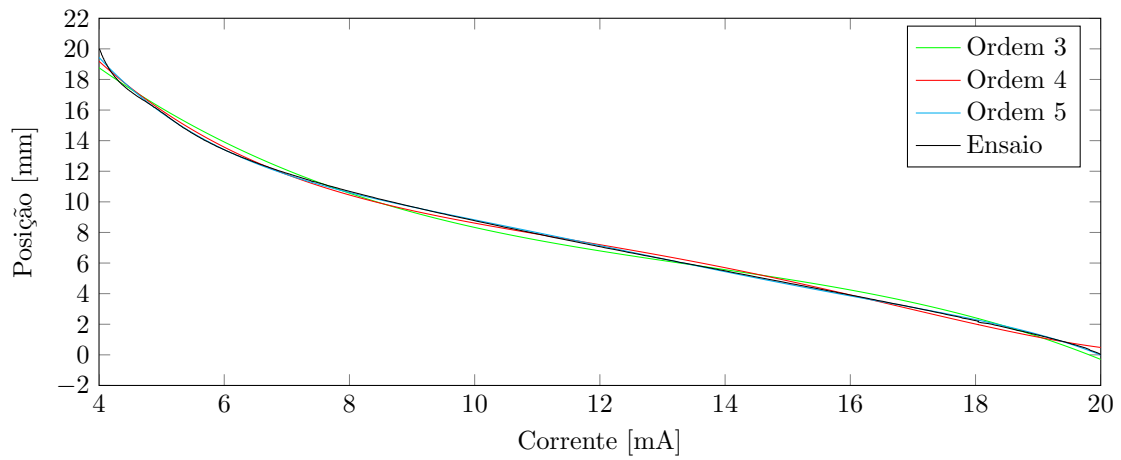


Figura 4.33: Movimento real e linhas de tendência.

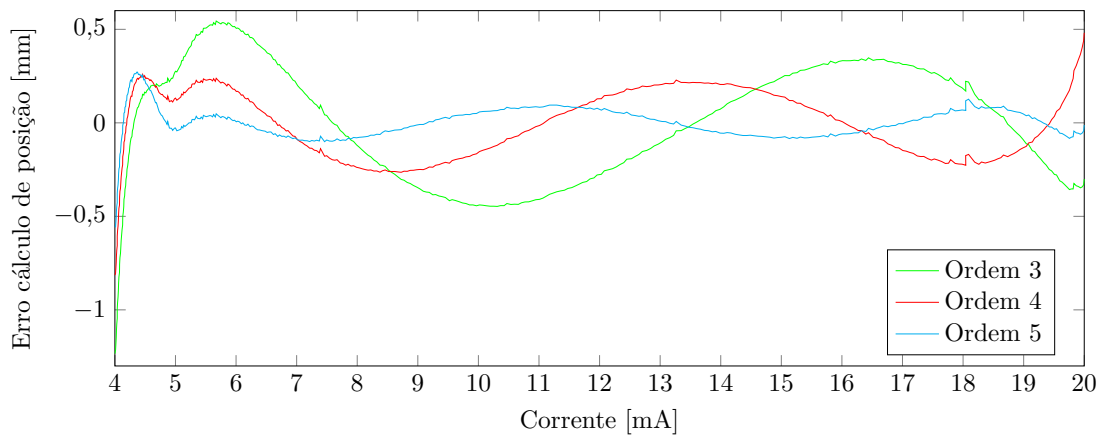


Figura 4.34: Erro de posição de cada linha de tendência.

Linha de tendência	Erro (mm)			
	Mínimo	Máximo	Médio absoluto	Desvio padrão
Ordem 3	-1,2338	0,5443	0,3064	0,2027
Ordem 4	-0,8142	0,4814	0,1781	0,1181
Ordem 5	-0,5571	0,2713	0,0780	0,0855

Tabela 4.6: Valores de desvio das linhas de tendência.

Segmento		Linha de tendência	Erro (mm)			
Corrente (mA)	Posição (mm)		Mínimo	Máximo	Médio absoluto	Desvio padrão
[4,0;6,0]	[20;13,4]	Ordem 3	-0,1620	0,2533		0,1135
		Ordem 4	-0,1316	0,0799		0,0414
		Ordem 5	-0,0542	0,0356		0,0108
[6,0;18,0]	[13,4;2,25]	Ordem 3	-0,0902	0,1576		0,0420
		Ordem 4	-0,0537	0,0799		0,0225
		Ordem 5	-0,0282	0,0307		0,0085
[18,0;20,0]	[2,25;0,0]	Ordem 3	-0,0449	0,0309		0,0161
		Ordem 4	-0,0293	0,0376		0,0109
		Ordem 5	-0,0290	0,0338		0,0105

Tabela 4.7: Valores de desvio das linhas de tendência na função de transferência segmentada.

resolução de 0,1 mm (segundo os objetivos deste Projeto, descritos em 1.2), nenhuma das equações apresentadas cumpre esse requisito. Como tal, a função de transferência do transdutor foi dividida em três segmentos, sendo associadas a cada segmento três linhas de tendência. A Tabela 4.7 apresenta o erro em posição obtido em cada situação.

Com base nos resultados apresentados anteriormente, em 4.4.2 e 4.4.3, e no objetivo de uma resolução de 0,1 mm para o sistema desenvolvido, o autor definiu um erro máximo de 0,04 mm na utilização das linhas de tendência. Assim, com base na Tabela 4.7 o autor propõe a utilização da linha de tendência de ordem 5 no segmento 4 mA a 6 mA (equação 4.15), ordem 5 no segmento 6 mA a 18 mA (equação 4.16) e ordem 4 no segmento 18 mA a 20 mA (equação 4.17); apesar de no primeiro segmento existir um erro de -0,0542 mm, o mesmo corresponde à primeira posição (4 mA), pelo que é aceitável.

(4.15)

(4.16)

(4.17)

A Figura 4.35 apresenta a função de transferência proposta e a Figura 4.36 o erro de posição com aplicação da função proposta.

4.4.5 Compatibilidade Eletromagnética

Segundo o Decreto-Lei n°35/2007, de 28 de Setembro, entende-se por compatibilidade eletromagnética “(...) a capacidade do equipamento para funcionar satisfatoriamente no seu ambiente eletromagnético sem introduzir perturbações eletromagnéticas intolerá-

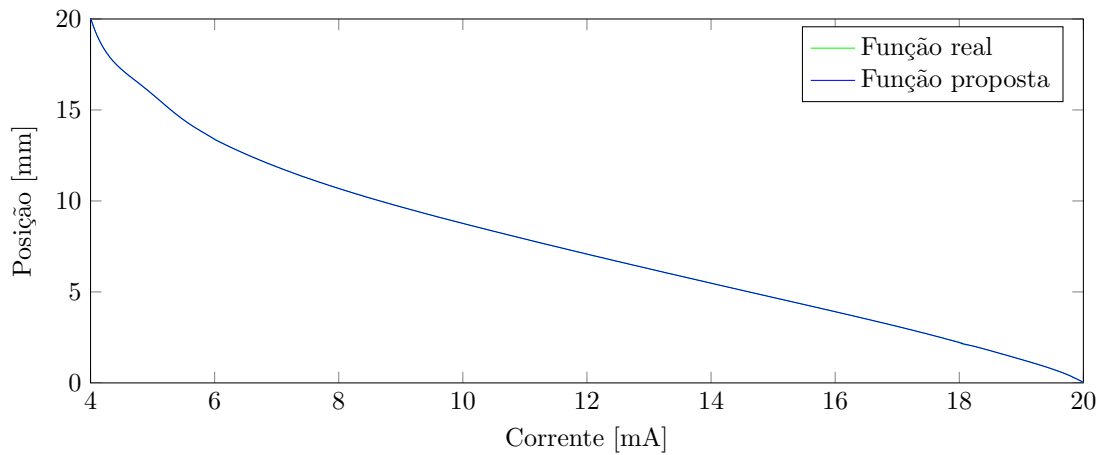


Figura 4.35: Função de transferência proposta pelo autor para cálculo da posição em função da corrente.

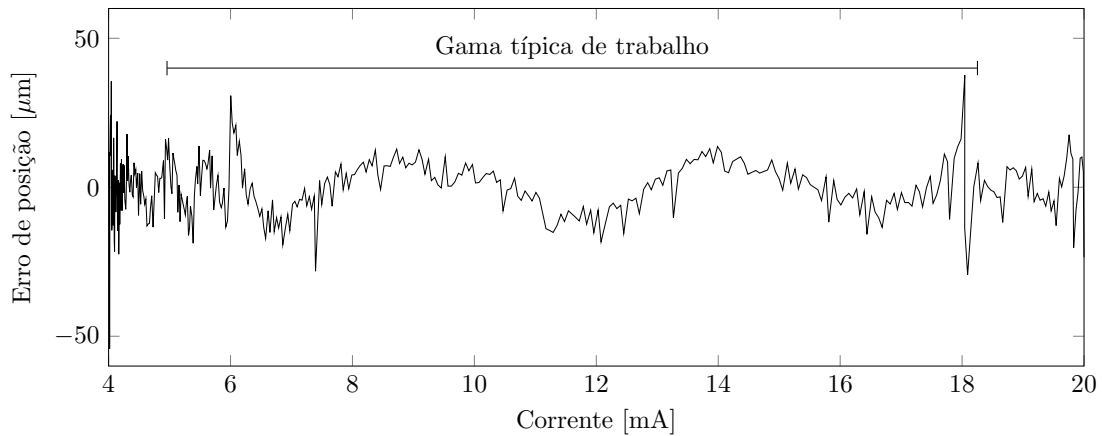


Figura 4.36: Erro obtido no cálculo da posição, em função da corrente, com base na função proposta na Figura 4.35.

veis a outro equipamento nesse ambiente"; assim, a certificação eletromagnética tem por objetivo regulamentar a compatibilidade eletromagnética, garantindo o funcionamento de equipamentos dentro de limites estipulados em termos de radiação e imunidade¹⁹ eletromagnética. A comercialização de um equipamento dentro do espaço económico europeu está sujeita a esta certificação [57, 58], representada pela marcação CE, pelo que o mesmo deverá ser desenvolvido tendo em conta dois requisitos de proteção:

- *As perturbações eletromagnéticas geradas não excedem o nível acima do qual os equipamentos de rádio e de telecomunicações ou outros não possam funcionar da forma prevista;*

¹⁹Imunidade é definida como a "(...) capacidade do equipamento para funcionar de acordo com o previsto, sem sofrer degradação na presença de perturbações electromagnéticas" [57]

- *Tenham o nível de imunidade às perturbações eletromagnéticas que é de esperar na sua utilização prevista e que lhes permita funcionar sem degradação inaceitável nessa utilização.*

Tendo em conta a possibilidade de comercialização do produto desenvolvido neste trabalho, submeteu-se o mesmo ao maior número de ensaios, possíveis dentro das condições técnicas e físicas da ESTG, de com os requisitos de uma certificação eletromagnética de forma a assegurar o respeito normativo do mesmo.

4.4.5.1 Enquadramento legislativo

O processo de certificação eletromagnética encontra-se bastante documentado e regulamentado por normas internacionais específicas; as entidades acreditadas para implementação da legislação e validação da marca CE são denominadas de “organismo certificado” [57, 58]. Consultando a *International Electrotechnical Commission*, entidade responsável pela publicação de normas internacionais, bem como vários organismos certificados²⁰, verifica-se a homogeneidade entre os ensaios por estes realizados e a respetiva legislação; a Tabela 4.8 apresenta a legislação essencial suscetível a ser implementada no presente equipamento.

Âmbito de aplicação	Legislação
Equipamentos eléctricos e electrónicos para ambiente industrial	IEC 61000-6-4
Equipamentos de tecnologia de informação	EN 55022
Equipamentos eléctricos de medição, de comando e de laboratório	EN 61326
Equipamentos industriais, científicos e médicos	EN 55011

a Ensaios de emissão.

Âmbito de aplicação	Legislação
Equipamentos eléctricos e electrónicos para ambiente industrial	EN 61000-6-2
Equipamentos de tecnologia de informação	EN 55024
Equipamentos eléctricos de medição, de comando e de laboratório	EN 61326

b Ensaios de imunidade.

Tabela 4.8: Enquadramento legislativo.

De um processo de certificação constam testes de emissão e de imunidade. Contudo, tendo em conta as características do equipamento e câmara anecoica em utilização neste trabalho, descritos e caracterizados em 4.4.5.2, foi apenas analisada a legislação referente à emissão eletromagnética, não sendo possível a realização de testes de imunidade.

Nos pontos seguintes apresenta-se o estudo efetuado a cada uma das normas possíveis de implementação.

²⁰Instituto Eletrotécnico Português, EMC Integrity, ISQ Engenharia.

IEC 61000-6-4

Norma genérica para emissões eletromagnéticas de equipamentos elétricos e eletrônicos desenvolvidos para utilização em ambientes industriais [59]; entende-se por ambiente industrial os locais caracterizados pela existência de elevadas cargas indutivas ou capacitivas em frequente comutação; presença de cargas com consumo de correntes elevadas o que origina campos magnéticos significativos, e; existência de um ou mais aparelhos industriais, científicos ou médicos (ISM); . Os ensaios a realizar segundo esta norma têm por base a norma CISPR 11, no caso de aparelhos ISM, e CISPR 22, relativamente a equipamentos de tecnologia de informação.

EN 55022

A norma EN 55022 corresponde à sexta edição da norma CISPR22; o âmbito de aplicação passa por aparelhos de tecnologia de informação (ITE) [60], definidos como qualquer componente:

- que tem como função primária (ou combinação de) acesso, armazenamento, visualização, recuperação, transmissão, processamento, comutação ou controlo, de dados e de mensagens de telecomunicações e que pode ser equipado com um ou mais *portos* utilizados tipicamente para transferência de informação;
- em que a tensão de alimentação não excede 600V.

Inclui, por exemplo, equipamentos de processamento de dados, *office machines*, equipamentos eletrônicos e equipamentos de telecomunicações. Na gama de frequências entre 9 kHz e 400 GHz, são definidas duas classes de equipamento:

- Classe B: equipamentos para utilização em ambiente doméstico. Exemplos:
 - Equipamentos portáteis, alimentados por baterias;
 - Equipamentos de telecomunicações alimentados por uma rede de telecomunicações;
 - Computadores pessoais e equipamento auxiliar.
- Classe A: todos os equipamentos que não satisfazem os limites definidos pela classe B.

Em termos de limites a aplicar em emissões eletromagnéticas, recorrendo à CISPR 22, definem-se os valores da Tabela 4.9.

Gama de frequência (MHz)	Limites de <i>quasi-peak</i> (dB [V/m])	
	Classe A	Classe B
30 - 230	40	30
230 - 1000	47	37
Distância de medição: 10 m		

Tabela 4.9: Limites de emissões eletromagnéticas da norma CISPR 22 [61].

EN 61326

Ao invés das normas anteriores, a EN61326 [62] não especifica o ambiente (industrial, residencial, entre outros) de utilização do aparelho; especifica os equipamentos abrangidos pela norma, sendo aqueles que são alimentados por uma instalação ou bateria com tensão inferior a 1000 ou 1500 , incluindo aparelhos para fins de produção industrial, controlo industrial, educacionais e profissionais, desenvolvidos para:

- medição e teste (medição de quantidades elétricas ou não - elétricas);
- controlo (controlo de um ou mais *outputs* num sistema através de um ou mais *inputs*, como programadores lógicos, sensores inteligentes, instrumentação),
- utilização laboratorial (equipamentos específicos para medição de substâncias ou preparação de materiais).

É também definido que os equipamentos no âmbito dos ITE, e em cumprimento com a respetiva legislação (como a EN 55022), podem ser utilizados em conjunto com equipamentos abrangidos pela norma EN 61326 sem necessidade de testes adicionais. Em termos de emissões eletromagnéticas, os equipamentos são classificados na Classe A ou Classe B, segundo a norma CISPR 11; analisando a mesma (artigo 4 [63]) verifica-se que os limites estipulados correspondem aos valores da CISPR22, presentes na Tabela 4.9. Conclui-se que, em termos de ensaios a realizar em termos de emissões eletromagnéticas, os limites a considerar serão os mesmos no caso de aplicação da CISPR 11 ou CISPR 22.

Legislação a aplicar à solução desenvolvida

Tal como referido anteriormente, serão realizados apenas testes de emissão e não de imunidade pelo que a aplicação da legislação à solução desenvolvida baseia-se apenas nas três normas descritas anteriormente. Analisando a IEC 61000-6-4 verifica-se que a mesma, sendo uma norma genérica, tem por base a CISPR 11 e a CISPR 22; a EN55022 traduz os limites definidos na CISPR 22 e a EN 61326 a CISPR 11. Posto isto, verifica-se que o *hardware* desenvolvido neste trabalho terá por base uma destas duas normas CISPR. Se por um lado a norma CISPR 11 é considerada a legislação mais adequada, tendo em conta o tipo de equipamento em causa, a mesma norma faz

também referência a aplicações RF, ficando a dúvida se a mesma se aplica apenas a equipamentos com emissões de rádio - frequência; por outro lado, tendo em conta a descrição dos aparelhos abrangidos pela norma EN 55022, a mesma também poderá ser aplicada à solução desenvolvida neste trabalho, enquadrando o mesmo como “tecnologia de informação”.

No âmbito do estudo da legislação de certificação eletromagnética foi consultada documentação referente a processos de certificação de produtos semelhantes ao *hardware* em causa. O sistema LP30-I da *Hawk Measurement Systems Pty*, certificado segundo o documento n° M011230R da *EMC Technologies Pty*, aplica a norma EN61326:1997 a um equipamento industrial de aquisição e medida sensorial, convertendo o mesmo numa saída em corrente de 4 mA a 20 mA. O documento n° M011014R, emitido pela mesma entidade que o anterior, certifica o produto LP20-R do mesmo fabricante que o aparelho anterior, descrevendo um aparelho em tudo idêntico ao LP30-I e, em termos de objetivos e módulos principais, igual ao produto desenvolvido neste trabalho. Em ambas certificações, foi aplicada a norma EN 61326, definindo os limites dos ensaios de emissões eletromagnéticas segundo a CISPR 11 e, em termos de imunidade, a IEC1000.

Considerando o referido anteriormente, tanto a análise realizada às diversas normas (que conclui a igualdade de valores limite entre a CISPR 11 e CISPR22), como o estudo de certificações eletromagnéticas de produtos em todo semelhantes ao deste projeto, os ensaios a realizar terão por base os valores da Tabela 4.9.

4.4.5.2 Ensaios realizados

Os ensaios de compatibilidade eletromagnética foram realizados na câmara anecóica da ESTG. Dentro da mesma foi colocada a antena de receção e a placa em teste, segundo o *setup* definido na norma EN 61326. Foram realizados dois testes, ambos na gama entre 30 MHz e 1 GHz: registo das frequências existentes na câmara anecoica em “vazio”, isto é, sem qualquer equipamento elétrico/eletrónico presente dentro da mesma; registo das mesmas grandezas com o protótipo em funcionamento dentro da câmara. A realização destes dois testes prende-se com o facto da câmara anecoica não ser totalmente isolada das radiações existentes no exterior, pelo que as mesmas serão subtraídas às registadas no ensaio com o protótipo em funcionamento na câmara.

Tal como descrito na subsecção 4.4.5.2, as dimensões da câmara anecoica não permitiram o distanciamento de dez metros entre a antena e o sistema em análise; apesar da Tabela 4.9 apresentar os limites de radiação para dez metros, segundo a nota existente no ponto 10.3.1 da norma CISPR 22, o ensaio poderá ser realizado noutra distância, normalizando os valores da Tabela 4.9 através de um fator proporcional de 20 dB por década [64]. Obtemos assim os valores limites a respeitar nos ensaios realizados, Tabela

4.10, através de

(4.18)

Gama de frequência (MHz)	Limites de <i>quasi-peak</i> (dB[V/m])	
	Classe A	Classe B
30 - 230	50,46	40,46
230 - 1000	57,46	47,46
Distância de medição: 3 m		

Tabela 4.10: Limites de emissões eletromagnéticas da norma CISPR 22 normalizados para três metros.

Equipamentos utilizados

Para realização dos ensaios recorreu-se à antena recetora *BicoLOG 30100E*, tendo as emissões captadas sido interpretadas pelo analisador espectral *ADVANTEST U3641*. O registo dos valores lidos e visualizados neste equipamento foi efetuado com recurso ao conversor *GPIB-USB-HS*²¹ da *National Instruments*; recorrendo ao *software* MATLAB foram registadas as emissões captadas pela antena recetora.

Montagem do *setup*

Tendo em conta as dimensões da câmara anecoica onde os testes foram realizados, a antena de receção e o protótipo em análise foram colocados a uma distância de três metros, Figura 4.37.

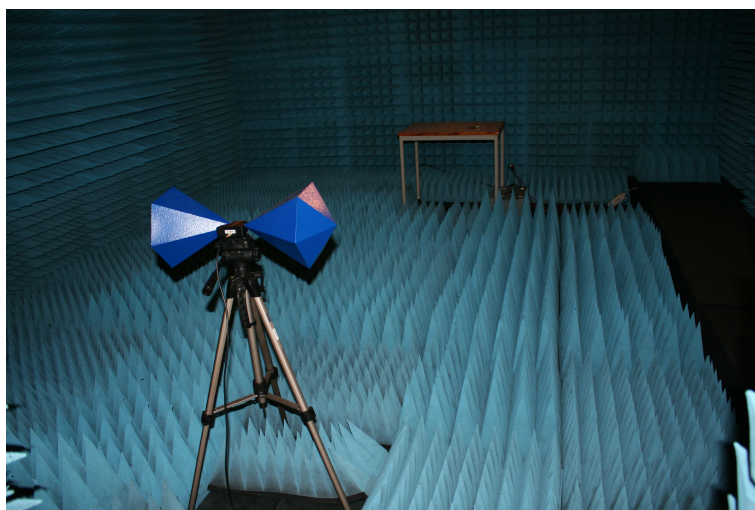


Figura 4.37: *Setup* do teste de compatibilidade eletromagnética.

²¹Mais informação disponível em: <http://sine.ni.com/ds/app/doc/p/id/ds-264/lang/pt>

Condições de funcionamento do sistema

A placa de circuito impresso encontrava-se na suas condições típicas de funcionamento, tendo sido ligada à mesma uma bobine de 10 mH simulando a ligação a um sensor indutivo. A corrente de saída do sistema foi colocada a variar por *software*, entre 4,0 mA e 19,6 mA, e ligada a uma resistência de carga de 1 k Ω , através de ligações com 40 centímetros de comprimento (simulando os fios condutores que existirão no local de implementação do sistema); a Figura 4.38 corresponde à queda de tensão²² nessa resistência.

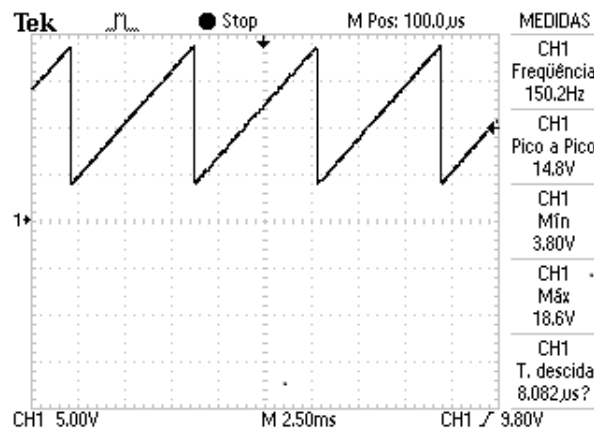


Figura 4.38: Variação da tensão na resistência de carga.

4.4.5.3 Resultados obtidos

Tal como referido anteriormente, foi realizado um ensaio das emissões ambiente (a verde na Figura 4.39) e um ensaio com o sistema em funcionamento (a vermelho na mesma Figura 4.39). A azul encontra-se o limite definido pela Classe B da norma CISPR 22.

Os resultados obtidos comprovam o funcionamento do sistema dentro da legislação aplicável. Verifica-se uma passagem do limite da norma CISPR 22 nas frequências de 101,37 MHz, 98,67 MHz e 98,76 MHz, sendo externas ao sistema desenvolvido por se verificarem mesmo sem o sistema em funcionamento. Entre as frequências de 45 MHz e 60 MHz, aproximadamente, existe um campo elétrico notório no ensaio com o sistema em funcionamento, contudo estes valores de frequência não correspondem a nenhum sinal interno existente no circuito elétrico desenvolvido. Conclui-se assim que, no caso de submissão do sistema a certificação eletromagnética, o teste inerente à emissão eletromagnética teria um resultado positivo para aprovação.

²²Valor exato da resistência de carga é de 950 Ω , pelo que a tensão varia entre 3.80V e 18.6V, com a corrente entre 4.0mA e 19.6mA.

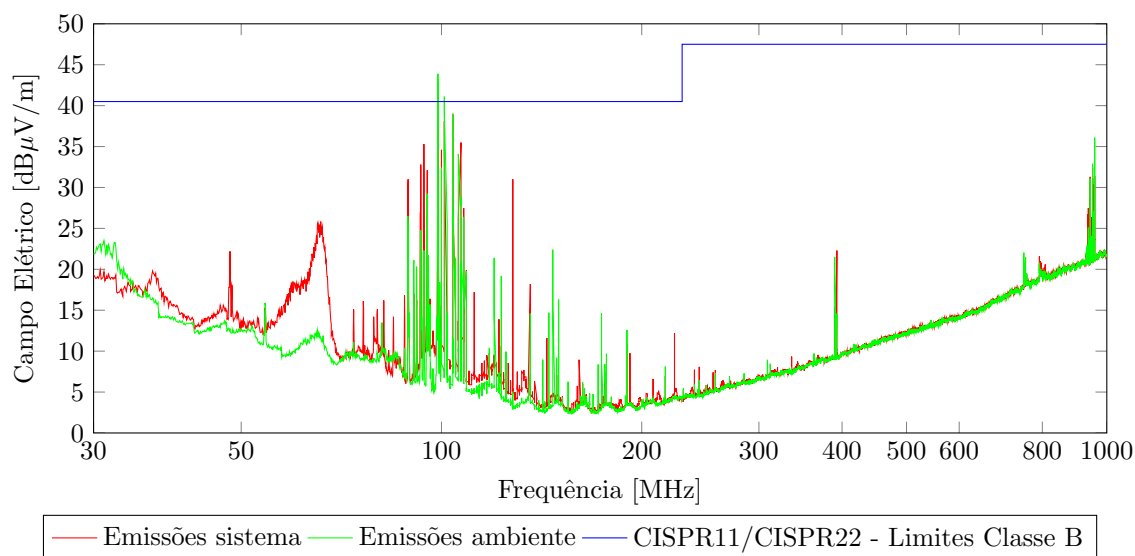


Figura 4.39: Resultados do teste de compatibilidade eletromagnética.

4.5 Tempo de vida útil

A estimativa do tempo de vida útil de um produto em comercialização torna-se importante em termos da definição do tempo de garantia por parte do fabricante, mas também do ponto de vista do futuro proprietário: planos de manutenção e previsão de disponibilidade dos componentes a substituir/reparar [65]. Na generalidade, recorre-se a dois termos fundamentais: *Mean Time to Failure* (MTTF) e *Mean Time Between Failures* (MTBF) [65, 66].

4.5.1 Enquadramento e considerações

O cálculo dos termos referidos, bem como de outros valores igualmente importantes e fundamentais, refletem um processo complexo e diferente entre componentes [65]. Não sendo o cálculo dos vários valores objeto de estudo detalhado neste trabalho, é apresentado o procedimento genérico destes termos. O MTTF representa o tempo estimado até à ocorrência de uma falha do componente [65, 66, 67], correspondendo ao período médio em que 63,2% dos componentes analisados operaram sem nenhuma anomalia; a duração dos testes e o número de componentes em análise são elevados, correspondendo o MTTF ao valor médio.

O MTBF traduz o tempo estimado entre falhas; de um modo geral, pode ser considerado como a soma entre o MTTF e o tempo necessário para substituição do componente. Este valor, MTBF, tal como o MTTF, deriva da taxa de falha () ou FIT (*Failures In Time*) do componente, que corresponde ao número de falhas do componente por cada 1 000 000 000 horas; este valor varia ao longo do tempo, evolução tipicamente dada

pela curva *Bathtub*, Figura 4.40. É assim objetivo do fabricante do produto assegurar que o mesmo é utilizado durante o tempo de vida útil, onde λ é constante; no início do período de funcionamento do componente verifica-se, por vezes, uma elevada taxa de falhas, conseqüente de processos de fabrico ou fraquezas dos materiais utilizados, que tende a diminuir abruptamente; devido ao envelhecimento/fadiga do circuito a taxa de falhas aumenta substancialmente no período final.

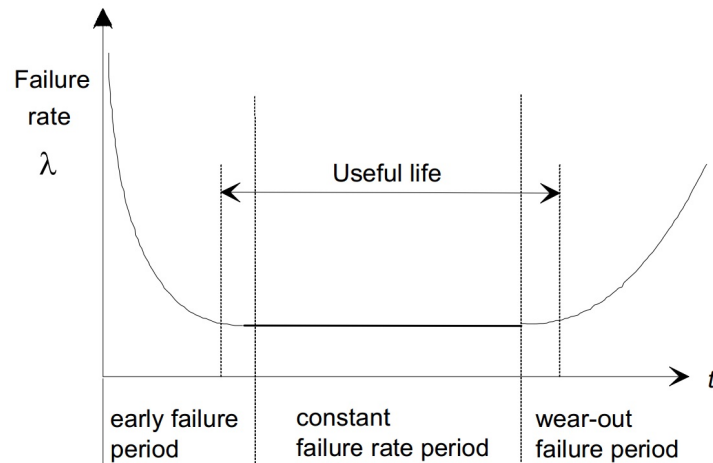


Figura 4.40: Curva *Bathtub* [68].

Em termos de testes físicos aos componentes de modo a obter registos do número de falhas e respetiva taxa de ocorrência, os mesmos são realizados em condições extremas (em termos de temperatura e tensão de funcionamento), sendo depois o resultado extrapolado para a utilização do componente em análise em condições normais²³; existem, na generalidade, cinco testes: *temperature acceleration*, *activation energy*, *voltage acceleration*, *temperature-cycle acceleration* e *humidity acceleration* [69]. Destes, os testes relativos à temperatura são os mais usuais; por exemplo, a Analog Devices, Inc. realiza estes testes em três configurações diferentes (125°C durante 1000 horas, 135°C em 750 horas e 150°C ao longo de 500 horas) [66], enquanto a Microchip Technology Inc. submete os seus componentes a um teste de curta duração (96 horas) ou de longa duração (408 horas), ambos a 150°C [70]. A extrapolação do resultado obtido, tipicamente para 55°C, tem por base a equação/fator de Arrhenius [65, 66]. Salienta-se que os testes apenas têm em consideração o efeito térmico no componente, sendo excluídos impactos mecânicos, de vibração, radiação solar, taxa de humidade, entre outros.

²³Entende-se que um componente não irá funcionar em toda a sua vida útil nas condições máximas admissíveis do mesmo.

4.5.2 Determinação do MTTF/MTBF do sistema

O cálculo de λ é feito recorrendo a uma distribuição matemática (geralmente exponencial ou *Poisson*). Segundo [65] e [71], o cálculo do MTBF e o do MTFF de um sistema²⁴ com n componentes e sem redundância, e no caso da utilização de uma distribuição exponencial no cálculo de λ , é dado por

$$\lambda = \frac{1}{\text{MTBF}} \quad (4.19)$$

onde λ_i corresponde ao valor da taxa de falha para o componente i . Tal como referido anteriormente, não é objeto de estudo o algoritmo de cálculo do MTTF/MTBF. Foram consultados os valores dos componentes, sendo os mesmos fornecidos pelos respetivos *datasheet* ou ferramentas *online* disponibilizadas pelas respetivas marcas dos componentes; contudo, muitos fabricantes fornecem somente o valor de MTBF e não a taxa de falha λ . Sabendo que

$$\lambda = \frac{1}{\text{MTBF}} \quad (4.20)$$

e tendo em conta a equação 4.19, o valor de MTBF será calculado por

$$\frac{1}{\text{MTBF}} = \frac{1}{\text{MTBF}_1} + \frac{1}{\text{MTBF}_2} + \frac{1}{\text{MTBF}_3} + \dots \quad (4.21)$$

onde MTBF_i corresponde ao valor de MTBF do componente i .

A Tabela 4.11 apresenta os valores de MTBF recolhidos e da taxa de falha calculados, bem como o MTBF do sistema. Os componentes passivos possuem um MTBF alto e, em muitos casos, ignorados no cálculo do MTBF de um sistema [72, 73, 74]; contudo, apesar deste estudo não ter como objetivo um cálculo detalhado do MTTF/MTBF, o elevado número destes componentes relativamente aos circuitos integrados levou o autor a considerá-lo, tendo sido utilizado o valor típico estipulado por um fabricante [75] ou relatórios técnicos [76]. Para uma correta análise comparativa, os tempos apresentados foram calculados/consultados para a mesma temperatura, 55°C; o valor de energia de ativação (*activation energy*) é de 0,7 eletrões-volt (na aplicação da equação de Arrhenius).

Os componentes apresentados correspondem ao circuito de uma cavidade e respetiva alimentação; apesar da placa de alimentação elétrica estar preparada para quatro cavidades, o cálculo apresentado corresponde a uma cavidade apenas. Os componentes de referência *A8498* e *B330A* não foram incluídos neste estudo, por os fabricantes não

²⁴Circuito com mais de um componente elétrico.

Quantidade	Componente	MTTF/MTBF	Taxa de falha () calculada
1	PIC18F46K22	10,79 anos	0,00001363211
1	AD5420	1.860.032.997 horas	0,00000000136
1	UA741CD	990.000.000 horas	0,00000000101
2	HCPL-181	7.463.000 horas	0,00000026799
1	LM211D	990.000.000 horas	0,00000000101
1	LM2611	1.814.000.000 horas	0,00000000055
1	NCP1117ST50T3G	836.323.787	0,00000000230
1	MC79M05BDTG	836.323.787	0,00000000230
1	MBR0520	113.608.274 horas	0,00000001028
28	Resistência	434.782.608 horas	0,00000006440
27	Condensador cerâmico	277.777.777 horas	0,00000009720
4	Condensador eletrolítico	41.655.535 horas	0,00000009603
4	Bobina	588.235.294 horas	0,00000000680
Taxa de falha do sistema			0,00001112644
(horas)			89875,98
(anos)			10,26

A memória FLASH possui um tempo de vida útil de quarenta anos.

Tabela 4.11: *Mean Time to Failure* dos componentes e do sistema.

fornecerem qualquer informação, apesar do contacto do autor deste Projecto junto dos mesmos.

Em [77] o autor relaciona vários parâmetros de funcionamento e de enquadramento dos componentes com a taxa de falha dos mesmos, Tabela 4.12. Em termos de utilização final do sistema desenvolvido neste documento, o único fator dependente do utilizador/local de utilização é a temperatura; os restantes parâmetros são internos ao circuito elétrico.

Não foi estabelecido com a empresa requerente deste Projeto qualquer valor de MTTF que o sistema desenvolvido deveria apresentar. Contudo, com bases nos cálculos efetuados e os valores apresentados em 4.11, o autor considera o tempo de vida útil de 10,26 anos bastante aceitável; salienta-se que, tal como referido em 1.2, o tempo mínimo de funcionamento do sistema será igual ao tempo de vida útil dos fornos de fundição que ronda os 8 anos, no máximo dez anos²⁵, pelo que o tempo de MTTF é superior. Para além disso, os cálculos efetuados têm por base uma temperatura de funcionamento de 55°C que, apesar de se encontrar na gama de trabalho pretendida em 1.2, é superior às condições normais de funcionamento, o que irá prolongar o tempo de vida útil obtido.

²⁵Informação fornecida pela empresa BA Vidro, SA.

Componente	Temperatura ambiente	Temperatura na junção	Potência <i>stress</i>	Tensão <i>stress</i>	Corrente <i>stress</i>	<i>Breakdown voltage</i>	Tecnologia	Complexidade	Encapsulamento	Aplicação	Contact construction	Production maturity	Ambiente	Qualidade
Circuito integrado linear e digital		D		x	x	x	x	x	x			x	x	x
Díodo		D	x	x	x	x	x		x	x	x	x	x	x
Resistência	D		D				x					x	x	x
Condensador	D			D			x		x	D		x	x	x
Bobine, transformador	D		x	x			x					x	x	x
<i>Switch</i>	D			x	x		x	x	x	x	D	x	x	x
Conector	D				x		x		x	x	D	x	x	x

D - Parâmetro dominante
x - Parâmetro importante

Tabela 4.12: Parâmetros influentes do MTTF [77].

4.6 Especificação adicional: comunicação *Ethernet*

Tal como referido em 1.2, a comunicação ao PLC da posição do transdutor foi desde o início definida como um sinal em corrente, existindo apenas dois sinais digitais de comunicação para transmissão de outros valores. Considerando que a transmissão da corrente de saída ao PLC requer duas ligações físicas, cada cavidade irá requerer a existência de quatro ligações. Exemplificando para uma máquina IS de doze secções e gota tripla, serão necessárias 144 ligações para transmissão de 36 posições de transdutores e 36 comunicações entre o PLC e todos os sistemas de condicionamento de sinal. De modo a reduzir não apenas o número de ligações inerentes ao PLC, bem como o número de comunicações necessárias para realização de outras funções, a implementação de uma rede de automação industrial é considerada pelo autor como uma pertinente especificação adicional.

Foi desenvolvido e implementado um protótipo para comunicação *Ethernet* entre o sistema descrito neste documento e o PLC. A seleção de comunicação *Ethernet* ao invés de outros protocolos existentes na automação industrial (*AS-Interface*, *Modbus*, *FIPIO*, *Fipway*, *CAN*, *Interbus*, *Profibus DP*, *Device Net*, entre outros) provém da sua versatilidade, larga utilização na automação industrial, velocidade e, tendo em conta que se trata de uma prova de conceito para a qual não foi implementada qualquer rede industrial específica, a utilização de um protocolo suportado por qualquer computador

é uma vantagem [78, 79]. Esta prova de conceito tem por objetivo a demonstração de funcionamento da comunicação, sob protocolo TCP, de valores entre dois dispositivos de uma rede. O sistema desenvolvido, Figura 4.41, tem por base um PIC da mesma família (PIC18F) que o utilizado no condicionamento de sinal e um circuito integrado (W5100 da WIZnet Co, Ltd.) dedicado à gestão de comunicação de rede. O autor concebeu este protótipo conciliando as várias funcionalidades dos circuitos integrados utilizados, tais como:

- Possibilidade de utilização de protocolo *TCP*, *UDP*, *IPv4*, *ICMP*, *ARP*, *EGMP* ou *PPPoE*,
- Transmissão e receção até 16 kBytes de dados,
- Velocidade de 10 Mbps e 100 Mbps,
- Comunicação USB,
- Implementação de comunicação SPI, I²C e/ou RS232 com outros dispositivos,
- Possível implementação de dispositivo *wireless* no sistema, através de conector dedicado disponível para o efeito,
- *Interface* com utilizador.

A Figura 4.41 apresenta uma unidade do protótipo desenvolvido; é visível a existência da ficha de ligação RJ45, USB (permite comunicação e alimentação energética do sistema), *display* de sete segmentos e botões de pressão para *interface* com o utilizador, vários *led* para monitorização das comunicações implementadas e linhas I/O para ligação a outros sistemas.

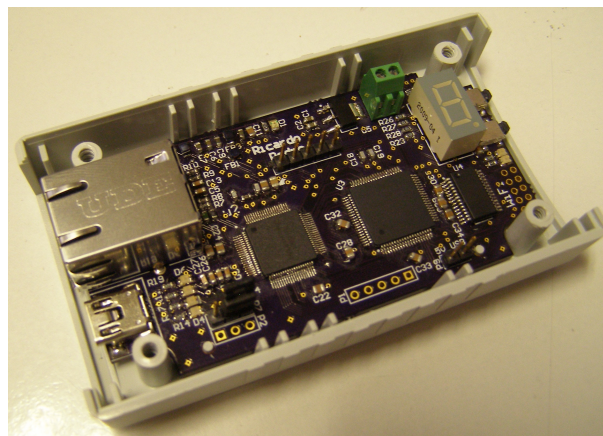


Figura 4.41: Placa de desenvolvimento para comunicação *Ethernet*.

Tal como referido anteriormente, o trabalho relativo a esta especificação adicional consiste numa prova de conceito, não sendo pretendida a implementação de uma

rede robusta e especificamente desenvolvida para a possível aplicação pretendida (integração no sistema desenvolvido neste Projeto). O sistema foi desenvolvido em modo cliente no protocolo TCP, ligado a um *router* e um computador, encontrando-se neste último um servidor TCP. As configurações e algoritmo de comunicação implementado foram testados através do envio de dados (dígitos) do cliente para o servidor, com uma frequência fixa, sendo simultaneamente visualizados no *display* do sistema; no caso do utilizador enviar um valor, entre 0 e 9, através do servidor presente no computador, o mesmo era visualizado por alguns instantes no *display* de sete segmentos do sistema.

Capítulo 5

Ensaaios em ambiente industrial

O produto desenvolvido e descrito no Capítulo 4 após validado pela empresa requerente em função de todos os testes e ensaios realizados, documentados e analisados em 4.4, foi produzido em maior número para ensaios até duas secções de gota quádrupla, em ambiente industrial. Os principais testes realizados consistiram na ligação de uma secção de três cavidades de uma máquina IS, nas instalações da BA Vidro, SA situadas na localidade da Marinha Grande (Leiria), de modo a:

1. Analisar as condições ambientais e da instalação fabril onde o sistema estará em funcionamento;
2. Comprovar a robustez do sistema. Os ensaios decorreram durante 76 dias/24 horas diárias;
3. Caracterizar o(s) movimentos(s) realizado(s) pelos transdutores e analisar possíveis diferenças entre transdutores e o resultados obtidos em laboratório;
4. Comprovar o funcionamento da interligação entre o sistema eletrónico e o PLC.

5.1 Instalação do sistema na BA Vidro, SA

Os testes decorreram numa máquina IS constituída por doze secções de gota tripla (três cavidades por secção) funcionando somente segundo o processo NNPB, com uma produção média de 25.920 unidades por hora. No decorrer destes ensaios, a linha em causa encontrava-se a fabricar garrafas de bebida (cerveja) de 250 ml com um peso nominal de 165 gramas, Figura 5.1; as especificações de produção definidas permitiam que o peso de cada garrafa variasse entre 163 e 169 gramas, tendo obrigatoriamente o volume útil da mesma um valor entre 247 ml e 255 ml. Para cumprimento destas especificações de produção, a máquina IS encontrava-se programada para controlo do peso da gota de vidro num *setpoint* de 11,5 mm, dentro da gama de 8,5 mm a 14,5 mm.



Figura 5.1: Ensaio em ambiente industrial: exemplo de embalagem produzida.

A secção em causa (secção 3 da máquina) foi desligada do atual sistema em funcionamento na fábrica e conectada ao sistema desenvolvido neste trabalho. Esta operação é fundamentada não só pelo requisito obrigatório de não influenciar o normal funcionamento da máquina IS, bem como pela impossibilidade elétrica dos transdutores estarem ligados a dois sistemas em simultâneo. Tendo em conta que em situação de desconexão dos transdutores as respetivas cavidades são controladas através da média das restantes cavidades, todos os resultados obtidos e aqui apresentados correspondem ao funcionamento da máquina IS em normal operação.

Um dos parâmetros desconhecidos pelo autor deste Projeto consistia na ligação física entre os transdutores colocados na respetiva máquina e o local de instalação do sistema; o sistema foi colocado na sala de controlo da unidade fabril, local onde se encontra o atual equipamento de medição de peso da gota de vidro (sistema já apresentado no Capítulo 2, Figura 2.15). O aceso aos sinais indutivos dos transdutores é feito através da cablagem existente entre a máquina IS e o atual sistema, visível na Figura 5.2; no caso da máquina testada, o comprimento entre a caixa de ligação junto da secção mais distante e as fichas de ligação na sala de controlo ronda os trinta metros.

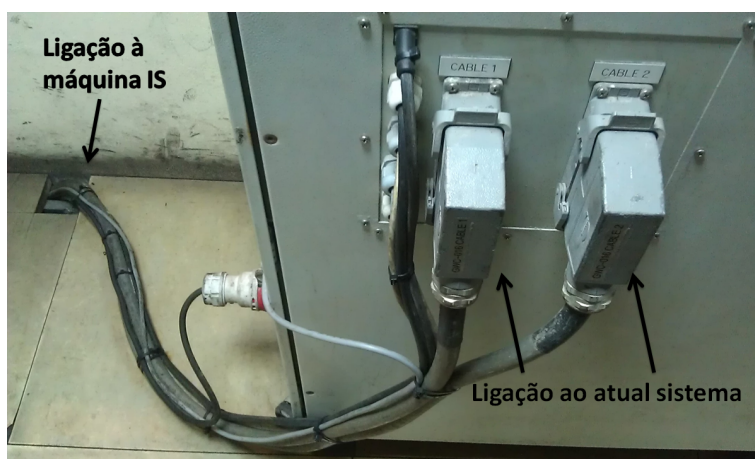


Figura 5.2: Cablagem dos transdutores indutivos.

5.2 Interligação entre o sistema e o PLC

A comunicação entre o sistema desenvolvido e o PLC consiste, tal como referido em 4.1.5, pelo sinal em corrente e dois sinais digitais de comunicação. Nos primeiros testes decorridos na BA Vidro, SA, os dispositivos apenas comunicavam através do sinal da corrente elétrica (4 mA a 20 mA). Este sinal era adquirido no PLC num canal analógico de 16 bit de resolução.

O registo dos valores em corrente é da responsabilidade da empresa GlassSoft - Robótica e Sistemas, Lda. Nestes ensaios era pretendido o registo dos vários movimentos efetuados pelos transdutores ao longo do tempo. Cada registo de movimento foi definido como:

1. O registo do valor da corrente das três cavidades inicia-se quando a corrente de uma das cavidades é igual ou superior a 6 mA;
2. Após uma das cavidades ultrapassar 6 mA são registados 500 pontos das três cavidades a 500 Hz, ou seja, 1 s.

Relativamente ao *firmware* das placas de condicionamento de sinal, no processo de calibração a posição inferior do transdutor foi definida como 4,5 mA enquanto a superior nos 19,5 mA. Foi estipulada esta gama por não se conhecer o movimento real do transdutor na máquina IS. O processo de calibração é, no sistema presente na unidade fabril, efetuado pelo operador através da *interface* existente para o efeito. Numa primeira fase, a calibração das placas de condicionamento de sinal em testes na BA Vidro, SA, era efetuada com recurso ao botão de pressão presente nas mesmas. Contudo, no decorrer dos ensaios o sistema desenvolvido neste Projeto foi integrado numa versão inicial do sistema da empresa GlassSoft - Robótica e Sistemas, Lda., tendo sido estipulado um protocolo de comunicação que permite ao microcontrolador transmitir e receber dados do PLC, essenciais para o processo de calibração. À data deste documento, a execução da calibração por parte do operador com recurso ao sistema da empresa em causa encontrava-se em fase de implementação, estando a comunicação entre o sistema desenvolvido neste Projeto e o PLC implementada e validada.

5.3 Caracterização do movimento do transdutor

A Figura 5.3 representa o movimento (pneumático) de uma cavidade, selecionada aleatoriamente. Tal como descrito anteriormente, o movimento corresponde a 500 registos, ou seja, 1000 ms. Analisando o gráfico obtido, verifica-se que a segunda etapa de compressão do vidro contra a superfície interna do molde (ver 2.1.2.1 e Figura 2.12(a)) demora cerca de 493 ms, sendo que após essa compressão existe um pequeno movimento

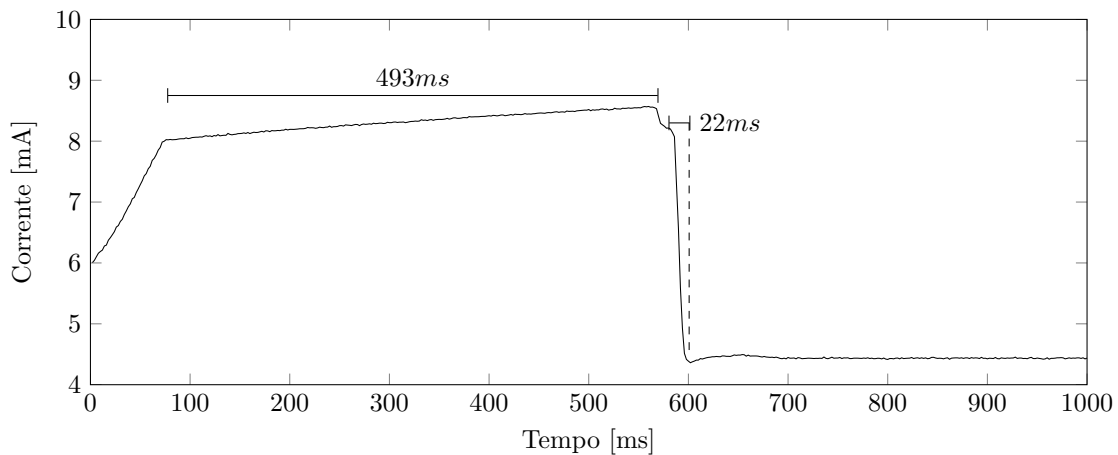


Figura 5.3: Ensaio em ambiente industrial: movimento de transdutor.

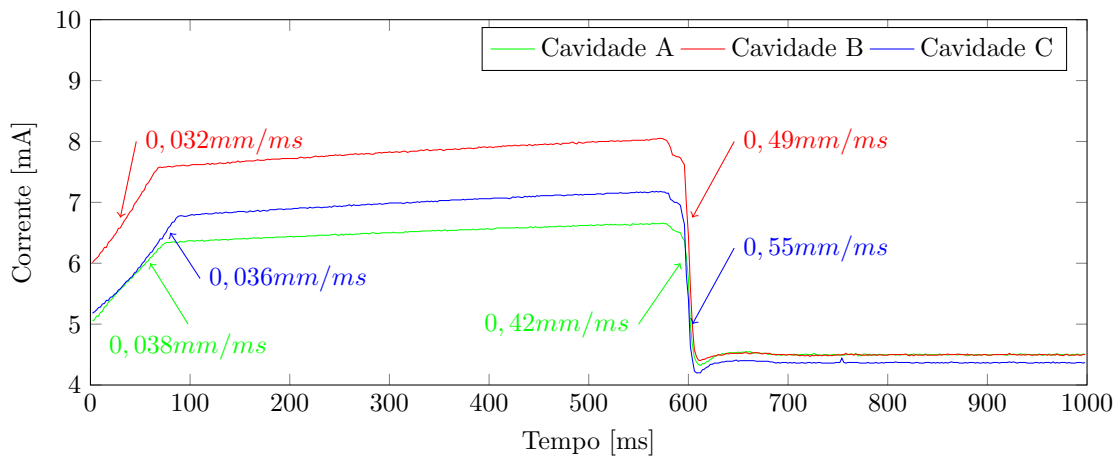


Figura 5.4: Ensaio em ambiente industrial: desfasamento entre movimento dos transdutores.

descendente do transdutor seguido da descida total durante 22 ms. Este movimento de 22 ms termina um pouco abaixo (0,064 mA) da posição nominal do transdutor; esta situação é considerada aceitável pela BA Vidro, SA, considerando a possibilidade da mesma ser um efeito de amortecimento para evitar desgaste mecânico. Em termos de tempo de subida não foi possível medir esse intervalo completo, por o registo apenas se iniciar nos 6 mA.

Comparando o movimento entre cavidades, verifica-se um desfasamento entre o movimento de subida das diversas cavidades. Na Figura 5.4 verifica-se que a velocidade de subida entre cavidades é distinta, variando entre 0,0034 e 0,044 mA/ms, ou 0,076 e 0,064 mm/ms. Esta desigualdade é originada pelo normal funcionamento da máquina IS, não tendo qualquer dependência do funcionamento do sistema desenvolvido pelo autor.

Em termos da taxa de atualização do sinal de saída (em corrente) em função do

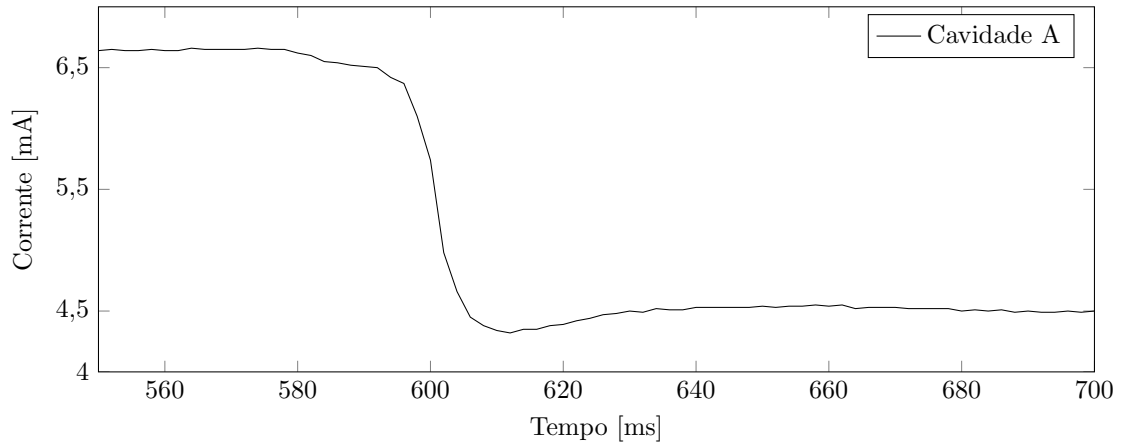


Figura 5.5: Ensaio em ambiente industrial: detalhe de descida de uma cavidade.

movimento real do transdutor, verifica-se que a frequência da mesma é alta o suficiente para uma correta caracterização do movimento do transdutor. Os resultados apresentados possuem uma cadência de 2 ms, ou seja, 2,84 vezes superior ao disponível pelo sistema de condicionamento de sinal; na Figura 5.5, que apresenta com maior detalhe a descida do movimento da cavidade A, é notório que para além do movimento estar corretamente caracterizado, o aumento da frequência de aquisição do PLC para a frequência de atualização disponível pelo sistema, permite detalhar o movimento de forma muito aceitável.

Os movimentos registados pelo PLC em termos de corrente elétrica podem ser convertidos em posição (mm), permitindo assim determinar a posição máxima do transdutor o que permite calcular o peso da gota de vidro. Com base na caracterização do transdutor oriunda do ensaio descrito em 4.4.4, é possível obter as curvas de deslocamento da Figura 5.6. Através deste resultado verifica-se o correto funcionamento da secção da máquina IS em teste: considerando o *setpoint* de 11,5 mm e a gama admissível de funcionamento entre 8,5 mm e 14,5 mm, os resultados apresentados encontram-se dentro do esperado.

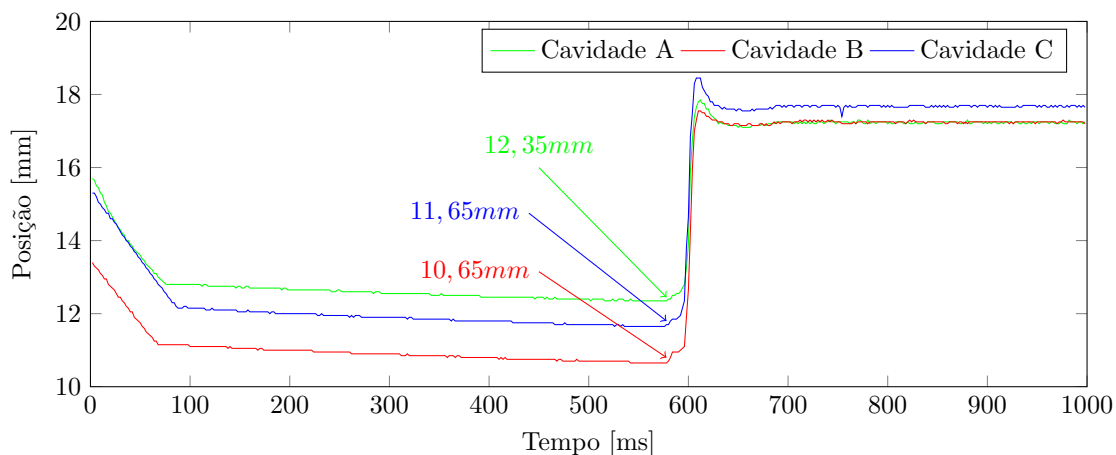


Figura 5.6: Ensaio em ambiente industrial: movimento dos transdutores da secção 7.

5.4 Imunidade a influências externas e internas

Uma das principais diferenças entre o funcionamento do sistema em ambiente laboratorial e em ambiente industrial são as condições eletromagnéticas e ambientais / físicas do local. Tal como referido anteriormente, todos os ensaios apresentados correspondem ao normal funcionamento da máquina IS, não sendo possível a colocação do transdutor em posições previamente estipuladas, à exceção da posição inicial e final, por curtos períodos de tempo. Para além disso, os testes apresentados e analisados em 4.4 são referentes a uma placa de condicionamento de sinal, não tendo sido efetuados testes com mais de duas unidades em pleno funcionamento. Como tal, a imunidade do sistema a influências externas e internas (monitorização de várias cavidades em simultâneo) apenas poderá ser monitorizada com base nos registos em corrente (do PLC) referentes aos movimentos dos transdutores indutivos.

Como referido anteriormente, a ligação aos transdutores é efetuada por cablagem de comprimento considerável. A influência desta cablagem poderá ser aferida comparando a frequência de saída do conversor indutância / frequência nas posições limite em relação aos valores obtidos em ambiente laboratorial. Na Tabela 5.1 encontram-se os valores adquiridos num processo de calibração das cavidades monitorizadas nestes testes em ambiente industrial e, recorrendo ao mesmo processo de calibração, os valores de dois transdutores disponíveis em laboratório. Verifica-se uma ligeira diminuição do valor da frequência na posição superior, ainda menor na posição inferior, mas estes registos resultam numa maior variação de frequência nas três cavidades monitorizadas. Apesar da desigualdade entre as três cavidades da máquina IS e os dois ensaios laboratoriais, salienta-se uma proximidade entre os transdutores testados na indústria e no laboratório.

Contudo, tendo em conta a existência de uma função de calibração do sistema

Transdutor	Posição inferior	Posição superior	Variação frequência
Cavidade A, secção 7	2555,71 Hz	1688,74 Hz	866,97 Hz
Cavidade B, secção 7	2556,70 Hz	1689,01 Hz	867,69 Hz
Cavidade C, secção 7	2556,82 Hz	1687,53 Hz	869,29 Hz
Ensaio laboratorial - transdutor 1	2559,00 Hz	1695,40 Hz	863,60 Hz
Ensaio laboratorial - transdutor 2	2557,96 Hz	1694,5 Hz	863,46 Hz

Tabela 5.1: Ensaio em ambiente industrial: influência da cablagem e diferenças de indutância entre transdutores.

que permite calcular, considerando a função de transferência discutida no Capítulo 4, o valor correto da corrente a enviar ao PLC, os valores de frequência não afetam consideravelmente o desempenho do circuito. Por outro lado, e tendo em conta a dependência direta da taxa de atualização em função da frequência de saída do conversor indutância / frequência, torna-se necessário determinar o novo valor da frequência de atualização em função dos valores obtidos no processo de calibração. Na subsecção 4.2.1.1 é justificado o cálculo do intervalo de tempo entre atualizações do valor da corrente, dado por

$$\text{-----} \tag{5.1}$$

com o período do sinal em frequência do conversor indutância / frequência. Assim, o maior período obtido nos ensaios industriais é de 703,31 s, aumentando em 2,75 s o tempo de atualização do sinal de saída do sistema.

5.5 Análise aos testes em ambiente industrial

Os testes realizados neste Capítulo comprovam o correto funcionamento do sistema em ambiente industrial, ou seja, na aplicação para a qual foi requerida.

Os resultados obtidos nestes ensaios não podem ser comparados com o desempenho do atual sistema de medição do peso da gota de vidro, desde logo por não ser possível ligar o mesmo sensor aos dois equipamentos em simultâneo, tornando-se impossível a comparação da resposta de ambos os sistemas para o mesmo movimento de um transdutor. Para além disso, é visualmente perceptível no atual sistema existente na BA Vidro, SA. o desfasamento entre os movimentos das secções da máquina IS; isto é, a diferença da posição máxima atingida por cada transdutor varia substancialmente entre cavidades e entre diversos movimentos da mesma cavidade. Contudo, os resultados de vários ensaios realizados foram disponibilizados aos operadores das máquinas IS e/ou funcionários da BA Vidro, SA, que validaram os valores registados em termos

do movimento obtido para os transdutores. Esta validação deriva essencialmente das características dos movimentos calculados pelo sistema desenvolvido neste Projeto, e já analisados anteriormente, quer seja por questões temporais ou de posição dos transdutores.

Capítulo 6

Conclusões

O presente Projeto teve como objetivo o desenvolvimento de uma solução elétrica / eletrônica, para medição do peso da gota de vidro, na indústria vidreira. Essa solução foi previamente especificada no Capítulo 1, em concordância com as empresas envolvidas neste trabalho. Para cumprimento desse objetivo, não só foram estudadas, implementadas e testadas diversas soluções para validação da empresa requerente, mas também analisado o processo de fabrico de produtos de vidro de embalagem.

O estudo do processo de fabrico de vidro de embalagem, presente na Secção 2.1 do Capítulo 2, permitiu ao autor conhecer importantes parâmetros associados ao funcionamento do sistema requerido: por um lado, a importância vital que a medição do peso da gota de vidro tem numa unidade de produção vidreira, quer seja por questões de qualidade dos produtos fabricados, quer pela eficiência do processo e consequente motivação financeira; por outro lado, o facto da posição do transdutor indutivo permitir não só o cálculo do peso da gota de vidro mas também valores de tempos de prensagem, pressão utilizada, determinação de origens de defeitos nos produtos, entre outros.

No mesmo Capítulo deste documento, o estudo de soluções para condicionamento de sinais indutivos revelou ao autor a escassa existência de circuitos discretos e integrados dedicados a essa função, essencialmente em termos de precisão, robustez e frequência de aquisição.

No Capítulo 3 e Capítulo 4, foram apresentados três sistemas desenvolvidos para aquisição da posição dos transdutores indutivos presentes nas máquinas IS da empresa BA Vidro, SA. As duas soluções analógicas presentes no Capítulo 3, não foram validadas pelo não cumprimento das especificações técnicas definidas em 1.2, em resultado de vários ensaios em ambiente laboratorial. Contudo, o *know - how* adquirido pelo autor em termos de aquisição de sinais indutivos foi crucial para o desenvolvimento

da solução apresentada no Capítulo 4, tendo esta sido implementada e validada. Para além disso, os processos de validação das soluções apresentadas pelo autor levaram, em várias alturas do Projeto, ao reajuste das especificações inicialmente delineadas. Exemplificando, os sistemas analógicos do Capítulo 3 possuíam a função de calibração das mesmas, de forma analógica e manual, não sendo a calibração digital e remota (comunicação com PLC) considerada no início deste trabalho; a mesma apenas foi considerada de elevada importância após realização de vários testes aos dois sistemas em causa.

O autor apresentou assim, no Capítulo 4, um sistema de condicionamento de transdutores indutivos industriais, que respeita todas as especificações estipuladas para o mesmo. Salientam-se quatro parâmetros/características: taxa de atualização do sinal de saída, precisão na aquisição da posição do transdutor, estrutura do produto e função de calibração/*interface* com o operador. O valor da taxa de atualização requerida é de 1 ms, encontrando-se o intervalo máximo entre atualizações em 707,525 s, o equivalente a 70,75 % do pretendido. Em termos de precisão no cálculo da posição do transdutor, o erro máximo obtido no sistema desenvolvido é de 0,05 mm, metade do objetivo de 0,1 mm especificado desde o início do Projeto. Estes valores característicos do sistema não possuem qualquer influência entre cavidades, permitindo a cada máquina IS o total controlo sobre o funcionamento individual das suas cavidades em termos de medição do peso da gota de vidro. A quarta característica realçada, das especificações definidas para este Projeto, consiste na função de calibração remota e/ou local e no *interface* com o operador, permitindo não apenas calibrar o sistema localmente como remotamente, bem como informar o mesmo da ocorrência de alguma anomalia. Para além destas especificações, o autor salienta a realização e o resultado do teste de compatibilidade eletromagnética baseado na legislação a aplicar ao sistema desenvolvido, em caso de submissão do mesmo, e no tempo de vida útil estimado de 10,26 anos para a solução apresentada.

A realização dos ensaios em ambiente laboratorial tinha como objetivo a validação, por parte da empresa requerente, das soluções apresentadas pelo autor deste Projeto. Os mesmos permitiram caracterizar detalhadamente o desempenho da solução validada, tendo a mesma sido posteriormente testada em ambiente industrial. Os testes na unidade fabril da BA Vidro, SA, que decorreram ininterruptamente ao longo de 76 dias, não possibilitaram a repetição de vários ensaios realizados em ambiente laboratorial, mas sim a confirmação do correto funcionamento do sistema em função das especificações requeridas. O movimento de três cavidades de uma máquina IS, em normal funcionamento, foi monitorizado e validado quer pela empresa produtora de vidro de embalagem ou pela (possível) comparação com o atual sistema de medição de

peso de gota de vidro, quer em função dos resultados expectáveis com base no estudo efetuado no Capítulo 2 relativo ao processo de produção.

6.1 Produção industrial em massa do sistema desenvolvido

Tal como referido anteriormente, para os testes em ambiente industrial, foram produzidos oito sistemas de condicionamento de sinal e duas placas da unidade de alimentação. Apesar da empresa requerente deste Projeto ter como objetivo de curto prazo a implementação do sistema desenvolvido em todas as cavidades de uma máquina IS, é também oportuno especular a implementação do mesmo sistema em outras máquinas. Como tal, e tendo em conta que a produção em massa do sistema não é, nem nunca foi, da responsabilidade do autor deste documento, a empresa GlassSoft - Robótica e Sistemas, Lda. requereu a uma outra empresa a produção de uma versão industrial do sistema apresentado neste documento; o autor deste Projeto desempenhou o papel de consultor nas pequenas alterações efetuadas derivadas de algumas modificações físicas realizadas. Esta versão, Figura 6.1, consiste na solução desenvolvida pelo autor deste Projeto, com alteração do *layout* (por parte da referida empresa) em função dos materiais e componentes mecânicos requeridos para instalação numa unidade fabril. O produto apresentado na Figura 6.1 corresponde ao condicionamento de sinal dos transdutores indutivos de uma secção, num máximo de quatro cavidades.

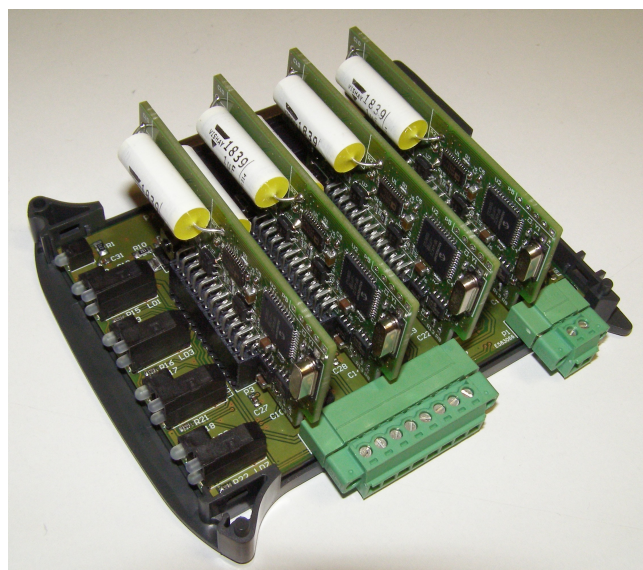


Figura 6.1: Versão industrial para instalação em unidade fabril.

6.2 Trabalho futuro

O autor deste documento analisou e implementou uma prova de conceito de comunicação *Ethernet*, protocolo TCP, entre o sistema desenvolvido e um computador, na Secção 4.6. Esta especificação adicional, cujo objetivo passa pela integração do sistema numa rede de automação industrial, permite não só a redução do número de ligações físicas entre os diversos sistemas e o PLC, mas também a transmissão de um maior número de dados. Para além disso, tendo em conta a existência de três conversões de sinal entre a posição do transdutor e o PLC (conversão indutância/frequência, conversão frequência/corrente e leitura da corrente no PLC), a utilização de um protocolo de comunicação eliminava as duas últimas conversões, reduzindo o erro associado às mesmas.

É assim considerado oportuno o estudo, desenvolvimento e implementação de um protocolo de comunicação que permita a interligação das várias placas de condicionamento de sinal indutivo a uma rede industrial.

Bibliografia

- [1] (2013, Agosto) British Glass Manufacturers' Confederation. [Online]. Available: www.britglass.org.uk
- [2] History of Glass. [Online]. Available: www.historyofglass.com
- [3] "The future of glass forming technology for the manufacturer of lightweight containers," WRAP - Material change for a better environment, Tech. Rep., 2008.
- [4] FEVE - The European Container Glass Federation, "Newsletter - october 2009 - nr. 377."
- [5] "FEVE - The European Container Glass Federation." [Online]. Available: www.feve.org
- [6] "Glass packaging institute." [Online]. Available: www.gpi.org
- [7] "Verallia - a global and innovative glass manufacturer." [Online]. Available: www.verallia.com
- [8] "O-I Owens - Illinois, Inc." [Online]. Available: www.o-i.com
- [9] The European Container Glass Federation, "European container glass - feve market data - 2012."
- [10] Instituto Nacional de Estatística, "Estatísticas da Produção Industrial 2003," indústria, Construção e Energia.
- [11] —, "Estatísticas da Produção Industrial 2011," iSSN 0872-9298.
- [12] "SORG GmbH." [Online]. Available: www.sorg.de
- [13] "Horn glass industries." [Online]. Available: www.hornglass.com
- [14] "Heye-International GmbH." [Online]. Available: www.heye-international.com
- [15] "Sklostroj Turnov CZ, s.r.o." [Online]. Available: www.sklostroj.cz

- [16] “GEDEVELOP AB.” [Online]. Available: www.gedevelop.com
- [17] “Emhart Glass SA.” [Online]. Available: www.emhartglass.com
- [18] K. M. Alan Fenton, Oliver Wiegand, “Light weighting containers,” Emhart Glass, Wiegand Glas, Tech. Rep.
- [19] Paul Schreuders, “Zero defect production: The ultimate state of process control,” 2013.
- [20] Emhart Glass SA, “Guide to container defects.”
- [21] Matthew Hyre, “Modelling defect creation during the forming process,” 2009.
- [22] Emhart Glass SA - Hartford Division, “Glass container defects - causes and remedies,” tW0738/1191.
- [23] Antonio Ruiz, Eskarne Loinaz, Fernando Rodriguez, Mar Sánchez, Fernando Granja, “Computer-vision-based gob inspection system for monitoring and control in glass industry,” of *Electronic Imaging*, vol. 13, pp. 613–618, 2004.
- [24] “GPS Glasproduktions-Service GmbH.” [Online]. Available: www.gps-essen.de
- [25] “XPAR Vision B.V.” [Online]. Available: www.xparvision.com
- [26] Emhart Glass SA, “Technical news bulletin: Plunger process control (ppc),” 2007.
- [27] Heye - Internacional, “Heye Process Control - Automatic Press Duration.”
- [28] Christian Froba, Emhart Glass SA, “Optimization of cotainer production with plunger process control,” 2007.
- [29] Heye - Internacional, “Heye Process Control.”
- [30] GPS Glasroduktions-Service GbnH, “GPS Process Control+ Data and Facts.”
- [31] “BA Vidro, SA,” 2013.
- [32] “Displacement transducer to identify the position of a pressing plunger,” Estados Unidos da América Patent 5,644,227, 1997.
- [33] IET LABS, INC., “Precision LCR Meters 1900 Series.”
- [34] Analog Devices Inc., “1 MSPS, 12-Bit Impedance Converter, Network Analyzer AD5933,” 2013.
- [35] *MCP2036*, Microchip Technology Inc., 2009.

- [36] A. P. Malvino, *Princípios de ELECTRÓNICA*. McGRAW-HILL, Lda., 2000, vol. 2.
- [37] Ron Mancini, Richard Palmer, “Sine-Wave Oscillator,” Application Report, 2001, texas Instruments, Inc.
- [38] I. Gottlieb, *Practical Oscillator Handbook*. Butterworth-Heinemann, 2004.
- [39] S. Chattopadhyay and S. Bera, “Modification of the maxwell-wien bridge for accurate measurement of a process variable by an inductive transducer,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 9, pp. 2445–2449, 2010.
- [40] *LM2907/LM2917 Frequency to Voltage Converter*, National Semiconductor Corporation, 2008.
- [41] *AN-162 LM2907 Tachometer/Speed Switch Building Block Applications*, National Semiconductor Corporation, 1995.
- [42] *AD5410/AD5420*, Analog Devices, Inc., 2009-2012.
- [43] Analog Devices Inc., “Chapter 10: Passive Componentes.”
- [44] A. Drumea and P. Svasta, “Universal electronic module for industrial control based on system on chip device,” in *Electronics Technology, 30th International Spring Seminar on*, 2007, pp. 513–516.
- [45] P. Murphy, M. Xie, Y. Li, M. Ferdowsi, N. Patel, F. Fatehi, A. Homaifar, and F. Lee, “Study of digital vs analog control,” pp. 203–206.
- [46] Microchip Technology Inc., “Section 33. audio digital-to-analog converter (dac),” 2009.
- [47] ———, “AN538: Using PWM to Generate Analog Output,” 2002.
- [48] R. Choudhury and S. Jain, *Linear Integrated Circuits - Second Edition*. New Age International, 2003.
- [49] K. H. Torvmark, “LC filter with improved high-frequency attenuation,” 2003.
- [50] I. Allegro Microsystems, *A8498: Wide Input Voltage 3.0 A Steo Down Regulator*.
- [51] *Chapter 17: Circuit Board Layout Techniques*. Texas Instruments.
- [52] Armistead Technologies LLC, “Trace current carrying capacity,” 2010.

- [53] K. L. James Roberge, *Operational Amplifiers: Theory and Practice*, segunda edição ed. John Wiley & Sons Inc., 2007.
- [54] Ron Mancini, Texas Instruments, “Op amps for everyone,” 2002.
- [55] Jim Karki, Texas Instruments, “Understanding operational amplifier specifications,” 1998.
- [56] *UA741 General Purpose Operational Amplifiers*, Texas Instruments Inc., 2000.
- [57] *Decreto-Lei n° 35/2007*, Diário da República, 1ª série Std. 188, Setembro 2007.
- [58] *Directiva 2004/108/CE do Parlamento Europeu e do Conselho*, Jornal Oficial da União Europeia, 15 de Dezembro de 2004.
- [59] *ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (EMC) - Part 6-4: Generic Standards - Emission standard for industrial environments*, International Electrotechnical Commission Std. 2.0, 2006.
- [60] *EN 55022:2010 Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*, CENELEC - European Committee for Electrotechnical Standardization Std. 20 604, 2010, cISPR 22:2008 (MOD).
- [61] *CISPR 22:2008*, International Electrotechnical Commission Std., Rev. 6.0.
- [62] *EN 61326-1:2006 Electrical equipment for measurement, control and laboratory use - EMC requirements - Part 1: General requirements*, CENELEC - European Committee for Electrotechnical Standardization Std. 16 611, 2006.
- [63] *CISPR 11 2010*, International Electrotechnical Commission Std., Rev. 5.1.
- [64] V. Kee, “The cispr 20db per decade extrapolation rule explored.” Ultratech Group of Labs.
- [65] Krasich, M., “How to estimate and use MTTF/MTBF would the real MTBF please stand up?” in *Reliability and Maintainability Symposium, 2009. RAMS 2009. Annual*, 2009, pp. 353–359.
- [66] “Reliability handbook ug-311,” Analog Devices, Inc., 2000-2013.
- [67] William J. Vigrass, *Calculation of Semiconductor Failure Rates*.
- [68] EUROPEAN POWER SUPPLY MANUFACTURERS ASSOCIATION, “RELIABILITY - Guidelines to Understanding Reliability Prediction,” EPSMA, Tech. Rep., 2005.

- [69] “Power Semiconductor - Reliability Handbook,” Alpha and Omega Semiconductor, 2010.
- [70] Reliability data. Microhip. [Online]. Available: www.microchip.com/reliabilityreport
- [71] Precise Time and Frequency, Inc., “Redundant Systems - Fully Redundant, No Single Point Failure, Seamlessly Switched.”
- [72] R. L. Haupt, *Antenna Arrays - A Computational Approach*, I. Press, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [73] Hybrid Memory Products Ltd, “Mean Time Between Failure Analysis (MTBF),” Tech. Rep., 1999.
- [74] R. Miller, “An Examination of Changes Imposed by Revised Hybrid Models When Calculating MTBF Values using MIL-HDBK 217F,” International Rectifier, Tech. Rep., 2005.
- [75] V. I. Inc., *Thin Film Products*. Vishay Sfernice, 2007.
- [76] *MTBF CALCULATION PER MIL-HDBK-217F PARTS COUNT RELIABILITY PREDICTION METHOD*, Copley Controls.
- [77] A. Birolini, *Reliability Engineering - Theory and Practice*, 6th ed. Springer, 2010.
- [78] Schneider Electric, “Rede de Comunicação Industrial - Documento técnico 2,” 2007.
- [79] H. Hashim and Z. Haron, “A study on industrial communication networking: Ethernet based implementation,” in *Intelligent and Advanced Systems, 2007. ICIAS 2007. International Conference on*, 2007, pp. 1111–1114.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Apêndice A

Custo das soluções desenvolvidas

As Tabelas presentes neste Anexo apresentam o custo associado a cada solução desenvolvida pelo autor deste Projeto.

A.1 Solução 1

Custo monetário associado à solução 1, descrita em 3.1.

Quantidade	Descrição	Preço unitário (€)	Preço parcial (€)
3	Condensador 0,1 F	0,077	0,231
2	Condensador cerâmico 0,33 F	0,054	0,108
1	Condensador cerâmico 0,47 F	0,029	0,029
1	Condensador cerâmico 1000pF	0,009	0,009
8	Resistência 10k	0,055	0,44
8	Resistência 1k	0,013	0,104
1	Resistência 91k	0,077	0,077
3	Resistência 100	0,013	0,039
1	Resistência 100k	0,006	0,006
1	Resistência 4k22	0,003	0,003
1	Bobine 3,3mH	1,52	1,52
1	Regulador de tensão	0,48	0,48
1	Regulador de tensão	0,42	0,42
1	Transistor PNP	0,086	0,086
1	Transistor NPN	0,102	0,102
1	Comparador	0,22	0,22
1	Amplificador Operacional	2,31	2,31
4	Amplificador Operacional	4,65	18,6
1	Conversor frequência/tensão	1,95	1,95
41	Total		26,73

Tabela A.1: Custo monetário da solução 1.

A.2 Solução 2

Custo monetário associado à solução 2, descrita em 3.2.

Quantidade	Descrição	Preço unitário (€)	Preço parcial (€)
4	Condensador 0,1 F	0,077	0,308
4	Condensador 0,01 F	0,009	0,036
4	Condensador 100pF	0,011	0,044
5	Condensador 1 F	0,017	0,085
2	Condensador 2,2 F	0,053	0,106
4	Condensador 10 F	0,178	0,712
1	Resistência 200k	0,077	0,077
2	Resistência 180k	0,077	0,154
2	Resistência 20k	0,04	0,08
1	Resistência 180k	0,048	0,048
2	Resistência 1,5k	0,04	0,08
2	Resistência 470	0,033	0,066
5	Resistência 100k	0,006	0,03
2	Resistência 100	0,013	0,026
7	Resistência 10k	0,055	0,385
1	Bobine 3,3mH	1,52	1,52
2	Regulador de precisão	2,24	4,48
1	Oscilador de precisão	3,81	3,81
1	Transistor PNP	0,086	0,086
1	Transistor NPN	0,102	0,102
2	Analog Front End	0,67	1,34
1	Amplificador Operacional	0,21	0,21
1	Amplificador Operacional	2,31	2,31
2	Amplificador Operacional	4,65	9,30
1	Amplificador de instrumentação	6,68	6,68
60	Total		32,08

Tabela A.2: Custo monetário da solução 2.

A.3 Solução 3

Custo monetário associado à solução 3, descrita em 4.

Quantidade	Descrição	Preço unitário (€)	Preço parcial (€)
6	Condensador cerâmico 0,1uF	0,077	0,462
2	Condensador cerâmico 10uF	0,178	0,356
2	Condensador cerâmico 18pF	0,016	0,032
2	Condensador 1 F	0,89	1,78
6	Resistência 10k	0,055	0,33
1	Resistência 15k	0,24	0,24
4	Resistência 470	0,015	0,06
1	Resistência 2k4	0,174	0,174
1	Resistência 100	0,013	0,013
1	Resistência 91k	0,077	0,077
1	Resistência 1k	0,013	0,013
1	Resistência 4k87	0,018	0,018
1	Amplificador Operacional	0,51	0,51
1	Amplificador Operacional	0,72	0,72
1	Comparador	0,51	0,51
2	Optoacoplador	0,31	0,62
1	Botão de pressão	0,30	0,30
1	Conversor digital - analógico	8,21	8,21
1	Microcontrolador	3,34	3,34
1	Cristal	0,46	0,46
3	LED	0,36	1,08
1	Sensor temperatura	1,28	1,28
41	Total		20,59

Tabela A.3: Custo monetário da solução 3.

A.4 Unidade alimentação energética da solução 3

Custo monetário associado à unidade de alimentação energética da solução 3, descrita em A.4.

Quantidade	Descrição	Preço unitário (€)	Preço parcial (€)
5	Condensador cerâmico 0,1 F	0,077	0,385
2	Condensador cerâmico 22 F	0,90	1,80
1	Condensador cerâmico 330pF	0,068	0,068
3	Condensador cerâmico 1 F	0,017	0,051
8	Condensador eletrolítico 100 F	0,10	0,80
8	Condensador cerâmico 10uF	0,178	1,424
1	Condensador cerâmico 2,2 F	0,053	0,053
1	Condensador cerâmico 10nF	0,011	0,011
1	Condensador eletrolítico 82 F	0,25	0,25
1	Condensador eletrolítico 330 F	0,55	0,55
5	Resistência 1k	0,013	0,065
4	Resistência 470	0,015	0,06
1	Resistência 14k	0,009	0,009
1	Resistência 56k	0,048	0,048
1	Resistência 1M	0,003	0,003
1	Resistência 9,1k	0,021	0,021
1	Resistência 47k5	0,021	0,021
1	Resistência 0.22	0,134	0,134
1	Bobine 47 H	3,45	3,45
1	Bobine 15 H	0,44	0,44
1	Bobine 47 H	0,91	0,91
4	Bobine 8,2 mH	0,59	2,36
1	Conversor <i>buck</i>	2,23	2,23
1	Conversor <i>cuck</i>	3,39	3,39
1	Díodo <i>shottky</i>	0,48	0,48
1	Díodo <i>shottky</i>	0,129	0,129
1	Regulador linear	0,53	0,53
1	Regulador linear	0,48	1,92
4	LED	0,36	1,44
	Total		23,03

Tabela A.4: Custo monetário da unidade de alimentação da solução 3.