

MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

ARQUITETURA MICROCONTROLADA PROGRAMÁVEL APLICADA AO  
CONTROLE DE UM SERVOPOSICIONADOR PNEUMÁTICO

por

Anselmo Rafael Cukla

Dissertação para obtenção do Título de  
Mestre em Engenharia

Porto Alegre, Fevereiro de 2012

ARQUITETURA MICROCONTROLADA PROGRAMÁVEL APLICADA AO  
CONTROLE DE UM SERVOPOSICIONADOR PNEUMÁTICO

por

Anselmo Rafael Cukla  
Engenheiro Eletrônico

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, da Escola de Engenharia da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de

Mestre em Engenharia

Área de Concentração: Processos de Fabricação

Orientador: Prof. Dr. Eduardo André Perondi

Comissão de Avaliação:

Prof. Dr. Isaac Newton da Silva, PUCRS

Prof. Dr. Flávio José Lorini, PROMEC / UFRGS

Prof. Dr. Rafael Antônio Comparsi Laranja, PROMEC / UFRGS

Prof. Dr. Francis H. R. França  
Coordenador do PROMEC

Porto Alegre, 29 de fevereiro de 2012

*Dedico este trabalho à pessoa mais importante da minha vida, Marisa.*

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus, pela sabedoria e à força e de continuar nos momentos difíceis.

A minha esposa Marisa, que com muita paciência e carinho, me acompanho durante todo o mestrado.

A meus pais, Rodolfo e Luisa, que confiaram em mim e colaboraram com amor e força para eu concluir este trabalho.

A minha irmã Viviana pela ajuda e companhia, que assim, contribuiu para que este trabalho pudesse ser escrito.

A meu orientador, Prof. Eduardo André Perondi, pelo apoio e por ser umas das pessoas importantes que colaboraram para meu crescimento profissional.

Ao Prof. Ruben Gonzalez, pelo apoio e assessoramento no transcurso do mestrado.

A todos os colegas do LAMECC, pela troca de conhecimentos, e em particular a Carlos Sarmanho.

Ao PROMEC e ao CNQP que abriram suas portas e me ajudaram economicamente ao longo do mestrado.

## RESUMO

O presente trabalho aborda o desenvolvimento de um sistema eletrônico de controle em tempo real para servoposicionadores pneumáticos baseado em microcontroladores. Os servoposicionadores pneumáticos, por apresentarem características tais como baixo preço, por serem não poluentes e de fácil utilização, além de apresentarem boa relação peso/potência, são atraentes para utilização na área de robótica. Entretanto, devido às suas não-linearidades inerentes, os servoposicionadores pneumáticos apresentam dificuldades que devem ser superadas para a sua adequada utilização em atividade de posicionamento preciso. Assim, visando compensá-las, estão sendo atualmente desenvolvidos algoritmos e técnicas cada vez mais complexas que exigem, por isso, ferramentas programáveis de controle com cada vez maior poder de processamento. Este trabalho apresenta, a partir de uma revisão bibliográfica, as soluções mais utilizadas para o controle digital de sistemas automáticos e de estudos sobre os dispositivos e componentes disponíveis no mercado, uma proposta econômica para o controle em tempo real de servoposicionadores pneumáticos. Para verificar a eficiência da solução proposta, a arquitetura de controle desenvolvida foi utilizada para o controle de um servoposicionador pneumático. Para tanto, projetou-se e programou-se o tradicional controlador linear PID (Proporcional – Integral – Derivativo) e o controle não linear a estrutura variável baseado em modos deslizantes (*Slide Mode Control*). A partir dos resultados apresentados e das suas discussões pode-se avaliar o desempenho da arquitetura desenvolvida no controle do servoposicionador pneumático.

Palavras-chaves: Servoposicionadores pneumáticos, Controle a estrutura variável, Robótica, Microcontroladores.

## **ABSTRACT**

This work discusses the development of an electronic real-time control system for microcontroller-based pneumatic servopositioners. The servopositioners offer attractive characteristics for use in robotics, such as low price, non-polluting operation, being easy to use and with a good power/weight ratio. However, due to their inherent non-linearities, the servopositioners present difficulties in precise positioning applications. To compensate these difficulties, the use of complex algorithms and new techniques are currently being availed, requiring hardware for programmable control with increasing processing power. This paper presents an economic proposal for real-time control of servopositioners, starting from a literature review of the most popular solutions for digital control of automated systems and from studies of devices and commercial components currently available. To verify the efficiency of the proposed solution, the control architecture developed was used for the control of a pneumatic servopositioner. Therefore, we designed and programmed a traditional linear controller PID (Proportional – Integral – Derivative) and a nonlinear control based on variable structure sliding mode (Slide Mode Control). The results obtained in trajectory tracking tests were used to evaluate the performance of the developed architecture.

**Keywords:** Servopositioners, Variable Structure Control, Robotics, Microcontrollers.

# ÍNDICE

<b>LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS .....</b>	<b>XV</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS .....</b>	<b>XVI</b>
<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação .....	1
1.2 O Servoposicionador Pneumático .....	2
1.3 Controle digital .....	4
1.4 Objetivos do trabalho .....	5
1.5 Justificativa .....	6
1.6 Organização geral do trabalho .....	6
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>7</b>
2.1 Estado da Arte .....	7
2.2 Fundamentação teórica .....	9
2.2.1 Sistemas Pneumáticos .....	9
2.2.2 Servoatuador .....	9
2.2.3 Servoválvulas .....	10
2.2.4 Transdutores de posição do cilindro .....	11
2.2.5 Transdutores de pressão .....	12
2.2.6 Topologias de controle de sistemas dinâmicos .....	13
2.2.6.1 Controle Distribuído .....	13
2.2.6.2 Controle dedicado .....	14
2.2.7 Controladores implantados .....	16
2.2.7.1 Controlador PID (Proporcional – Integral – Derivativo) .....	16
2.2.7.2 Controle com estrutura variável .....	17
2.2.8 Soluções para o Controle Digital .....	18
2.2.9 Comunicações entre estações de controle .....	22
2.2.10 Filtros de sinais .....	25
2.2.11 Sistemas de tempo real .....	26
<b>3 IMPLANTAÇÕES EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>28</b>

3.1	Introdução.....	28
3.2	Descrição geral do sistema.....	32
3.3	Componentes.....	33
3.3.1	Componentes do atuador pneumático.....	34
3.3.1.1	Servoválvula direcional.....	34
3.3.1.2	Cilindro atuador.....	35
3.3.2	Componentes de tratamento de fluidos.....	36
3.3.3	Transdutores.....	37
3.3.3.1	Transdutor de pressão.....	37
3.3.3.2	Transdutor de posição.....	38
3.3.4	Fontes de alimentação.....	39
3.3.5	Microcontrolador.....	40
3.3.5.1	Seleção do microcontrolador.....	41
3.3.5.2	Características do dsPIC <sup>®</sup> escolhido.....	41
3.3.6	Microcomputador e dSPACE <sup>®</sup> .....	43
3.4	Aquisição de dados e comunicação.....	44
3.4.1	Conversores Analógico–Digital (A/D) e Digital–Analógico (D/A).....	44
3.4.2	Condicionamento de sinais.....	45
3.4.2.1	Condicionamento de sinais para a dSPACE <sup>®</sup> .....	45
3.4.2.2	Condicionamento para o microcontrolador.....	47
3.4.3	Comunicação RS-485.....	48
<b>4</b>	<b>PROGRAMAÇÕES DAS ROTINAS COMPUTACIONAIS.....</b>	<b>52</b>
4.1	Implantação dos controladores.....	52
4.2	Descrição de um ensaio padrão.....	52
4.1.1	Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID).....	52
4.1.2	Controle por Modos Deslizantes.....	53
4.1.3	Referências utilizadas.....	54
4.2	Rotinas programadas.....	56
4.2.1	Rotinas de controle.....	58
4.2.2	Rotinas de cálculo numérico.....	58
4.2.2.1	Derivada.....	58
4.2.2.2	Integral.....	59

4.2.3	Filtros digitais.....	60
<b>5</b>	<b>RESULTADOS.....</b>	<b>62</b>
5.1	Determinação do centro da válvula.....	62
5.2	Resultados obtidos através da dSPACE® .....	64
5.2.1	Controle PID mediante uso da dSPACE® .....	65
5.2.1.1	Trajectoria senoidal.....	65
5.2.1.2	Trajectoria polinomial de 7ª ordem.....	67
5.2.2	Controle Modos Deslizantes (Slide Mode) mediante uso da dSPACE® .....	69
5.2.2.1	Trajectoria senoidal.....	69
5.2.2.2	Trajectoria polinomial de 7ª ordem.....	71
5.3	Resultados obtidos com a plataforma desenvolvida com o dsPIC® .....	73
5.3.1	Controle PID usando plataforma baseada no microcontrolador dsPIC® .....	74
5.3.1.1	Trajectoria senoidal.....	74
5.3.1.2	Trajectoria polinomial de 7ª ordem.....	77
5.3.2	Modos Deslizantes (Slide Mode) usando microcontrolador dsPIC® .....	79
5.3.2.1	Trajectoria senoidal.....	79
5.3.2.2	Trajectoria polinomial de 7ª ordem.....	82
5.4	Discussões sobre os resultados obtidos.....	85
<b>6.</b>	<b>CONCLUSÕES .....</b>	<b>87</b>
6.1	Trabalhos Futuros.....	88
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>90</b>
	<b>ANEXO A – Circuito de Condicionamento de sinais de posição para a dSPACE.....</b>	<b>94</b>
	<b>ANEXO B – Cálculos do circuito de condicionamento de sinais de posição para o microcontrolador dsPIC® .....</b>	<b>98</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Equilíbrio de forças em um atuador pneumático [Perondi, 2002].	3
Figura 1.2 – Servoposicionador pneumático	4
Figura 1.3 – Controle digital de um sistema analógico	5
Figura 2.1 – Cilindro sem haste [Festo Corporation, 2011]	10
Figura 2.2– Curva característica das válvulas proporcionais direcionais de controle de vazão [Festo Corporation, 2011].	11
Figura 2.3 – Transdutor de posição potenciométrico [Festo Corporation, 2011].	12
Figura 2.4 – Modelos de transdutores de pressão [Instrumentos WIKA S.A., 2009].	12
Figura 2.5 – Modelo de controle distribuído [Kunz, 2006].	13
Figura 2.6 – Controle dedicado	15
Figura 2.7 – Esquema simplificado do controle PID [Ogata, 1998]	16
Figura 2.8 – Fenômeno de <i>chattering</i>	18
Figura 2.9 – Comprimento do fio em função da taxa de transferência [Stallings, 2004].	23
Figura 2.10 – Linhas Balanceadas [Maxim Integrated Product, 2010]	24
Figura 2.11 – Informações temporais sobre processo [Dozio e Mantegazza, 2003].	26
Figura 3.1 – Esquema geral da bancada de testes.	28
Figura 3.2 – Bancada de Testes no LAMECC	29
Figura 3.3 – Microcomputador e dSPACE®	29
Figura 3.4 – Circuito esquemático do microcontrolador	30
Figura 3.5 – Conversor D/A e seu condicionamento	30
Figura 3.6 – Módulo de comunicações RS485.	31
Figura 3.7 – Circuitos que compõem a plataforma desenvolvida	31
Figura 3.8 – Esquema da Bancada Experimental	32
Figura 3.9 – Servoválvula controladora da vazão	34
Figura 3.10 – Cilindro atuador [Festo Corporation, 2010].	36
Figura 3.11 – Unidade de tratamento e regulagem de pressão [Festo Corporation, 2010]	36
Figura 3.12 – Transdutor de Pressão [Instrumentos WIKA S.A, 2009].	38
Figura 3.13 – Régua potenciométrica [Festo Corporation, 2010]	39
Figura 3.14 – Fonte de alimentação PS-4000 [Icel Manaus instrumentos Medição, 2012].	40
Figura 3.15 – Circuito esquemático da fonte alimentação projetada	40

Figura 3.16 – Disposição de pinos do dsPIC30F3013 [Microchip Technology, 2010] .....	42
Figura 3.17 – dsPIC30F3013, Módulos de entradas e saídas utilizados .....	43
Figura 3.18 – Conversor Digital Analógico .....	45
Figura 3.19 – Tempo de trabalho do DAC MCP4921 .....	45
Figura 3.20 – Diagrama de blocos de fluxo de sinais na dSPACE® e o dsPIC® .....	46
Figura 3.21 – Passos de condicionamento do sinal do posição .....	46
Figura 3.22 – Diagrama de blocos representativo da operação do microcontrolador .....	47
Figura 3.23 – Condicionamento sinais de pressão para o microcontrolador .....	47
Figura 3.24 – Condicionamento sinais de posição para o microcontrolador .....	48
Figura 3.25 – Transferência de dados entre o Microcontroladores e o PC .....	48
Figura 3.26 – Dados enviados pela dSPACE® .....	48
Figura 3.27 – Dados enviados pelo microcontrolador .....	49
Figura 3.28 – Estrutura de cada Byte .....	49
Figura 3.29 – Topologia de configuração da rede RS-485 .....	50
Figura 3.30 – Ciclo de trabalho do Microcontrolador .....	50
Figura 3.31 – Tempo de processamento do algoritmo de controle .....	51
Figura 4.1 – Diagrama de blocos PID .....	53
Figura 4.2 – Diagrama de Blocos do Controle por Modos Deslizantes implantado .....	54
Figura 4.3 – Referência senoidal .....	55
Figura 4.4 – Referência polinomial de sétima ordem .....	56
Figura 4.5 – Fluxograma geral do firmware do dsPIC® .....	57
Figura 4.6 – Endereço ID do microcontrolador .....	57
Figura 4.7 – Derivada da posição .....	59
Figura 4.8 – Integração numérica .....	60
Figura 5.1 – Circuito utilizado nos ensaios de obtenção do centro da servoválvula proporcional .....	63
Figura 5.2 – Teste válvula proporcional fora do centro .....	63
Figura 5.3 – Válvula proporcional centrada em 5 V .....	64
Figura 5.4 – Seguimento de Posição: controle PID com a dSPACE® e referência senoidal ...	65
Figura 5.5 – Erro de posição: controlador PID, referência senoidal com a dSPACE® .....	66
Figura 5.6 – Sinal de Controle aplicado à servoválvula gerado pela dSPACE® para uma referência senoidal .....	66

Figura 5.7 – Seguimento de posição: controle PID com a dSPACE® e referência polinomial de 7ª ordem ( $T = 4 s$ ).....	67
Figura 5.8 – Erro de posição controle PID com a dSPACE® e referência polinomial de 7ª ordem.....	68
Figura 5.9 - Sinal de Controle aplicado à servoválvula gerado pela dSPACE® para uma referência polinomial de 7ª ordem.....	68
Figura 5.10 – Controle de posição com controle Slide Mode realizado com a dSPACE® e referência senoidal.....	69
Figura 5.11 – Erro de posição controle Slide Mode com a dSPACE® com uma referência senoidal.....	70
Figura 5.12 – Sinal de Controle aplicado à servoválvula utilizando dSPACE® para seguimento de uma referência senoidal.....	70
Figura 5.13 – Seguimento de Posição, controle por modos deslizantes com a dSPACE® e referência polinomial de 7ª ordem ( $T = 4s$ ).....	71
Figura 5.14 - Erro de posição: controle por modos deslizantes e referência polinomial.....	72
Figura 5.15 – Detalhe do erro de posição: controle por modos deslizantes com a dSPACE® e referência polinomial de 7ª ordem.....	72
Figura 5.16 – Sinal de Controle aplicada à servoválvula gerado pela dSPACE® para uma referência polinomial de 7ª ordem.....	73
Figura 5.17 – Seguimento de Posição: controlador PID com o dsPIC® e referência senoidal.....	75
Figura 5.18 – Erro de posição controle PID com dsPIC® e referência senoidal.....	75
Figura 5.19 – Sinal de Controle aplicado à servoválvula gerada pelo dsPIC® para uma referência senoidal.....	76
Figura 5.20 – Erros de posição: comparação entre a dSPACE® e o dsPIC® para PID e referência senoidal.....	76
Figura 5.21 – Seguimento de Posição: controlador PID com dsPIC® e referência polinomial de 7ª ordem ( $T = 4 s$ ).....	77
Figura 5.22 – Erro de posição: controle PID com dsPIC® e referência polinomial de 7ª ordem.....	77
Figura 5.23 – Sinal de Controle aplicada à servoválvula gerada pelo dsPIC® para uma referência polinomial de 7ª ordem.....	78

Figura 5.24 – Erros de posição: comparação entre a dSPACE <sup>®</sup> e o dsPIC <sup>®</sup> para PID e referência polinomial de 7 <sup>a</sup> ordem.....	79
Figura 5.25 – Seguimento de posição com o dsPIC <sup>®</sup> , algoritmo Slide Mode e referência senoidal.....	80
Figura 5.26 – Erro de posição controle Slide Mode com o dsPIC <sup>®</sup> com uma referência senoidal.....	80
Figura 5.27 – Sinal de Controle aplicado à servoválvula utilizando o dsPIC <sup>®</sup> e controle PID para seguimento uma referência senoidal.....	81
Figura 5.28 – Erros de posição: comparação entre as curvas de seguimento fornecidos pela dSPACE <sup>®</sup> e pelo dsPIC <sup>®</sup> utilizando controlador Slide Mode e referência senoidal.....	81
Figura 5.29 – Controle de Posição com o dsPIC <sup>®</sup> , algoritmo Slide Mode e referência polinomial de 7 <sup>a</sup> ordem ( $T = 4 s$ ).....	82
Figura 5.30 – Erro de posição controle Slide Mode com o dsPIC <sup>®</sup> com referência polinomial de 7 <sup>a</sup> ordem.....	82
Figura 5.31 – Detalhe do erro de posição: controle por modos deslizantes com dsPIC <sup>®</sup> e referência polinomial de 7 <sup>a</sup> ordem.....	83
Figura 5.32 – Sinal de Controle aplicada à servoválvula gerada pelo dsPIC <sup>®</sup> para uma referência polinomial de 7 <sup>a</sup> ordem.....	84
Figura 5.33 – Erros de posição: comparação entre a dSPACE <sup>®</sup> e o dsPIC <sup>®</sup> para controle PID e referência polinomial de 7 <sup>a</sup> ordem.....	84
Figura A.1 – Circuito para alteração dos níveis de tensão da régua potenciométrica.....	94
Figura A.2 – Configuração de ajuste do ganho condicionador de sinais da dSPACE <sup>®</sup> .....	95
Figura A.3 – Condicionamento dos sinais enviados para a dSPACE <sup>®</sup> .....	96
Figura A.4 – Circuito passa-baixas calculado através do FilterLab <sup>®</sup> .....	96
Figura A.5 – Circuito condicionador de sinais para a dSPACE <sup>®</sup> .....	97
Figura B.1 – Divisor resistivo básico.....	98
Figura B.2 – Circuito de condicionamento de sinal para o microcontrolador.....	99

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Comparativo resumido das interfaces de comunicações de uso industrial.....	22
Tabela 3.1 – Silenciadores [Festo Corporation, 2010] .....	34
Tabela 3.2 – Válvula direcional [Festo Corporation, 2010] .....	35
Tabela 3.3 – Servoatuador [Festo Corporation, 2010] .....	35
Tabela 3.4 – Válvula reguladora e filtro [Festo Corporation, 2010] .....	37
Tabela 3.5 – Informações Técnicas dos Transdutores de Pressão.....	37
Tabela 3.6 – Régua potenciométrica [Festo Corporation, 2010].....	38
Tabela 3.7 – Fonte alimentação 24V – PS-4000 [Icel Manaus instrumentos Medição, 2012]	39
Tabela 3.8 – Comparativo de alguns fabricantes de microcontroladores.....	41
Tabela 3.9 – Características do microcontrolador utilizado .....	42
Tabela 3.10 – Características DAC [Microchip Technology, 2010].....	45
Tabela 3.11 – Características do filtro de condicionamento de sinais.....	46
Tabela 4.1 – Filtros Digitais utilizados.....	61
Tabela 5.1 – Resumo dos resultados ensaiados na dSPACE® .....	85
Tabela 5.2 – Resumo dos resultados ensaiados no dSPIC® .....	85

## LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

A/D	Analógico a Digital
ADC	Conversor Analógico Digital
CAN	Controller Area Network
D	Ação de controle derivativo
D/A	Digital a Analógico
DAC	Conversor Digital Analógico
DOS	Disk Operative System
DSP	Processador Digital de Sinais
GND	Terra (ground)
I	Ação de controle integral
I/O	Input/Output – Entrada Saída
IIR	Filtro de resposta infinita ao impulso
K	Ganho constante de posição
kbps	kilobaudios por segundo
MAC	Multiplicador e Acumulador
Mbps	Megabaudios por segundo
MCU	Microcontrolador
MIPS	Milhões de Instruções Por Segundo
RTC	Computo em tempo real – (real-time computing)
P	Ação de controle proporcional
PC	Computador Pessoal ( <i>Personal Computer</i> )
PID	Controlador Proporcional – Integral – Derivativo
PLC	Controlador Lógico Programável
S.A.	Sociedade Anônima
SMC	Slide Mode Control
Vcc	Volts em corrente contínua
Vdc	Volts em corrente direta
Vrms	Tensão eficaz

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\mu$	Micro
$A$	Área do embolo [ $m^2$ ]
$a_k$	Coefficientes do filtro IIR dos valores realimentados
$b_k$	Coefficientes do filtro IIR dos valores de entrada
$f$	Frequência
$f_c$	Frequência de corte
$F_a$	Força de atrito [ $N$ ]
$F_e$	Força externa [ $N$ ]
$h[n]$	Função pulso em tempo discreto
$h[k]$	Valor do coeficiente de retardo “ $k$ ” do filtro FIR
$k$	Valor de retardos de um filtro digital
$K_a$	Ganho de aceleração
$K_d$	Ganho derivativo
$K_i$	Ganho integral
$K_p$	Ganho proporcional
$K_v$	Ganho de velocidade
$M$	Massa [ $kg$ ]
$N$	Ordem de um filtro digital
$n$	Número da amostra digital
$p_1$	Pressão na câmara 1 [ $Pa$ ]
$p_2$	Pressão na câmara 2 [ $Pa$ ]
$P_{atm}$	Pressão atmosférica [ $Pa$ ]
$P_s$	Pressão de suprimento [ $Pa$ ]
$q_m$	Vazão mássica [ $kg/s$ ]
$S$	Superfície de deslizamento
$Sgn$	Função sinal
$t$	Tempo [ $s$ ]
$T$	Período [ $s$ ]
$T_i$	Tempo da constante integral
$T_d$	Tempo da constante derivativa

$u$	Sinal de controle [V]
$U_w$	Tensão do sinal de controle de válvulas proporcionais
$x[n]$	Entrada de valores descritos de um sistema digital
$x_v$	Deslocamento do carretel controlador da servoválvula [m]
$y[n]$	Saída de valores discretos de um sistema digital
$y_d$	Valor de posição desejado [m]
$y_r$	Posição de referência [m]
$\Delta t$	Intervalo de tempo [s]
$Z^{-1}$	Retardo de uma amostra digital
$\varphi$	Largura da camada limite [V]

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 Motivação

Atualmente, a necessidade de automatizar processos de produção não afeta somente as grandes empresas, mas também as pequenas e médias. A pneumática tem como vantagem importante a flexibilidade e a possibilidade de aplicação em quase todos os setores da produção industrial. Apesar destas características, a pneumática é vista como limitada em suas aplicações devido à sua natureza complexa caracterizada pela presença de parâmetros físicos com fortes não linearidades, relacionadas com a compressibilidade do fluido e com as forças de atrito.

O desenvolvimento tecnológico recente, principalmente na eletrônica e informática, tem proporcionado recursos para desenvolvimento de algoritmos mais complexos cuja utilização na área da pneumática tem permitido a aplicação destas tecnologias em problemas que exigem maior precisão [Edge, 1999].

Neste sentido, a solução proposta por grande parte dos pesquisadores na área para superar as dificuldades encontradas no emprego da servopneumática está no desenvolvimento de algoritmos de controle mais elaborados e sofisticados. Esses algoritmos, que estão cada dia mais complexos, necessitam de sistemas de controle digital com maior flexibilidade e poder de processamento matemático. Trabalhos encontrados na bibliografia [Vieira, 1998; Perondi, 2002] mostram a necessidade da utilização de frequências de controle maiores ou iguais a 1kHz devido às características dinâmicas das respostas dos sistemas pneumáticos.

Existem disponíveis no mercado dispositivos que podem ser utilizados para o controle de sistemas pneumáticos [dSPACE, 2005]. Estes sistemas são geralmente caros, podendo chegar a R\$30.000,00. Isto compromete a utilização massiva na área pneumática em aplicações de precisão na indústria.

A principal motivação deste trabalho é a de desenvolver um dispositivo de controle (hardware) de baixo custo para ser aplicado a um servoposicionador pneumático, permitindo o seu controle com desempenho adequado. Para isso, é necessário estruturar uma bancada com um servoposicionador pneumático e desenvolver uma arquitetura de controle com as características adequadas à implantação de algoritmos de controle que forneçam um

posicionamento preciso e confiável. Além disso, para fins de testes e avaliações comparativas com equipamento comercial disponível (ver Seção 2.2.8), este sistema deverá ser capaz de trabalhar em uma rede de interface física de amplo uso na indústria, que é a RS-485, por onde recebe o sinal de referência e realiza o controle. Assim, o sistema deve ser capaz de se comunicar na rede e efetuar o processamento das informações, calculando o valor do sinal de controle a uma taxa de ciclo de controle de 1ms.

Para a escolha do microcontrolador adequado, foram levados em conta aspectos como a disponibilidade do produto, bibliografia acessível e gratuita em relação a aplicações do dispositivo, preço do componente relativamente baixo, fácil programação e, principalmente, com capacidade de processamento que atinja os tempos de ciclos necessários para o controle do processo. Para isso, optou-se por um microcontrolador fabricado pela empresa Microchip Technology Inc., mais precisamente, o dsPIC30F3013, cujas características estão descritas mais adiante, na Seção 3.3.5 deste trabalho.

Visando a proporcionar inicialmente uma melhor compreensão do problema proposto, a seguir, nas seções 1.2 e 1.3, os principais conceitos referentes a *servoposicionadores pneumáticos* e ao *controle digital* serão tratados. Posteriormente, no Capítulo 2, estes assuntos serão abordados com mais detalhes.

## 1.2 O Servoposicionador Pneumático

Os sistemas que possibilitam posicionar uma carga mecânica a partir de um conjunto de coordenadas (x, y, z) são geralmente chamados de *sistemas de posicionamento*. Esta localização pode ser fixa ou variável no tempo e, nestes casos, os sistemas de posicionamento são, algumas vezes, chamados de *seguidores* [Kunz, 2006].

Basicamente, um servoposicionador é um sistema de posicionamento com um sistema de controle em malha fechada onde a variável controlada é a posição do elemento de trabalho. Desde a metade do século passado até nossos dias, são utilizados servoposicionadores com acionamento através de atuadores pneumáticos, resultando em servoposicionadores pneumáticos, os quais tem-se mostrado eficazes em diversas aplicações relacionadas com a manipulação de peças.

Atuadores pneumáticos têm como vantagem sobre acionamentos elétricos, a ausência de motores pesados, geralmente com sistemas complexos de transmissão. O acionamento elétrico também é relativamente caro devido ao alto custo dos servomotores. Em aplicações de robótica móvel, a ausência de engrenagens rígidas, como nas soluções nas quais se utiliza músculos pneumáticos, é atrativa para o desenvolvimento de robôs flexíveis e com tamanhos reduzidos [Kunz, 2006].

O atuador pneumático pode ser de vários tipos, como cilindro sem haste, com haste, músculo pneumático, etc. A Fig. 1.1 mostra a configuração básica de um atuador pneumático.

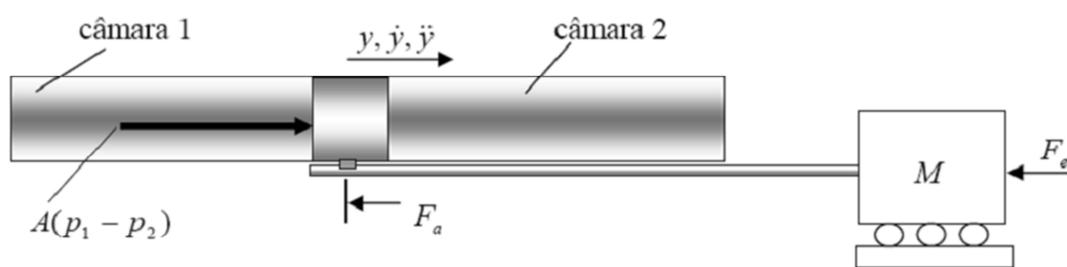


Figura 1.1 – Equilíbrio de forças em um atuador pneumático [Perondi, 2002].

Este equilíbrio de forças é obtido pela aplicação da segunda lei de Newton seguindo o equacionamento (1.1)

$$M\ddot{y} + F_a + F_e = A(p_1 - p_2) \quad (1.1)$$

onde  $M$  é a massa deslocada,  $F_a$  é a força de atrito,  $F_e$  é a força externa,  $p_1$  é a pressão na câmara 1,  $p_2$  é a pressão na câmara 2,  $A$  é a área do êmbolo e  $A(p_1 - p_2)$  é a força resultante da diferença de pressão entre as câmaras.

Para controlar a variação destas pressões, assim como a posição, velocidade e aceleração do êmbolo, utilizam-se uma ou mais servoválvulas. Este sistema é chamado de servoatuador pneumático. Quando o sistema é realimentado com a posição (permitindo o controle da posição) ele é denominado servoposicionador pneumático [Perondi, 2002].

O servoposicionador pneumático é um sistema com controle de posição que possibilita o posicionamento de uma carga mecânica a partir do movimento de um atuador em função das diferenças de áreas e pressões em suas câmaras. O sistema geralmente é composto por um atuador pneumático, ao qual está ligada a carga que se deseja movimentar, uma válvula proporcional, um controlador e um transdutor de posição [Perondi, 2002].

Servoposicionadores pneumáticos são compostos basicamente por uma servoválvula que controla a vazão de ar na direção de um cilindro cujo êmbolo está ligado à massa que se deseja posicionar. Os principais elementos de um servoposicionador pneumático estão esquematizados na Fig. 1.2;

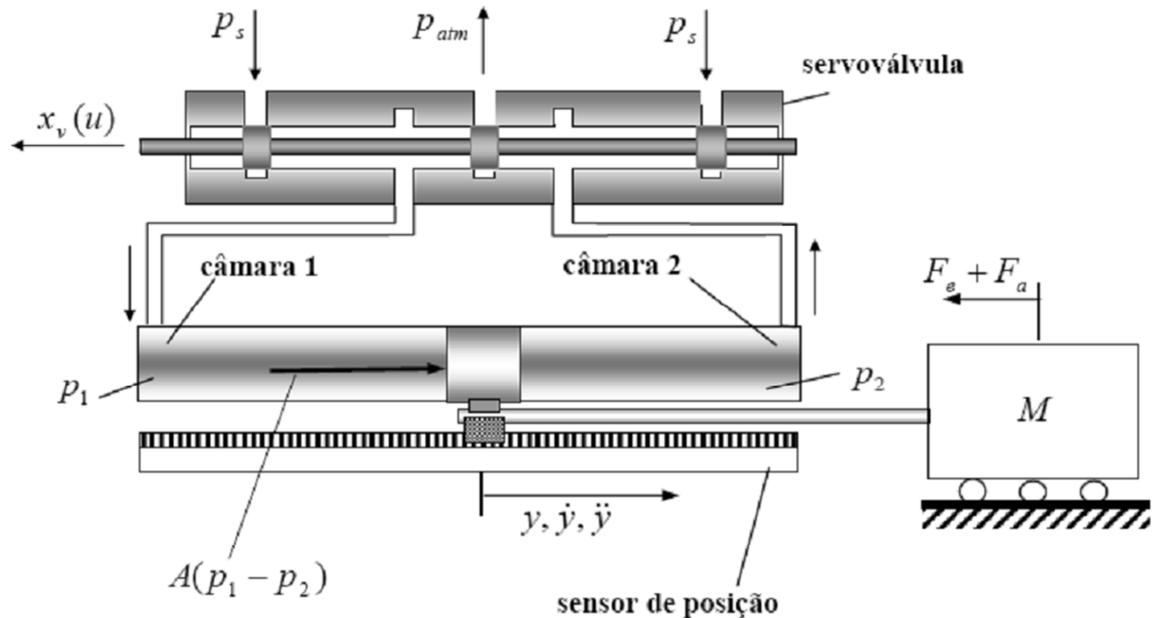


Figura 1.2 – Servoposicionador pneumático

onde  $p_s$  é a pressão de suprimento, que pode ser um valor de pressão entre 6 e 10 bar de ar comprimido e  $p_{atm}$  é a representação do valor da pressão atmosférica.

A válvula direcional inclui o sistema de controle da direção da vazão baseado em carretel deslizante. O deslocamento do carretel da válvula  $x_v$  é provocado pela tensão ( $u$ ) aplicada ao solenoide; assim, de acordo com a tensão aplicada, ocorre o deslocamento  $x_v(u)$  do carretel da servoválvula, estabelecendo a diferença de pressão no êmbolo do cilindro.

### 1.3 Controle digital

Para seguimento de trajetórias, com controle preciso e movimentos rápidos com baixo custo, é muito comum a utilização de sistemas eletrônicos digitais. Tarefas de aquisição de dados, tais como as pressões nas câmaras e as trajetórias de posição do pistão, são importantes para o controle e devem ser realizadas com velocidade e precisão adequadas [Kunz, 2006; Locateli, 2011].

Geralmente, em um processo de controle, o tratamento de sinais analógicos através de um processador digital é realizado através de um ciclo de fluxo de dados que pode ser caracterizado através do diagrama apresentado na Fig. 1.3.

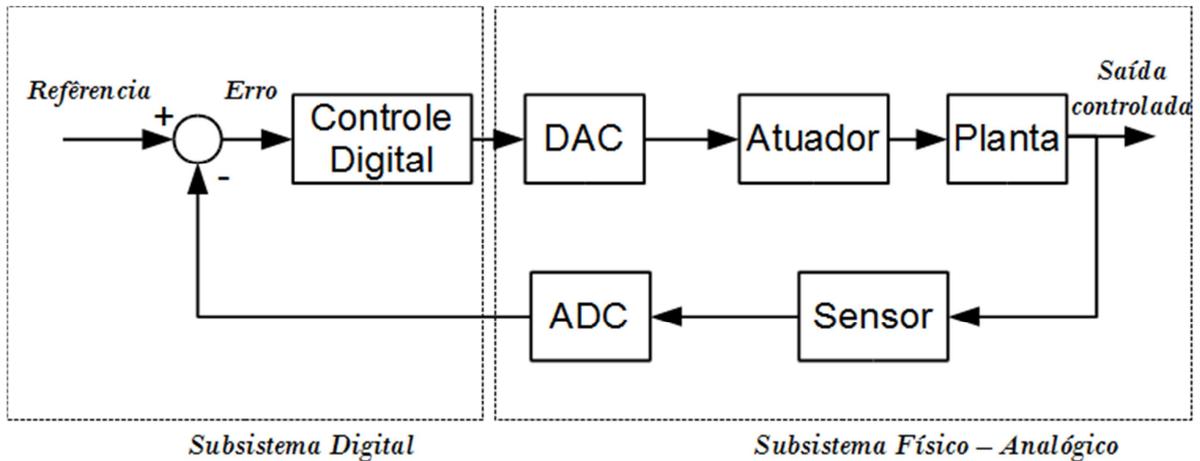


Figura 1.3 – Controle digital de um sistema analógico

A possibilidade de uma maior precisão depende, dentre outros parâmetros, da velocidade do ciclo de controle, por isso é importante a utilização de processadores rápidos de alto desempenho e que, se possível, estejam disponíveis no mercado local brasileiro, além de serem de baixo custo e de fácil utilização [Perondi, 2002; Kunz, 2006; Locateli, 2011]

A diferença fundamental quanto ao controle analógico (contínuo), é que, nos processos digitais, é necessário obter um tempo entre cada interação que seja suficientemente pequeno quando comparado com o tempo da resposta do sistema físico controlado. Este tempo é limitado pela taxa de amostragem de Nyquist, que estabelece que a mesma deve ser maior que duas vezes a frequência que limita superiormente a largura de banda do sistema [Ogata, 1998].

#### 1.4 Objetivos do trabalho

O principal objetivo deste trabalho é o de desenvolver um sistema de controle para servoposicionadores pneumáticos que utilize software e hardware acessíveis, apresentando dimensões compactas e fácil utilização, com desempenho similar aos dos sistemas utilizados comercialmente.

O sistema desenvolvido será testado e comparado com um sistema comercial através da programação de leis de controle que tenham importância relevante no controle de

servoposicionadores pneumáticos. Para alcançar o objetivo principal deverão ser atingidos os seguintes objetivos específicos:

- Identificar os sistemas atuais de controle utilizados na indústria e suas principais características para uso na área da pneumática.
- Estudar o sistema que será controlado, identificando suas características, visando ao projeto dos algoritmos de controle.
- Projetar, desenvolver e testar um hardware microcontrolado, programado para a tarefa de controlar um servoposicionador pneumático.
- Testar e comparar os resultados do sistema implantado com os de um sistema comercial de referência.

## **1.5 Justificativa**

Este trabalho justifica-se pela necessidade de desenvolver alternativas mais acessíveis para o controle de sistemas servopneumáticos de posicionamento, ampliando as possibilidades de aplicação dos servoposicionadores pneumáticos, em particular, para uso em robôs pneumáticos e equipamentos afins.

## **1.6 Organização geral do trabalho**

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão bibliográfica sobre o estado da arte do problema de controle de servoposicionadores pneumáticos e sobre os conhecimentos teóricos básicos para o seu controle. No Capítulo 3 é feita uma descrição do hardware desenvolvido e seu funcionamento. Nesse capítulo são abordados assuntos relacionados ao hardware eletrônico em conjunto com a bancada pneumática. No Capítulo 4 é apresentada uma análise sobre as soluções utilizadas para o controle da bancada. Nesse mesmo capítulo são analisados e descritos os algoritmos utilizados e funcionalidades fornecidas pelo sistema. Os projetos dos controladores implantados e sua programação também são apresentados nesse capítulo. Já, no Capítulo 5 são apresentados e discutidos os resultados dos testes realizados para avaliar o desempenho do sistema de controle desenvolvido, enquanto no Capítulo 6 são apresentadas as conclusões do presente trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentado inicialmente o *estado da arte* sobre a modelagem e controle (incluindo o hardware utilizado) de servoposicionadores pneumáticos. Posteriormente, é apresentada a fundamentação teórica referente aos pontos considerados fundamentais para o adequado entendimento dos capítulos que seguem.

### 2.1 Estado da Arte

O controle de servoposicionadores pneumáticos tem evoluído muito na última década, existindo um grande número de trabalhos publicados nesta área. Analisando artigos sobre o tema, verifica-se que alternativas econômicas como, por exemplo, o uso de microcontroladores como controlador principal do sistema são raras. Assim, nesta seção, procura-se contextualizar o presente trabalho quanto ao estágio atual do desenvolvimento dos controladores para servoposicionadores pneumáticos, considerando a proposta de utilizar uma plataforma microcontrolada para executar o seu controle em aplicações de precisão.

A modelagem matemática de servoposicionadores pneumáticos para fins de controle foi apresentada por diferentes autores, tais como Virvalo, 1995; Bobrow e McDonell, 1998; Bone e Ning, 2007; e Kazerooni, 2005; entre outros. Nesses trabalhos, os principais fenômenos destacados referem-se à dinâmica das pressões nas câmaras do cilindro em função das vazões mássicas de entrada e saída além das características destas vazões em função da atuação das válvulas. Além disso, as forças inerciais e de atrito envolvidas no sistema também são destacadas. Em [Bobrow e McDonell, 1998; Ning e Bone, 2005a; Perondi 2002] é mostrado que relações da vazão mássica nas câmaras do cilindro com relação às pressões e abertura da válvula apresentam comportamento que difere significativamente dos valores levantados em experimentos. Para obter um modelo mais próximo da realidade, utilizam-se mapeamentos estáticos tridimensionais empíricos da vazão mássica em relação às pressões e à abertura da válvula em função do sinal de controle aplicado. Normalmente, polinômios de 2º ou 3º grau são usados para realizar a interpolação do mapeamento estático.

As estratégias mais comuns de controle linear são a de controle proporcional (P), integral (I), derivativo (D) e suas combinações (PID, PD, PI) [Ogata, 1998]. Em estudo sobre aplicação deste tipo de controle os servoposicionadores pneumáticos, Sobczyk, 2009, conclui que controles lineares são influenciados por variações paramétricas e efeitos dinâmicos não

modelados, constituindo isso numa limitação muito importante para sua aplicação em sistemas de ordens elevadas e não-lineares, como os servopneumáticos.

Nas estratégias de controle linear para servoposicionadores pneumáticos baseadas em modelo, é possível utilizar um modelo linear de quarta ordem [Pandian et al., 2002; Li et al., 2006]. A hipótese de simetria da servoválvula permite a redução de ordem do modelo linear para um de terceira ordem [Perondi, 2002; Scavarda e Thomasset, 1996; Ning e Bone, 2005b]. Suzuki, 2010, aplicou a estratégia de linearização por realimentação aliada ao método de controle por realimentação de estados e projeto por alocação de polos ao controle de um servoposicionador pneumático. A estratégia de linearização por realimentação utiliza as estimativas das não linearidades do modelo para o projeto e permite o uso de controladores lineares. Modelos matemáticos e simulações de sistemas linearizados, incluindo a compensação de atrito e identificação da zona morta da válvula, foram utilizados por [Perondi, 2002; Sobczyk, 2009; Suzuki, 2010; Locateli, 2011], entre outros. Sobczyk, 2009, desenvolveu um algoritmo de controle em cascata associada à técnica de controle de estrutura variável para melhorar a robustez. Aplicações de controladores baseados em estruturas variáveis são encontradas em [Perondi, 2002; Sobczyk, 2009; Suzuki, 2010; Locateli, 2011; Bastidas, 2011] entre outros.

Em trabalhos relacionados à arquitetura de controle (hardware), visando à redução de custos sem perdas de qualidade no controle, à utilização de sistemas mais compactos ou à melhora de algum componente do sistema de controle, foram encontrados poucos trabalhos relacionados aos sistemas pneumáticos. Por exemplo, Kunz, 2006 apresenta a construção de uma bancada experimental que utiliza como controlador um microcomputador PC para processamento de dados e um microcontrolador para a aquisição dos mesmos. Para a plataforma de programação em tempo real, utilizou software de distribuição gratuita e de código aberto no âmbito do qual os programas foram desenvolvidos em plataforma Linux. Também Rios, 2009, desenvolve uma arquitetura para controle de robô pneumático através de um microcomputador PC com plataforma de programação em Borland C, e sistema operacional DOS 6.22, utilizando uma placa coletora de dados para fechar o controle, apresentando assim resultados aceitáveis para uma referência tipo degrau utilizando um controle não linear a estrutura variável. Locateli, 2011, apresenta uma solução de implantação de servoválvulas de tipo liga-desliga para controle de posicionamento, utilizando controle tipo PID e não linear por modos deslizantes. Esta abordagem permite diminuir os custos associados à aquisição de uma servoválvula proporcional.

## **2.2 Fundamentação teórica**

São descritos a seguir os principais conceitos teóricos abordados no desenvolvimento do presente trabalho. Na primeira parte, apresenta-se o sistema pneumático propriamente dito, com suas partes, seu funcionamento e suas bases científicas e matemáticas. A seguir, os controladores utilizados nos testes de avaliação do sistema de controle desenvolvido são apresentados e discutidos. Por último, descreve-se a parte eletrônica associada ao desenvolvimento do sistema, principalmente as características de processamento de dados, de tratamento de sinais e de comunicações.

### **2.2.1 Sistemas Pneumáticos**

Na indústria são amplamente utilizados sistemas pneumáticos de diferentes complexidades, desde sistemas simples de deslocamento ou rotação ponto a ponto para aplicações comuns até robôs pneumáticos de alta complexidade. Como já se comentou anteriormente, em situações que exigem posicionamento preciso, é mais comum utilizar-se atuadores hidráulicos ou elétricos devido à dificuldade de trabalhar com os atuadores pneumáticos, pois estes possuem não linearidades que dificultam seriamente seu controle.

Porém, como os sistemas pneumáticos apresentam muitas vantagens em relação a outros tipos de tecnologia, pois são seguros, econômicos, simples de transportar e facilmente adaptáveis, há uma tendência de que eles passem a consistir em uma alternativa vantajosa para problemas em que a precisão necessária não seja muito alta [Kunz, 2006].

No desenvolvimento do presente trabalho, os componentes mais importantes são a servoválvula, atuador e os transdutores de posição e pressão. Estes componentes são descritos a seguir.

### **2.2.2 Servoatuador**

O servoatuador é um dispositivo que converte uma diferença de pressão de ar em força e movimento mecânico. Existem dois tipos básicos de servoatuadores: os lineares (pistão/cilindro) e os rotacionais. Atuadores rotacionais convertem a diferença de pressão do ar em torque movimento rotacional. Estes tipos de atuadores são utilizados, por exemplo, em furadeiras.



curva típica característica do funcionamento destes tipos de válvulas proporcionais. As curvas de funcionamento para estas válvulas são praticamente simétricas a respeito de um valor (neste caso, 5 V) e também apresentam um comportamento não linear no início e no final do curso.

Neste tipo de válvulas, dependendo da tecnologia de fabricação utilizada e principalmente da eletrônica incorporada, ocorre uma região de zona morta em torno da região central. Nessa região, a válvula permanece na condição fechada e não ocorre vazão de ar em nenhuma das direções.

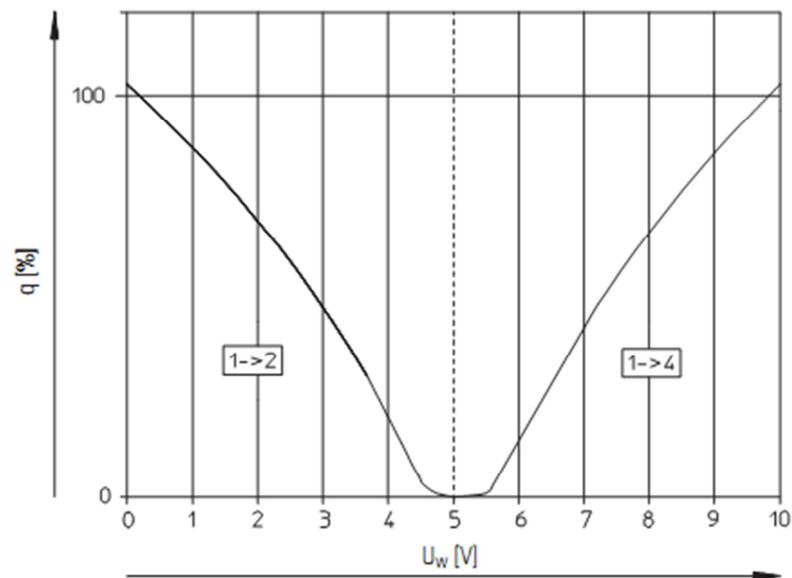


Figura 2.2– Curva característica das válvulas proporcionais direcionais de controle de vazão [Festo Corporation, 2011].

Na Fig 2.2, a variável das abscissas  $U_w$ [V] representa o valor do sinal de controle aplicado à válvula proporcional e  $q$ [%] é o valor percentual da capacidade de vazão da mesma válvula.

#### 2.2.4 Transdutores de posição do cilindro

Para o controle de um sistema pneumático é preciso monitorar continuamente a posição do pistão (que geralmente é a variável controlada) para fechar o laço de controle, como está apresentado na Fig. 1.3. Para tanto, fabricantes como Festo já acoplam transdutores de posição em algumas soluções de cilindros atuadores [Festo Corporation, 2011]. As soluções típicas para estes casos são os sensores de tipo encoders, ultrassom, elementos eletroresistivos ou magnetoresistivos e resolvers.

Alguns dos transdutores de posição mais utilizados são os do tipo potenciométrico (também utilizado neste trabalho), que consistem de um potenciômetro eletroresistivo acoplado ao pistão, obtendo uma variável contínua de saída, que, neste caso, é uma tensão elétrica (Fig. 2.3).



Figura 2.3 – Transdutor de posição potenciométrico [Festo Corporation, 2011]

### 2.2.5 Transdutores de pressão

O transdutor de pressão é um dispositivo que tem como entrada uma variável de pressão associada a uma substância em estado líquido ou gasoso e com saída uma variável de grandeza física elétrica proporcional ao valor da entrada. O valor de tensão ou corrente de saída fornece a informação com a precisão descrita pelo fabricante, permitindo, assim, conhecer as pressões nas câmaras de trabalho.

A maioria dos transdutores de pressão funciona detectando a variação de pressão através de quatro piezoresistores acoplados a um diafragma. Uma alteração na pressão ocasiona uma tensão mecânica no diafragma que é transmitida a transdutores piezelétricos, ocasionando variação da tensão de saída, que é identificada pelo sistema de condicionamento eletrônico [Instrumentos WIKA S.A., 2009]. Na Fig. 2.4 estão apresentados alguns exemplos de transdutores de pressão convencionais.



Figura 2.4 – Modelos de transdutores de pressão [Instrumentos WIKA S.A., 2009].

## 2.2.6 Topologias de controle de sistemas dinâmicos

Os avanços recentes da microinformática e microeletrônica proporcionaram a popularização do controle digital para aplicações em sistemas dinâmicos. Assim, dentre as possibilidades de organização (topologia) dos sistemas lógicos e físicos, destacam-se dois tipos fundamentados na aplicação de controle digital: controle de estrutura distribuída e controle dedicado [Kunz, 2006].

### 2.2.6.1 Controle Distribuído

Os sistemas de controle distribuído são utilizados em situações onde é necessária a aquisição de grandes volumes de informação, com tratamento de dados realizados em centros de supervisão e com envio de sinal de atuação em tempo real aos processos controlados.

Trata-se de um sistema aberto, que permite a integração com equipamentos de diversos fabricantes que realizam funções específicas, executado a função de canalizador de todos os dados recolhidos através de linhas de comunicações de alta velocidade, deixando-os à disposição dos operadores da planta [Kunz, 2006; Gordillo, 2004].

O sistema de controle distribuído é especialmente recomendado para executar a supervisão em plantas de diferentes processos, disponibilizando aos usuários informações procedente de diferentes pontos do processo [Gordillo, 2004]. Na Fig. 2.5 é apresentado um diagrama esquemático deste modelo.

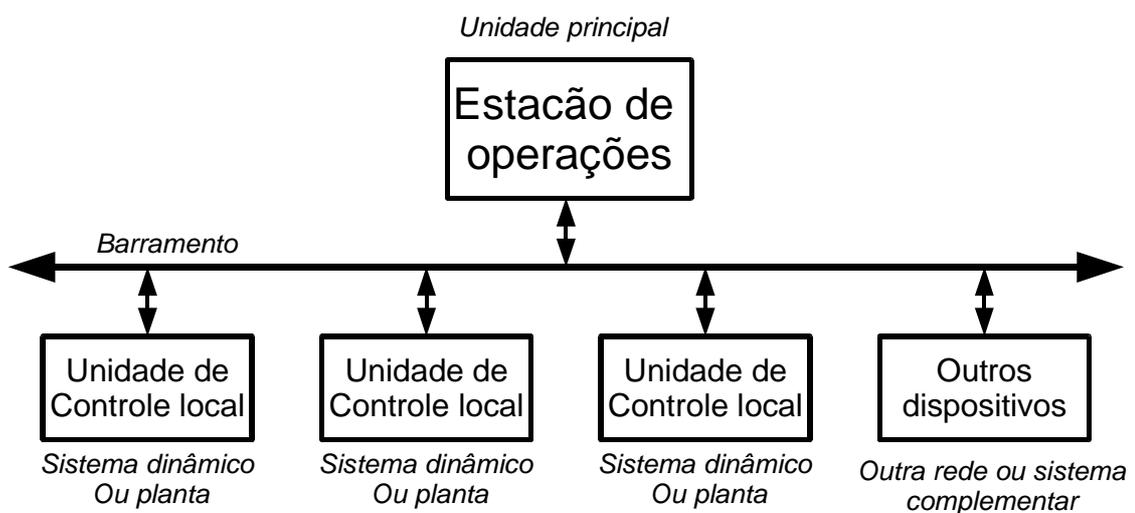


Figura 2.5 – Modelo de controle distribuído [Kunz, 2006]

Este sistema está baseado nos seguintes componentes principais:

- estação de controle de processo ou unidade de controle local;
- canais (*Bus*) de comunicações da planta;
- estações de operação;
- outros nós e interfaces.

A unidade de controle local consiste de uma ou várias estações, onde são alojados módulos controladores, fontes de alimentação, módulos de entrada e saída e periféricos de interconexão. É onde se faz o controle principal e se recebe dados de referências ou outros tipos de dado de uma central de processo; é onde também se realiza a aquisição de dados.

A rede de comunicações ou *Bus* é formada por barramentos que permitem a transferência de dados em alta velocidade entre unidades de controle local, estações de operação e interfaces. São redes de plantas orientadas ao controle distribuído que integram um conjunto de protocolos estruturados de acordo com algum modelo (normalmente se utiliza o modelo OSI [ISO/IEC 7498-1, 1994]).

As estações de operadores consistem de equipamentos autônomos, com telas e teclados, onde os operadores conseguem acessar o processo para modificar referências, ligar/desligar, alterar sequências, etc. Também, o operador pode se informar dos parâmetros e tendências das variáveis e da situação dinâmica da planta. O controle da planta é executado pelos módulos das estações, os operadores fornecem ordens para os módulos e eles executam as leis de controle [Gordillo, 2004].

Outras equipes podem ser interconectadas ao sistema através da rede de comunicações. Podem-se incorporar diferentes equipamentos especializados com funções complementares às do controle.

#### **2.2.6.2 Controle dedicado**

Um sistema dedicado (ou sistema embarcado) é um sistema microprocessado no qual o processador é completamente dedicado ao sistema que ele controla. Diferente de computadores de propósito geral, como o computador pessoal, um sistema embarcado realiza um conjunto de tarefas predefinidas, geralmente com requisitos específicos. Como o sistema é dedicado a tarefas específicas, através do uso das técnicas de engenharia pode-se aperfeiçoar o projeto, reduzindo tamanho, recursos computacionais e custo do produto. O controlador dedicado (Fig. 2.6) consiste de um sistema isolado com uma única central de processamento,

responsável por todas as funções do sistema, incluindo o monitoramento, interface com o usuário e operações em tempo real (tais como a realimentação de controle, decisões quanto à segurança, tratamento de dados, etc.) [Locateli, 2011; Sobczyk, 2009; Kunz, 2006; Perondi, 2002]. Para isso são necessárias políticas de sincronização entre as tarefas, assim como de acesso aos dispositivos (sensores e transdutores).

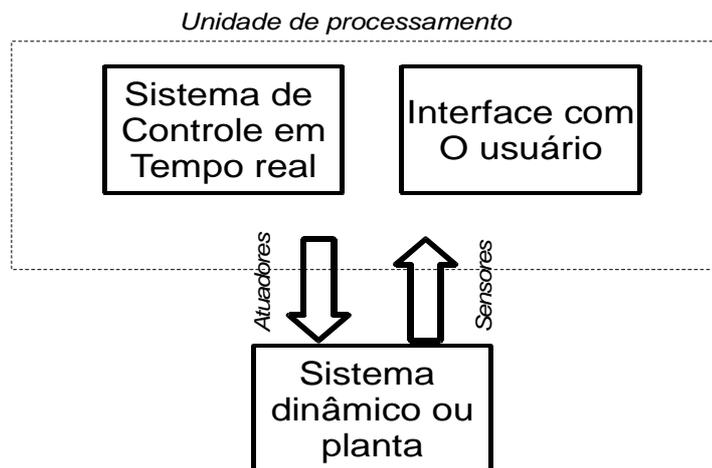


Figura 2.6 – Controle dedicado

Vários trabalhos apresentam o uso de controladores dedicados para a realização das tarefas de desenvolvimento de controladores e monitoramento dos sistemas. Como exemplo pode-se citar Perondi, 2002 e Vieira, 1998 (esses autores utilizam placas de controle baseadas em DSP – *Digital Signal Processor*).

As principais diferenças dos controladores dedicados com relação aos controles distribuídos é que os primeiros não necessariamente estão conectados a uma rede para receber o sinal de referência e outros dados necessários para seu funcionamento. O operador usa a interface localizada no próprio sistema embarcado, e é através dele que faz as mudanças da referência e executa a programação do sistema de controle.

É importante ressaltar que a quantidade de informações trocadas por unidade de tempo pode variar significativamente em função das tarefas das estações, dependendo do tipo de problema tratado. Por exemplo, existem dois tipos básicos de tarefas de posicionamento para servoposicionadores: problemas de controle de posição e problemas de controle de trajetória. Para o controle de posição trabalha-se somente com o erro definido pela diferença entre a posição atual e a posição desejada (final). Já, no caso de controle de trajetória, segue-se uma curva com sucessivas posições, o que demanda uma maior quantidade de informações transmitidas (posição, velocidade e aceleração desejados) ao longo do tempo [Kunz, 2006].

## 2.2.7 Controladores implantados

Conforme já mencionado, optou-se por implantar dois diferentes controladores visando à análise de desempenho da plataforma de controle desenvolvida, um linear e outro não linear. O controlador linear implantado é do tipo PID. Sua escolha deve-se ao fato de que este controlador, apesar de apresentar deficiências no controle de servoposicionadores pneumáticos [Pandian et al., 1997; Song et al., 1997; Okiyama et al., 2001], é o mais comumente aplicado a sistemas lineares industriais [Ogata, 1998]. Já, o controlador não linear implantado é do tipo a estrutura variável que, além da fácil implantação, possui como principal característica o fato de apresentar uma grande robustez a variações paramétricas, o que faz com que seja atrativo para aplicações no controle de servoposicionadores pneumáticos. Isto pode ser comprovado pelo grande número de trabalhos na área [Pandian et al., 1997; Surgenor e Vaughan, 1997; Su e Kuo, 2000; Li et al., 2006].

### 2.2.7.1 Controlador PID (Proporcional – Integral – Derivativo)

Este tipo de controlador utiliza como realimentação a soma do sinal de erro entre o valor desejado e o valor da variável controlada com sua derivada e com sua integral para determinar o valor do sinal de correção a ser aplicado na malha de controle [Sarmanho, 2009; Kunz, 2006; Ogata, 1998], como é apresentado na Fig. 2.7.

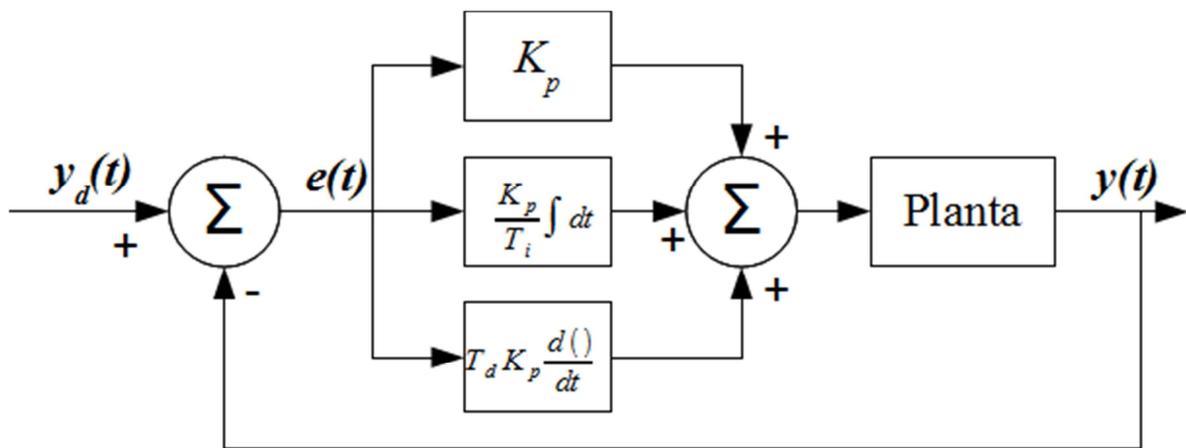


Figura 2.7 – Esquema simplificado do controle PID [Ogata, 1998]

A representação do controle PID [Ogata, 1998], é dada pelas equações (2.1) e (2.2).

$$u = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int de(t) + T_d \frac{d(e(t))}{dt} \right) \quad (2.1)$$

$$e(t) = y_d(t) - y(t) \quad (2.2)$$

onde  $K_p$  é o valor do ganho proporcional,  $K_d = T_d K_p$  é o valor do ganho derivativo e  $K_i = \frac{K_p}{T_i}$  é o do ganho integral.

O sistema de servoposicionamento pneumático apresenta dois pólos pouco amortecidos em malha aberta. Esta característica, aliada ao seu comportamento altamente não linear, dificulta muito o controle, principalmente se técnicas lineares são utilizadas [Perondi, 2002]. Assim, controladores PID resultam insuficientes quando exigências da tarefa do posicionador devem ter grande precisão e velocidade [Song et al., 1997; Pandian et al., 1997 e Okiyama e Iciryu, 2001].

### 2.2.7.2 Controle com estrutura variável

A robustez é uma característica dos sistemas de posicionamento geralmente necessária para sua aplicação em robótica. Um sistema é dito robusto quando apresenta mudanças aceitáveis de desempenho quando ocorrem alterações na planta e existem imprecisões no modelo [Dorf, 1989].

Os controladores com estrutura variável são conhecidos pela sua propriedade de alta robustez. Alguns autores, como Scavarda e Thomasset, 1996; Surgenor e Vaughan, 1997; Pandian et al., 1997; Su e Kuo, 2000; e Locateli, 2011, tem proposto e estudado a aplicação de algoritmos de controle com estrutura variável para servoposicionadores pneumáticos.

A técnica de controle com estrutura variável mais utilizada é a baseada em modos deslizantes (*Slide Mode Control*). Basicamente, esta técnica consiste no chaveamento entre diferentes leis de controle com o propósito de manter o sistema na chamada superfície de deslizamento, que é especificada em projeto de acordo com a dinâmica desejada para o sistema em malha fechada. Em situação ideal, uma vez atingida esta superfície, o sistema mantém-se no regime de deslizamento ou em modo deslizante, permanecendo em equilíbrio dinâmico ao longo da trajetória dos estados definidos pela superfície. Para manter a trajetória de estados no regime de deslizamento, é necessária a aplicação de repetidas trocas de leis de controle para que a resposta se mantenha limitada pelo valor do erro especificado em projeto. Em sistemas reais este chaveamento ocorre em um tempo finito, o que pode dar origem a oscilações (fenômeno conhecido por *chattering*) que podem provocar desgastes nas peças móveis do atuador e introduzir ruído no sistema [Locateli, 2011; Perondi e Guenther, 2000].

A Fig. 2.8 exemplifica o *chattering* gerado pelas tentativas de manter o sistema em modo deslizante, onde  $y$  e  $\dot{y}$  são duas variáveis de estados (posição e velocidade),  $S(x)$  é a trajetória dos estados e  $S(x) = 0$  denota a curva da trajetória de estados desejada (ou superfície de deslizamento).

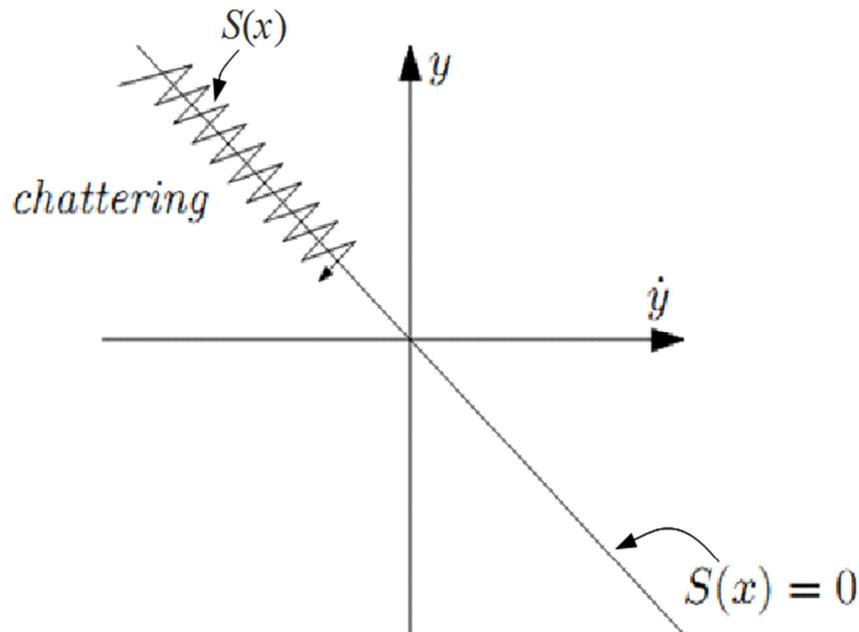


Figura 2.8 – Fenômeno de *chattering*

O *chattering*, inerente a esta técnica de controle, somado ao ruído proveniente da derivação do sinal de velocidade para a obtenção da aceleração, consiste em uma das maiores dificuldades para a aplicação desta técnica para o controle de servoposicionadores pneumáticos [Perondi e Guenther, 2000].

O projeto e a implantação prática deste controlador são discutidos com detalhes na Seção 4.1.2.

### 2.2.8 Soluções para o Controle Digital

Nos últimos anos, o uso de controladores digitais tem aumentado progressivamente. A utilização de controle digital tornou possível, por exemplo, o movimento “inteligente” de robôs industriais, a otimização dos usos de combustíveis nos automóveis e o aperfeiçoamento das operações de máquinas de uso doméstico, tais como fornos de microondas, geladeiras, dentre outros. A capacidade de tomar decisões e a flexibilidades nos programas de controle consistem nas maiores vantagens dos sistemas de controle digital [Kunz, 2006].

A tendência atual de controlar os sistemas dinâmicos de forma digital em vez de na forma analógica baseia-se principalmente na disponibilidade de processadores digitais acessíveis, de fácil utilização e na vantagem de trabalhar com sinais digitais no lugar de sinais analógicos.

A utilização de sistemas de controle digital não significa que todo sistema seja digital, já que existem sinais de tempo contínuo (variáveis físicas, como pressão, posição, velocidade, etc.) envolvidas no processo. Por isso, a maioria das soluções consiste em sistemas híbridos, com periféricos e interfaces de entrada e saídas, analógicas ou digitais, e seu processamento e programa de controle sendo realizado de forma exclusivamente digital. Isso garante maior flexibilidade e confiabilidade ao sistema [Danizio, 2004].

A execução do controle digital pode ser feita através de uma extensa gama de soluções: DSPs (Processadores de Sinais Digitais), microcontroladores, microcomputadores, etc.

O uso de microcontroladores na área de controle consiste em uma solução interessante devido à sua flexibilidade, miniaturização do componente e capacidade adequada para algumas tarefas específicas. O microcontrolador é um dos dispositivos mais utilizados para comando de eletrodomésticos em geral, mas com menor utilização na indústria. Os microcontroladores simples representam cerca de 50% dos controladores digitais disponíveis no mercado. Pode ser uma alternativa viável para aplicações específicas, onde diminuição do uso de energia, redução de espaço e de custos são importantes [Microchip Technology Inc, 2011].

O uso de DSPs (Processadores de Sinais Digitais) em controle ocorre em maior número na área médica, comunicações, som e vídeo e somente atualmente está aumentando sua participação na área industrial. Um exemplo de produto comercial que utiliza este tipo de dispositivo consiste das placas de prototipagem de algoritmos de controle como a dSPACE®, as quais foram utilizadas em vários trabalhos de projeto de controladores de servoposicionadores pneumáticos [Perondi, 2002; Locateli, 2011; Sobczyk, 2009; Suzuki, 2010].

Como comparação entre os dispositivos citados, cabe destacar os baixos custos dos microcontroladores aliados a características como a possibilidade integração de periféricos de

entrada e saída, o baixo consumo de energia e a constituição física compacta, além de serem flexíveis e adaptáveis com facilidade para tarefas específicas.

Já, um DSP apresenta uma capacidade maior de processamento de dados e garante mais facilmente a operação em tempo real, pois apresenta uma arquitetura otimizada para cálculos com maior capacidade de memória e maior resolução numérica.

Deve-se ainda destacar que existem tecnologias híbridas que combinam microcontroladores e DSPs. Isto se deve à necessidade de cálculos mais rápidos e precisos executados por componentes de preço acessível e de fácil operação. Um exemplo é o chamado dsPIC<sup>®</sup> (fabricado pela Microchip Technology Inc.). Estes dispositivos integram características de DSP (unidades de cálculo paralelo, rotinas computacionais dedicadas, etc.) com características de microcontroladores (Conversores A/D, portas digitais I/O, PWM, etc.).

Além de microcontroladores e DSPs, PLCs (Controlador Lógico Programável) também estão disponíveis. Estes equipamentos são comumente utilizados na indústria, com ampla capacidade de operar sistemas de controles em sequência lógica, apresentando também baixa manutenção e programação simples. Podem ser modulares e com possibilidade de realizar controle dedicado ou distribuído. São dispositivos aplicados principalmente no chão-de-fábrica e dificilmente encontrados em trabalhos acadêmicos. Sua utilização é comum em ambientes de processos de fabricação.

Os computadores pessoais (PC) são uma ferramenta muito útil em quase todos os campos da Engenharia, não sendo normalmente utilizados diretamente no controle de sistemas dinâmicos. No LAMECC, em trabalho anterior, foi desenvolvida uma arquitetura de controle em tempo real para um servoposicionador pneumático através do uso de um PC comercial utilizando sistema operacional Linux com o módulo principal de operação (Kernel) compilado com módulo de controle em tempo real RTAI [Kunz, 2006] e placas conversoras A/D e D/A.

Pode se destacar as seguintes vantagens e desvantagens dos itens discutidos:

Vantagens dos microcontroladores:

- flexibilidade e compactação;
- baixo custo e baixo consumo;
- módulos de entrada e saída integrados ao dispositivo;

- processamento de dados acima de 8 MIPS (milhões de instruções por segundo).

Desvantagens dos microcontroladores:

- pouca capacidade de memória;
- tempo de programação e desenvolvimento relativamente extenso, em comparação de uma plataforma comercial como a dSPACE®;
- necessidade de hardware mais complexo;
- dispositivos sensíveis a ruídos eletromagnéticos e a picos de tensão. Necessidade de projeto de proteções contra estes fenômenos.

Vantagens do DSP:

- capacidade de processamento muito alto, geralmente acima dos 20MIPS;
- especialmente projetado para tarefas complexas em sistemas de tempo real;
- arquitetura otimizada para movimentos de registros e acessos a memória;
- largura de palavra normalmente acima de 16bits.

Desvantagens do DSP:

- custo elevado dos dispositivos;
- poucos módulos integrados;
- necessidade de projeto especial de um circuito altamente confiável para sua utilização;
- consistem geralmente de circuitos integrados para tarefas específicas, pois não são usualmente desenvolvidos para uso geral.

Vantagens do PLC:

- são modulares e expansíveis com facilidade;
- não precisam de um novo hardware para um novo projeto de controle;
- tempos menores para desenvolvimento de projetos;
- projetos executáveis com maior variedade, disponibilidade e facilidade de manutenção no mercado local;

Desvantagens do PLC:

- os PLCs mais simples não suportam altas frequências de processamento;
- aplicáveis para sequências lógicas e de baixa exigência de processamento de dados;

- economicamente não viável para a aplicação do controle de posição de um servoposicionador pneumático;
- PLCs com maior capacidade de processamento tem custo muito incrementado.

Conclui-se que, para o controle de um sistema dinâmico através de um hardware digital, uma opção econômica consiste na utilização de microcontroladores, principalmente para sistemas de trabalhos de frequências relativamente baixas, como são os sistemas mecânicos e pneumáticos, onde a necessidade de processamento rápido e intensivo de dados não é geralmente muito elevada, ou seja, é possível atingir com componentes econômicos uma frequência de ciclo de controle várias vezes maior que a frequência máxima do sistema mecânico.

### 2.2.9 Comunicações entre estações de controle

Para sistemas de controle distribuídos é preciso utilizar um barramento de comunicação entre as estações de trabalho com algum protocolo preestabelecido, através do qual, cada sistema possa receber informações sobre status e/ou tarefas a serem executadas e informar ao sistema central sua situação. Os sistemas de comunicação fornecem o canal por onde se articulam as estratégias de automação e mecanismos de intercâmbio de dados distribuídos em uma máquina ou organização industrial.

Alguns das interfaces físicas normalizadas mais utilizadas para comunicação nos ambientes industriais são o RS-232, o RS-422, o RS-485 e o CAN, dentre outros. A Tabela 2.1 apresenta um resumo de algumas das características principais das interfaces de uso industrial. Posteriormente serão apresentadas as principais características da interface de comunicações RS-485, utilizado neste projeto devido a suas características apropriadas para seu uso na bancada.

Tabela 2.1 – Comparativo resumido das interfaces de comunicações de uso industrial

Interface normalizada	Complexidade na implantação	Taxa de transferência máxima (kbps)	Número de máximo nós	Distancia máxima de transmissão	Linha balanceada
RS-232	Menor	115.200	1	12 m	Não
RS-422	Mediana	100000	1	1200 m	Sim
RS-485	Mediana	100000	32	1200 m	Sim
CAN	Maior	1000	100	500 m	Sim

A interface física de comunicação EIA/RS – 485 segue o Modelo OSI [ISO 7498-1, 1994], sendo amplamente utilizado na indústria, tendo sido introduzida na década de 1970 para resolver os problemas de limitação impostas pela presença de um só terminal definidas pela norma EIA-232-E.

Como vantagens da interface, pode-se mencionar o baixo custo, a presença de circuitos mais simples, a capacidade de conexão multiponto entre terminais (até 256 nós), a possibilidade de uso de distâncias de interconexão entre extremos de até 1200 m e de apresentar velocidade de trabalho de até 10 Mbps, em função da distância entre os terminais (Fig. 2.9). A RS-485 pode transmitir sinais a longas distâncias porque utiliza linhas balanceadas, com cada linha apresentando um par de fios (Fig. 2.10). Em cada um destes fios circula uma dada tensão e no outro seu complemento, ou seja, para cada sinal transmitido existe um par de condutores composto por uma linha de sinal invertida e outra não invertida. Desta forma, o receptor responde a diferenças entre tensões resultando em uma maior imunidade ao ruído decorrente do fato de que os dados seriais não são transmitidos com relação ao terra, mas como diferença de tensões entre as duas linhas. O receptor utiliza apenas a diferença entre as linhas, assim eventuais perturbações na linha de transmissão não interferem significativamente no sinal [Stallings, 2004].

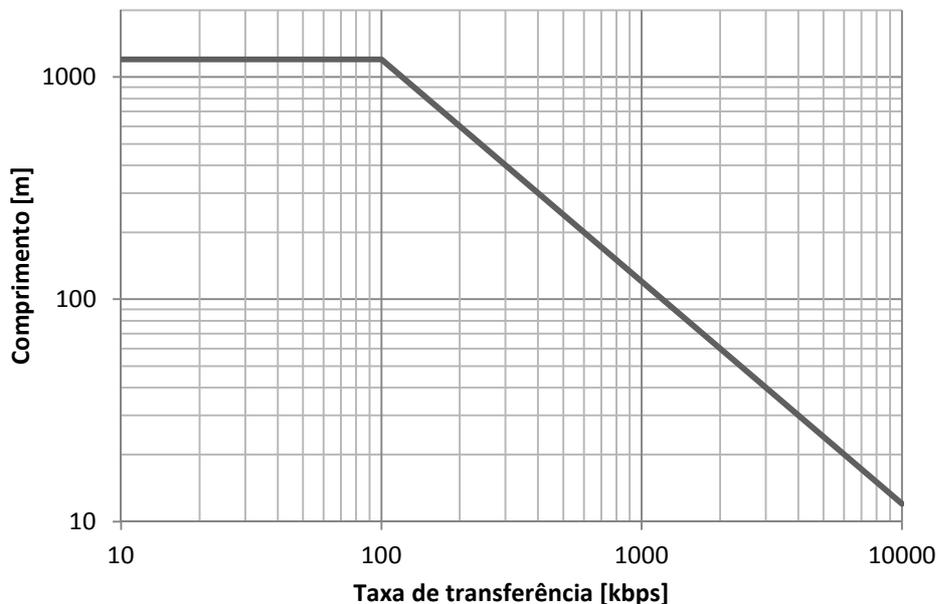


Figura 2.9 – Comprimento do fio em função da taxa de transferência [Stallings, 2004]

O uso de resistores nos extremos depende da aplicação. Com velocidades superiores a 200 kbps deve-se utilizar uma terminação para suprimir o sinal refletido. Geralmente utilizam-se resistores entre 100  $\Omega$  e 200  $\Omega$ .

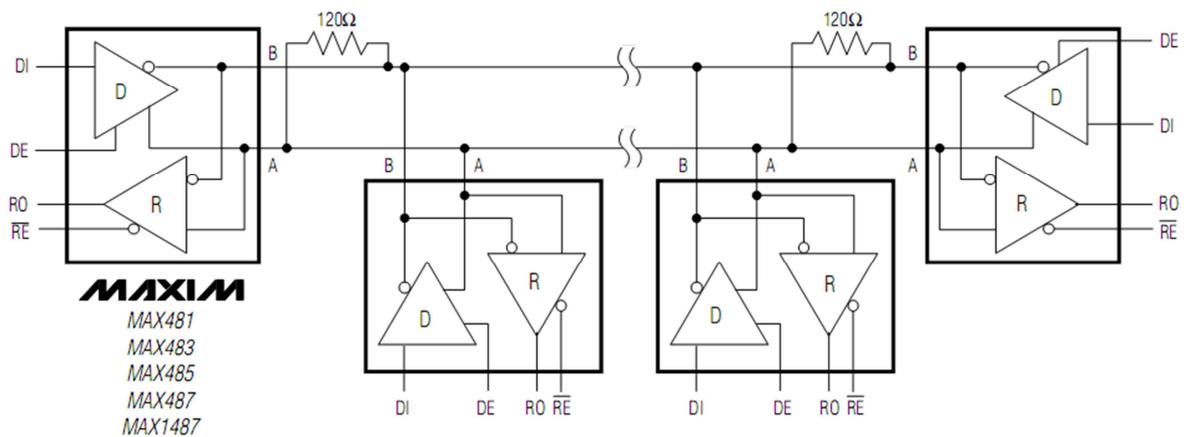


Figura 2.10 – Linhas Balanceadas [Maxim Integrated Product, 2010]

A linha invertida é normalmente caracterizada com a marca “A” ou “-”, enquanto que a linha não invertida é caracterizada pela marca “B” ou “+”.

Outra característica dessa interface é que ela pode operar em modo *Half-Duplex* ou *Full-Duplex*, em função das conexões com os terminais. No caso de utilização de *Full-Duplex*, a rede é composta por 4 fios.

A comunicação *Half-Duplex* ocorre quando é utilizado um dispositivo Transmissor e outro Receptor, sendo que ambos podem transmitir e receber dados, porém não simultaneamente. Durante uma transmissão *Half-Duplex*, em determinado instante um dispositivo A será transmissor e o outro B será receptor. Em outro instante os papéis podem se inverter. Por exemplo, o dispositivo A poderia transmitir dados que B receberia; em seguida, o sentido da transmissão seria invertido e B transmitiria para A a informação de que os dados foram corretamente recebidos ou se foram detectados erros de transmissão. Um exemplo comum de aplicação desta topologia consiste na comunicação de voz dos aparelhos via rádio do tipo *Walkie-talkie*.

Uma comunicação é dita *Full-Duplex* quando existe um dispositivo Transmissor e outro Receptor, sendo que os dois podem transmitir dados simultaneamente em ambos os sentidos (a transmissão é bidirecional). Como as transmissões podem ser simultâneas em ambos os sentidos e não existe perda de tempo com operação de troca de sentido de transmissão entre os dispositivos, uma linha *Full-Duplex* pode transmitir mais informações por unidade de tempo que uma linha *Half-Duplex*, considerando-se a mesma taxa de transmissão de dados. Exemplos cotidianos deste tipo de comunicações são os aparelhos celulares e os de videoconferências [Stallings, 2004].

### 2.2.10 Filtros de sinais

Os filtros de sinais consistem de arranjos de componentes que tem como objetivo modificar e manipular o espectro de frequência de um sinal de entrada visando a obter na saída um sinal adequado para utilização em alguma dada aplicação [Ifeachor, 1993]

Pode-se também definir um filtro como um sistema ou uma rede que modifica seletivamente a forma da onda (características de amplitude e/ou frequência) de uma maneira desejada. Os objetivos comuns dos processos de filtragem são a melhora da qualidade do sinal, por exemplo, removendo ou atenuando o nível de ruído, extraindo informação de sinais combinados, etc. [Danizio, 2004].

Os filtros podem ser classificados em função de sua natureza como [Pueyo e Marco, 2004]:

- Analógicos:
  - ativos;
  - passivos.
  
- Digitais
  - resposta finita ao impulso (FIR);
  - resposta infinita ao impulso (IIR).

De acordo com sua resposta na frequência, os filtros podem ser classificados da seguinte maneira:

- filtro passa-baixas;
- filtro passa-altas;
- filtro passa-banda.

Podem existir outros tipos de classificação, mas estas são usualmente resultado da combinação destas três caracterizações.

Para este trabalho foi utilizado tanto filtros digitais como analógicos dependendo o processo realizado em cada etapa. Assim na Seção 3.4.2 e nos Anexos A e B são abordados os assuntos relacionados ao uso dos filtros analógicos e, na Seção 4.2.3 se faz referência a um aplicativo onde foram utilizados filtros digitais no projeto.

### 2.2.11 Sistemas de tempo real

Em ciências da computação, RTC ou *real-time* computing, consiste no estudo de sistemas de hardware ou software sujeitos a restrições de tempo [Kunz, 2006].

O termo “tempo real” é aplicado de diferentes formas, de acordo com a área de conhecimento onde é utilizado. Aqui, utiliza-se o termo como sentido consagrado na Ciência da Computação, que estabelece a divisão em duas grandes áreas de estudo: tempo real “probabilístico” (*soft real-time*) e tempo real “determinístico” (*hard real-time*) [Dozio e Mantegazza, 2003].

Sistemas *soft real-time* são caracterizados pela habilidade do sistema de executar um processo garantindo a média do tempo determinado durante o desenvolvimento. Processos *soft real-time* geralmente são empregados em soluções onde variações, ou mesmo atrasos no tempo previsto, ocorrem sem comprometimento do funcionamento do sistema. Dispositivos de vídeo geralmente utilizam *soft real-time*.

Sistemas *hard real-time* são caracterizados pela existência de garantias temporárias mais rígidas, ou seja, maior grau de confiabilidade, no sentido de que não será ultrapassado o limite preestabelecido durante o desenvolvimento do sistema. Assim, sistemas *hard real-time* não utilizam a média para compensar possíveis atrasos. Um exemplo de aplicação típica consiste do controle de plantas industriais.

Outra característica de sistemas *hard real-time* é a baixa latência, ou seja, o baixo tempo de atraso na resposta entre o comando de execução e a real execução do processo. O conceito de latência está ilustrado na Fig. 2.16.

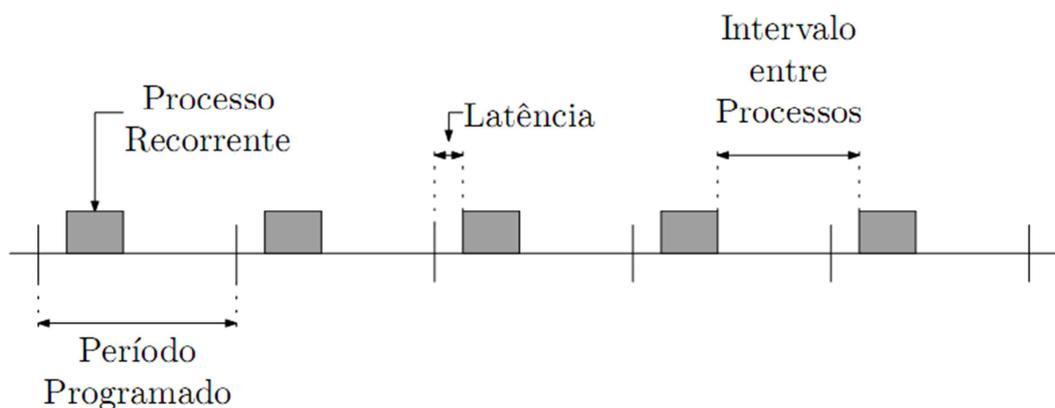


Figura 2.11 – Informações temporais sobre processo [Dozio e Mantegazza, 2003].

Na Fig. 2.16, além da latência, pode-se observar outros conceitos fundamentais na análise de sistemas de tempo real. O “processo recorrente” é o conjunto de comandos que devem ser repetidos de acordo com o “período programado”. Observa-se que o processo recorrente não utiliza todo o tempo disponível para sua execução, sendo o restante utilizado por outros possíveis processos em execução no sistema, tais como interrupções, acesso a memória, etc.

Ao determinar o “período programado”, deve ser considerado, além da latência do sistema, o tempo necessário para completar os comandos do processo recorrente, os possíveis atrasos e a possibilidade de falhas no sistema. O tratamento das possíveis falhas aumenta a integridade do sistema e pode ser realizado a partir de mensagens de alarme ou parada de dispositivos atuantes, evitando danos ao sistema controlado. As mensagens de falha são programadas para o caso em que o tempo de execução de um processo recorrente ultrapasse o tempo previsto.

No âmbito do presente trabalho não será realizado o estudo de garantia de tempo real para o controle do servoposicionador pneumático, utilizando a plataforma desenvolvida baseada em dsPIC<sup>®</sup>, porém, como é um requisito importante para a confiabilidade do controle de um processo, para a aplicação efetiva do sistema desenvolvido no controle de servoposicionadores em âmbito industrial, o estudo da garantia de tempo real (a exemplo do feito por Kunz, 2006) deverá ser executado em trabalho futuro.

### 3 IMPLANTAÇÕES EXPERIMENTAIS

Neste capítulo são apresentados os principais tópicos relacionados à montagem física do servoposicionador pneumático, assim, o equipamento utilizado e as soluções desenvolvidas para condicionamento, controle e aquisição de sinais são aqui descritos.

#### 3.1 Introdução

O servoposicionador pneumático que serviu de base para os experimentos está instalado no Laboratório de Mecatrônica e Controle (LAMECC) da Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Seu diagrama de blocos está apresentado na Fig. 3.1.

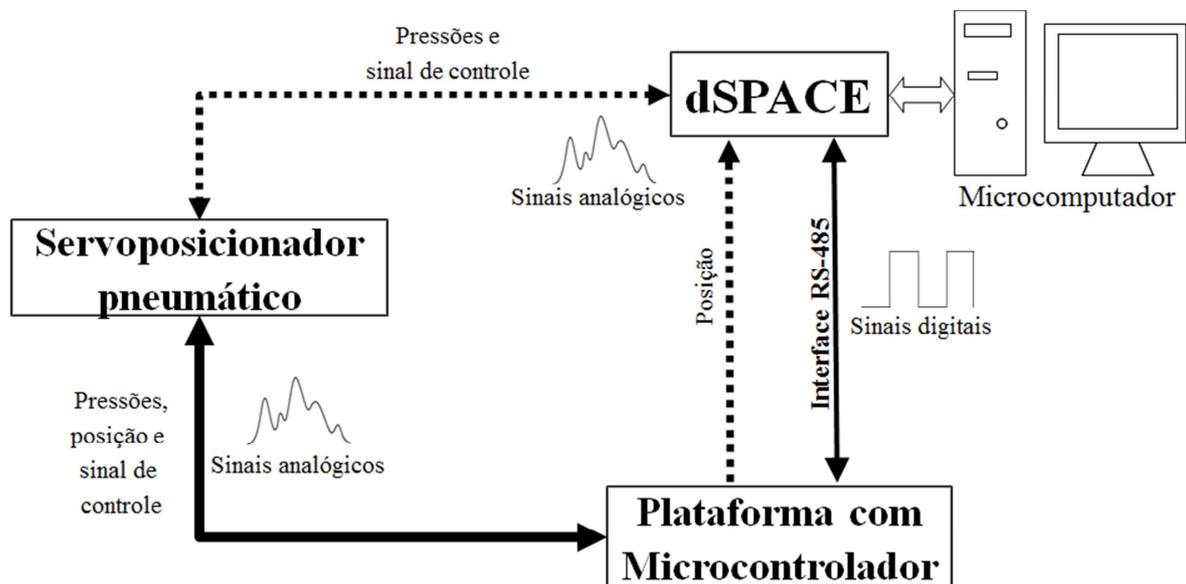


Figura 3.1 – Esquema geral da bancada de testes

A bancada, como é apresentado no diagrama de blocos da Fig. 3.1, é composta de três partes principais: uma relativa à dSPACE<sup>®</sup> e ao microcomputador, encarregados de fornecer a referência para o controle do sistema e realizar o monitoramento das variáveis. Outra parte corresponde à plataforma microcontrolada que foi desenvolvida para realizar o controle do sistema pneumático, e, por último, o próprio servoposicionador pneumático.

A tarefa de controle pode ser realizada pela plataforma microcontrolada ou pela dSPACE<sup>®</sup>, de forma alternada. O objetivo é reproduzir o desempenho da dSPACE<sup>®</sup>. Assim, o sistema microcontrolado tenta reproduzir o comportamento da mesma nas ações de controle, para isto utilizam-se os mesmos tipos de controladores e valores dos ganhos. Os resultados de desempenho de cada equipamento e as diferenças de desempenho estão apresentados no Capítulo 5.

Na Fig. 3.2 é apresentada a bancada de ensaios onde foi testada a plataforma baseada em microcontrolador dsPIC<sup>®</sup> desenvolvida e realizada com a dSPACE<sup>®</sup>, onde estão destacadas as partes que compõem o servoposicionador juntamente com os demais componentes envolvidos no sistema pneumático.

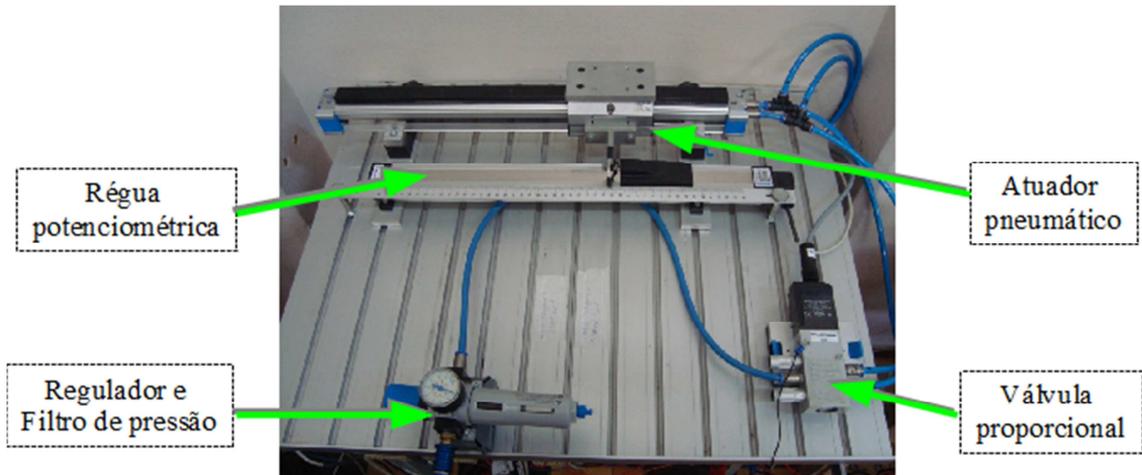


Figura 3.2 – Bancada de Testes no LAMECC

Na Fig. 3.3 é apresentada uma imagem do microcomputador onde foram realizadas as aquisições de dados e programação dos algoritmos. Neste PC também está acoplada a dSPACE<sup>®</sup>, que recebe os dados da plataforma baseada em dsPIC<sup>®</sup> via interface RS-485 (Seção 3.4.3).

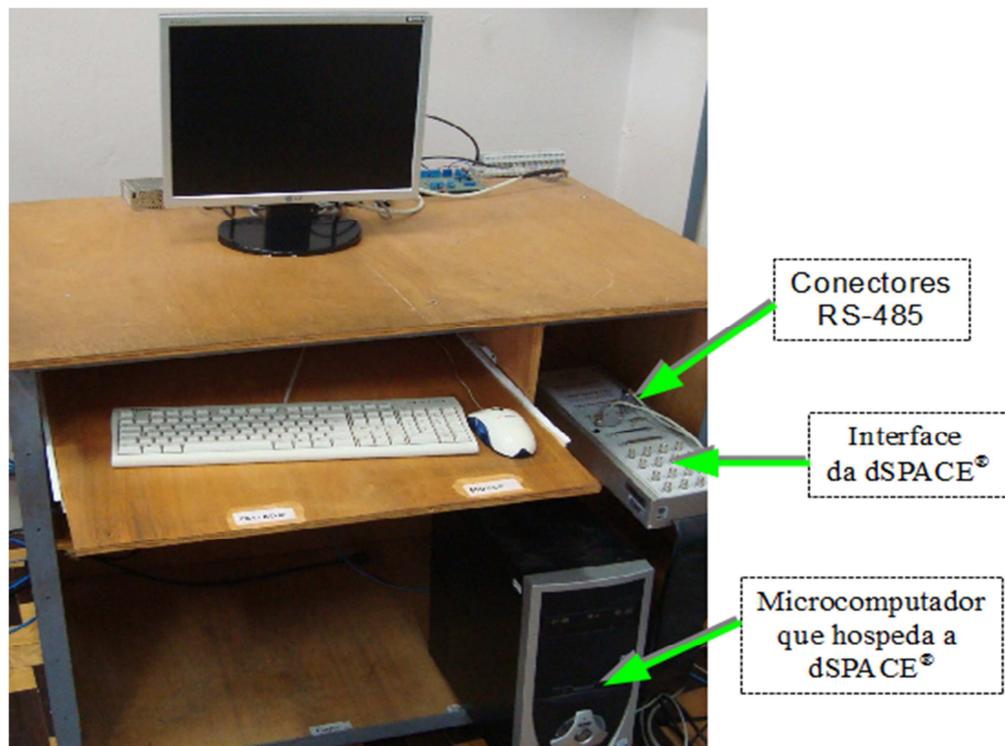


Figura 3.3 – Microcomputador e dSPACE<sup>®</sup>

A plataforma desenvolvida baseada em microcontrolador dsPIC<sup>®</sup> possui internamente circuitos eletroeletrônicos. Dentre eles destaca-se um bloco de condicionamento de sinais (Seção 3.4.2), uma fonte de alimentação (Seção 3.3.4), o circuito do microcontrolador dsPIC<sup>®</sup> e o circuito de condicionamento do sinal de saída para a válvula. A seguir, na Fig. 3.4, é apresentado o esquema de circuito utilizado na montagem do microcontrolador. Na Fig. 3.5 apresenta-se o circuito responsável pela conversão D/A e pelo condicionamento e, na Fig. 3.6 é apresentado o circuito correspondente ao módulo de comunicações RS-485.

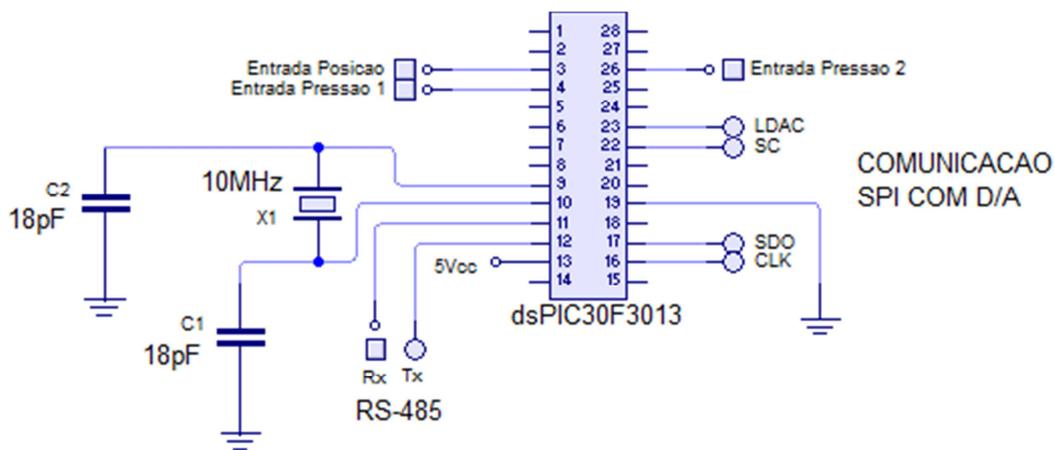


Figura 3.4 – Circuito esquemático do microcontrolador

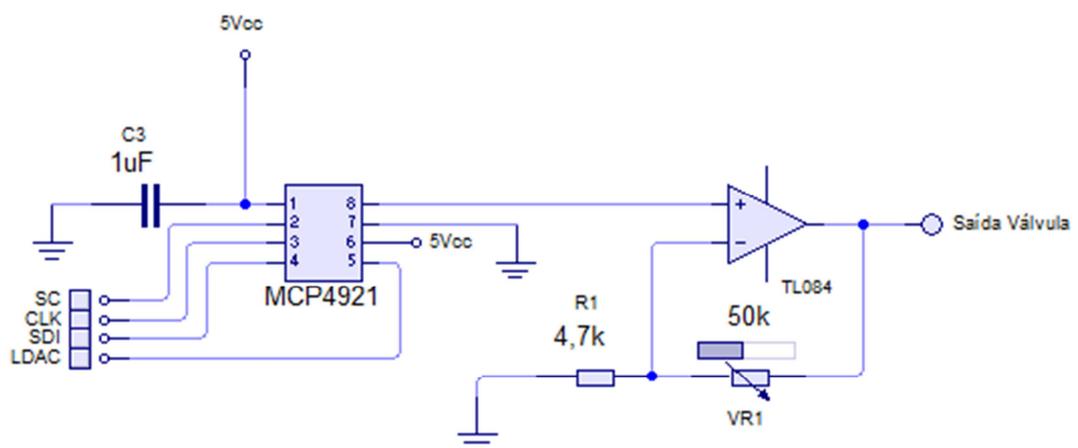


Figura 3.5 – Conversor D/A e seu condicionamento

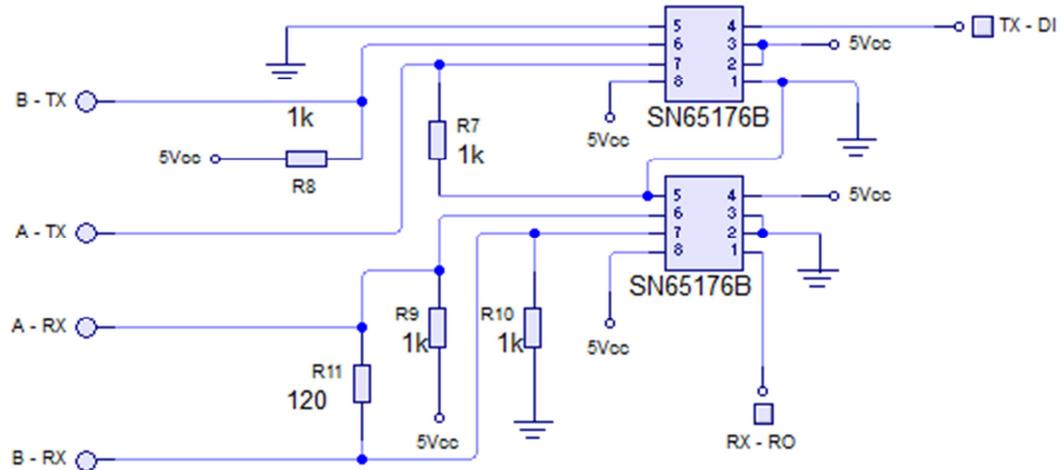


Figura 3.6 – Módulo de comunicações RS485

A Fig. 3.7 apresenta uma imagem dos circuitos mencionados anteriormente. Detalhes dos sistemas apresentados nas figuras 3.1 até 3.7 serão abordados ao longo deste capítulo. Na Seção 3.2 deste capítulo é apresentada uma descrição geral do sistema, enquanto que na Seção 3.3 são apresentados os componentes pneumáticos, transdutores, atuadores, microcontrolador, microcomputador, a plataforma comercial de prototipagem de algoritmos de controle dSPACE®, além de outros elementos que fazem parte da bancada. Finalmente, na Seção 3.4, é apresentado o sistema implantado para a aquisição de dados baseado na comunicação serial entre o dsPIC®, a dSPACE® e o PC.

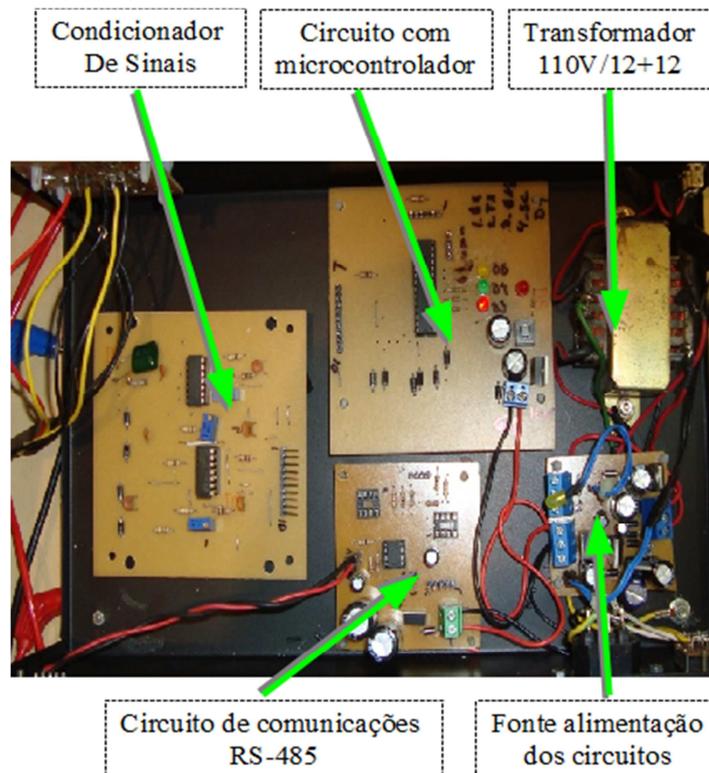


Figura 3.7 – Circuitos que compõem a plataforma desenvolvida

### 3.2 Descrição geral do sistema

Conforme apresentado nas figuras 3.2 e 3.6, o sistema é constituído pelos seguintes componentes: uma válvula manual reguladora de pressão com filtro acoplado, uma servoválvula direcional, dois transdutores de pressão, um cilindro atuador, um sensor resistivo linear (régua potenciométrica), microcomputador IBM-PC compatível, placa dSPACE, microcontrolador dsPIC® com circuito dedicado, circuito de comunicação, circuito de condicionamento de sinais e fontes de alimentação.

Na Fig. 3.8, é apresentado um esquema da bancada experimental. Para facilitar sua descrição, divide-se neste texto o sistema em 4 partes, de acordo com suas características operacionais e funcionais: tratamento do fluido, atuação, sensoriamento e transdução de sinais e controle.

O sistema de tratamento de fluidos é composto pela unidade de filtragem e pela válvula proporcional reguladora de pressão. O filtro é responsável por purificar o ar, eliminando suas impurezas, removendo também vapor de água que pode vir da rede de suprimento, enquanto que a válvula reguladora de pressão permite ajustar a pressão de trabalho a um valor aproximadamente constante, independentemente das variações sofridas pela rede de distribuição de ar.

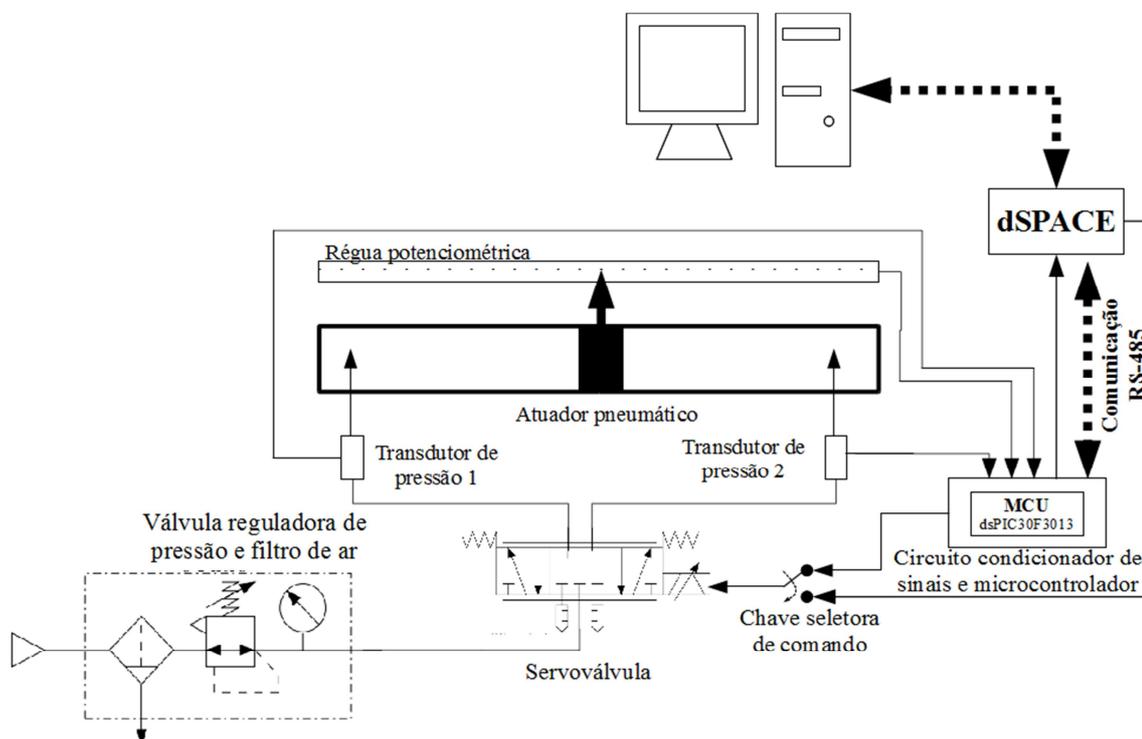


Figura 3.8 – Esquema da Bancada Experimental

O subsistema referente ao atuador pneumático é constituído pela servoválvula direcional e pelo cilindro atuador. A servoválvula direcional serve para controlar a força e a direção de movimento do cilindro pneumático de acordo com o sinal de controle, atuando na diferença de pressão entre as suas câmaras.

Os transdutores são componentes que fornecem as informações sobre as pressões nas câmaras e a posição do atuador pneumático para o sistema de controle. A posição é adquirida através de uma régua potenciométrica acoplada ao êmbolo móvel do atuador pneumático. As pressões nas câmaras são adquiridas por transdutores de pressão conectados entre a entrada do atuador pneumático e a saída da válvula proporcional. Ambos os tipos transdutores (de pressão e de posição) necessitam de condicionamento de sinais antes que sejam adquiridos pelos sistemas de controle.

Visando a proporcionar um ambiente de operação propício aos testes necessários ao desenvolvimento do hardware de controle em tempo real baseado em dsPIC<sup>®</sup>, o sistema de controle foi estruturado de forma que duas plataformas distintas, uma comercial (dSPACE<sup>®</sup>) e a outra proprietária (baseada em microcontrolador dsPIC<sup>®</sup>), operassem em paralelo. A parte microcontrolada é constituída por um circuito condicionador, conversores DAC e ADC, microcontrolador, módulo comunicação RS-485, filtros elétricos e condicionadores de impedância e tensão. O sistema baseado na dSPACE<sup>®</sup> apresenta configuração e tensões semelhantes, de acordo com as especificações técnicas apresentadas na Seção 3.3.6

As funções de ambos os sistemas operando em paralelo são a de realizar a aquisição dos sinais, processar o algoritmo de controle em tempo real e enviar os sinais analógicos de atuação para a servoválvula, de acordo com o objetivo do controle. A operação em paralelo permite através da comunicação serial RS-485, a comparação do desempenho das duas plataformas através da visualização dos resultados adquiridos.

### **3.3 Componentes**

Nesta seção é feita uma descrição dos componentes que compõem cada um dos quatro subsistemas.

### 3.3.1 Componentes do atuador pneumático

Segundo dados do fabricante, os dutos utilizados em todas as conexões do sistema podem operar com pressões de até 10 bar. Para os encaixes entre os dispositivos (válvulas, transdutores e atuadores) e as tubulações foram utilizadas juntas rápidas [Festo Corporation, 2011]. A seguir, são apresentados os principais componentes pneumáticos da bancada (servoválvula e cilindro atuador).

#### 3.3.1.1 Servoválvula direcional

Foi utilizada uma válvula direcional proporcional Festo-MPY-E-5-1/8-HF-010-B. Conforme esquematizado na Fig. 3.9, a conexão 1 consiste da entrada de ar comprimido enquanto que as conexões 2 e 4 são as saídas de ar balanceadas conforme o sinal de controle aplicado à entrada 6.

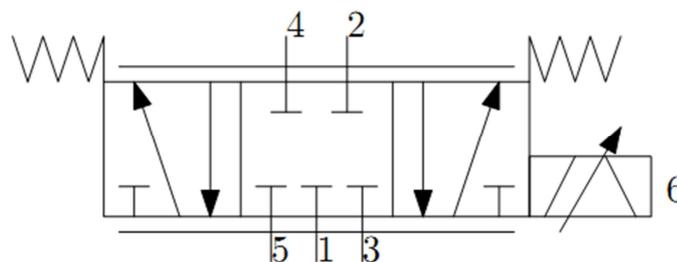


Figura 3.9 – Servoválvula controladora da vazão

Nas conexões 3 e 5, onde o ar é exaurido para a atmosfera, foram utilizados silenciadores Festo-U-1/8-B (Tabela 3.1).

Tabela 3.1 – Silenciadores [Festo Corporation, 2010]

Pressão de operação	0 – 10 bar
Vazão para atmosfera	1204 l/min
Nível de pressão sonora	74 dB (A)
Massa	8 g
Conexão	G1/8

As principais características técnicas da servoválvula Festo MPYE-5-1/8-HF-010-B estão relacionadas na Tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Válvula direcional [Festo Corporation, 2010]

Diâmetro nominal	6 mm
Tipo de acionamento	Elétrico
Princípio construtivo	Válvula corrediça do êmbolo
Tipo de reposição	Mola magnética
Tipo de pilotagem	Direto
Sentido do fluxo	Não reversível
Pressão operacional	0 – 10 bar
Vazão nominal padrão	700 l/min
Frequência limita	100 Hz
Histerese máxima	0,4 %
Tensão de serviço DC	17 – 30 V
Ondulação residual	5 %
Valores Teórico/Real	Tipo de tensão 0 – 10 V
Meio operacional	Grau de filtragem 5 $\mu$ m
Massa	330 g

### 3.3.1.2 Cilindro atuador

Utiliza-se um cilindro Festo DGPL-25-360-PPV-A-KF-B. Este cilindro é de construção sem haste, com transmissão direta do movimento do êmbolo para o carro móvel através de um guia conectora. A leitura da posição é realizada através de uma régua potenciométrica acoplada ao pistão. As características técnicas estão listadas na Tabela 3.3 e a representação do dispositivo na Fig. 3.10.

Tabela 3.3 – Servoatuador [Festo Corporation, 2010]

Curso	0,36 m
Diâmetro do embolo	25 mm
Amortecimento	Regulável em ambos os lados
Pressão operacional	2 – 8 bar
Modo de operação	De dupla ação
Meio operacional	Ar comprimido filtrado
Temperatura ambiente	-10 – 60 °C
Curso de amortecimento	18 mm
Massa móvel	430 g
Carga de flexão no eixo Z (ver Fig. 4) Fz	430 N
Carga de flexão no eixo Y (ver Fig. 4) Fx	430 N
Momento longitudinal My (ver Fig. 4)	14 Nm
Torque lateral Mx (Ver Fig. 4)	5,4 Nm
Torque de torção Mz (ver Fig. 4)	14 Nm
Força teórica a 6 bar, retorno	295 N
Força teórica a 6 bar, avanço	295 N
Massa máxima para curso de 0 mm	1,52 kg
Fator de massa adicional por 10 mm de curso	53 g



Figura 3.10 – Cilindro atuador [Festo Corporation, 2010]

### 3.3.2 Componentes de tratamento de fluidos

Os dois principais componentes para o tratamento de fluidos são o filtro de regulagem de pressão e o vaso de pressão.

A filtragem e a regulagem da pressão de trabalho são realizadas por uma única unidade de tratamento de ar (Festo, LFR-1/4-D-MINI) proporcionando menor custo e economia de espaço. A Fig. 3.11 mostra a representação da unidade com suas funções, onde 1 é a entrada de ar comprimido, 2 é a saída de ar processado e 3 é a saída de água resultante da desumidificação. A regulagem de pressão é feita através de uma válvula manual e pode ser visualizada por meio de um manômetro acoplado à unidade de tratamento.

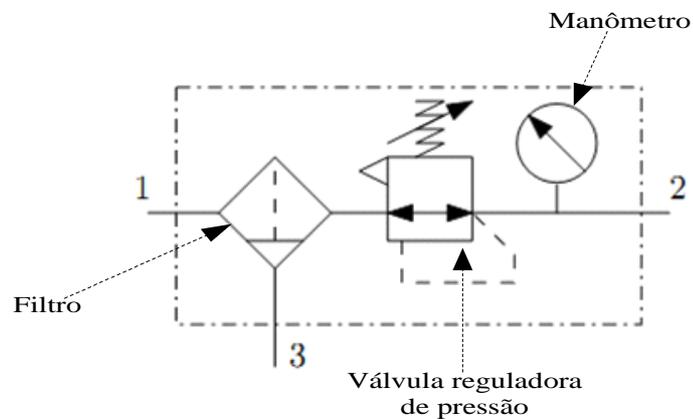


Figura 3.11 – Unidade de tratamento e regulagem de pressão [Festo Corporation, 2010]

As informações técnicas da unidade de tratamento de ar estão apresentadas na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Válvula reguladora e filtro [Festo Corporation, 2010]

Grau de filtragem	40 $\mu\text{m}$
Volume máximo do condensado	22 $\text{cm}^3$
Indicador de pressão	Manômetro
Faixa de regulagem de pressão	0,5 – 12 bar
Pressão de entrada 1	1 – 16 bar
Histerese de pressão máxima	0,2 bar
Vazão nominal padrão	1400 l/min
Temperatura do meio	-10 – 60 °C
Temperatura ambiente	-10 – 60 °C
Massa	460 g

### 3.3.3 Transdutores

Estes elementos são os utilizados para captar os sinais representativos dos estados do sistema. A bancada dispõe de dois tipos de transdutores: de pressão e de posição.

#### 3.3.3.1 Transdutor de pressão

Para aquisição das pressões nas duas câmaras do cilindro atuador foram utilizados dois transdutores de pressão absoluta, um para cada câmara do pistão onde os transdutores estão conectados às saídas da servoválvula (ver conexões 2 e 4 na Fig. 3.9). O sensor de pressão utilizado é o WIKA S-10. As principais características técnicas sobre os transdutores estão apresentadas na Tabela 3.5 enquanto que a Fig. 3.12 mostra o transdutor comercial utilizado.

Tabela 3.5 – Informações Técnicas dos Transdutores de Pressão

Escala	0 – 10 bar
Sinal de saída	0 – 10 V
Alimentação	10 – 30 Vdc
Tempo de resposta	< 1 ms
Massa	300 g
Proteção dielétrica	500 Vdc
Precisão	25 mbar



Figura 3.12 – Transdutor de Pressão [Instrumentos WIKA S.A, 2009]

### 3.3.3.2 Transdutor de posição

Na medição da posição utilizou-se uma régua potenciométrica (Festo–MLO–POT–360–TLF). Ela é acoplada ao pistão pneumático e fornece como resultado uma saída de tensão em função da posição. A régua é alimentada com uma tensão de 24Vcc, com sua saída variando entre 0 e 24V. As características deste dispositivo são apresentadas na Tabela 3.6 e uma imagem do modelo comercial na Fig. 3.13.

Tabela 3.6 – Régua potenciométrica [Festo Corporation, 2010]

Recorrido	360 mm
Princípio de medição	Analógico
Resolução	0.01 mm
Peso	1.1 kg
Tensão mínima alimentação	10 Vdc
Resistência	5 kΩ
Corrente de máximo consumo	4 mA
Linearidade Independiente	0.05 %
Tipo conector	MSSD-C-4 P



Figura 3.13 – Régua potenciométrica [Festo Corporation, 2010]

### 3.3.4 Fontes de alimentação

As fontes de alimentação são componentes essenciais da bancada. Elas devem ser estáveis e constituídas de forma a permitir obter medidas com relação sinal/ruído e precisão adequada ao controle proposto. Na bancada utilizou-se duas fontes de alimentação, a primeira foi utilizada para alimentar a servoválvula, transdutores de pressão e a régua potenciométrica (calibrada para trabalhar numa tensão de 24Vcc [Icel Manaus instrumentos Medição, 2012]). Na Tabela 3.7 estão relacionados seus dados técnicos, enquanto que na Fig. 3.14 é apresentada uma imagem da fonte utilizada. A segunda fonte de alimentação é dedicada para o microcontrolador. Para os circuitos de condicionamento de sinais foi projetada uma fonte dedicada, cujo esquema está apresentado na Fig. 3.15, e sua instalação na Fig. 3.7.

Tabela 3.7 – Fonte alimentação 24V – PS-4000 [Icel Manaus instrumentos Medição, 2012]

Alimentação	110/220 Vca
Dimensões	290 x 160 x 135 mm
Massa	5 kg
Temperatura de trabalho	0 – 60 °C
Modos de operação	Tensão ou corrente constante
Faixa de tensão regulada de saída	0 – 30 V
Corrente máxima de saída	3 A
Ripple e ruído	< 0,5 mVrms (5Hz a 1MHz)
Exatidão	± 0,5 %
Conectores frontais	3 bornes (Vcc – GND – 0Vcc)



Figura 3.14 – Fonte de alimentação PS-4000 [Icel Manaus instrumentos Medição, 2012]

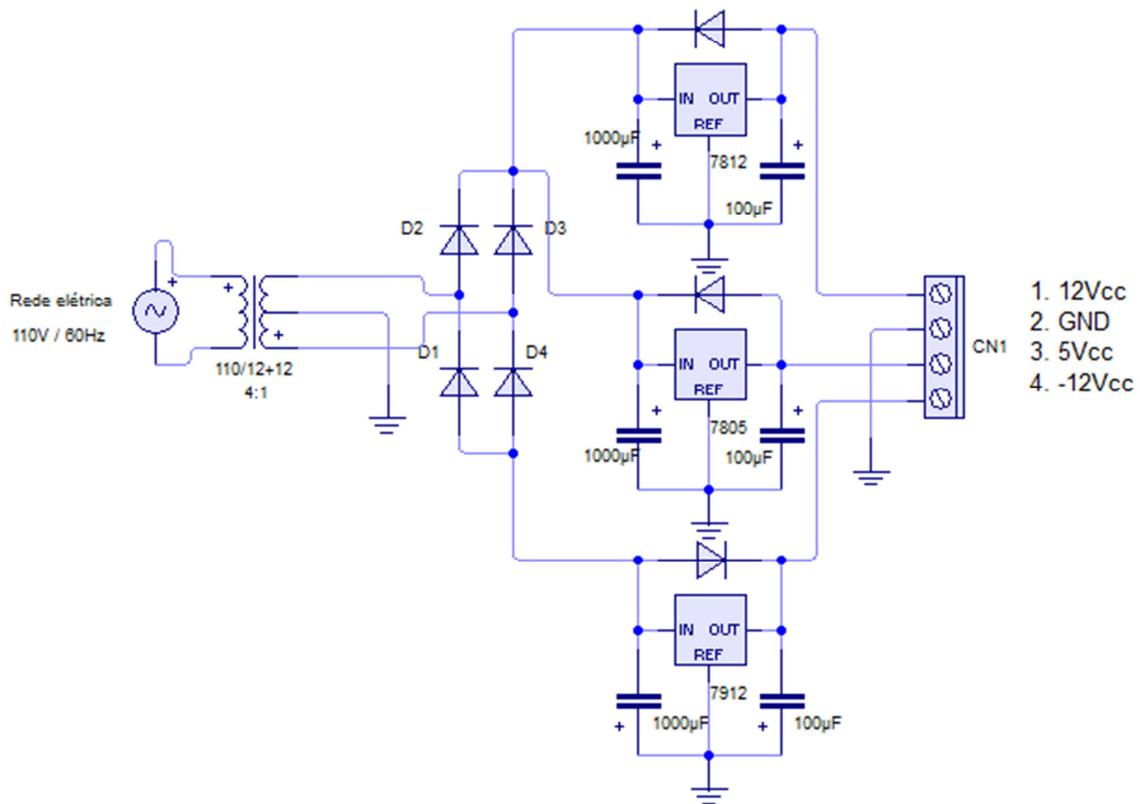


Figura 3.15 – Circuito esquemático da fonte alimentação projetada

### 3.3.5 Microcontrolador

O microcontrolador consiste basicamente de um processador com memória programável integrado com periféricos de entradas e saídas que pode realizar tarefas específicas de eletrônica a um baixo custo. Para o caso de aplicação ao controle de uma bancada pneumática, utilizou-se um microcontrolador dsPIC30F3013 da Microchip.

### 3.3.5.1 Seleção do microcontrolador

Como existem diversos fabricantes e uma quantidade significativa de modelos disponíveis no mercado, para escolher o microcontrolador é necessário estabelecer algum critério, de acordo com a aplicação desejada. Na Tabela 3.8 se apresenta alguns modelos existentes no mercado e também algumas de suas principais características. Para o presente caso, baseado na experiência do pesquisador, considerou-se dentre as principais marcas disponíveis no mercado (Microchip Technology, Texas Instrument, ATMEL Corp. e Freescale Semiconductors Corp.), que o microcontrolador do Microchip, o dsPIC30F3013, apresenta características técnicas que satisfazem adequadamente os requisitos deste projeto.

Tabela 3.8 – Comparativo de alguns fabricantes de microcontroladores

	Freesacale	Microchip	ATMEL	Texas Instrument
16 bits	X	X	X	X
32 bits	X	X	X	X
64 bits	-	-	X	-
Memoria Flash	X	X	X	X
Conversor A/D 12bits	X	X	X	X
Módulo USB	X	X	X	X
Comunicação SPI / I2C	X	X	X	X
Temporização 16 bits	X	X	X	X
Comparador / PWM	X	X	X	X
Proteções internas	X	X	X	X
montagem PDIP	-	X	-	-
Compilador + IDE C (estudantil)	X	X	X	X
Versões gratuitas de gravadores	X	X	X	X
Suporte técnico gratuito	-	X	-	-
Librarias USB	-	X	X	-
Suporte Simulador (Proteus)	-	X	-	-

### 3.3.5.2 Características do dsPIC® escolhido

Os dsPICs são dispositivos híbridos que apresentam as principais características de um DSP em conjunto com as de um microcontrolador, apresentando assim propriedades importantes para a aplicação em controle, tais como:

- MAC (Multiplicação e Acumulação) de 16x16 bits em um só ciclo interno.
- Dois acumuladores de 40 bits.
- Acesso simultâneo em dois operando.
- Jogo flexível de interrupções.

Este dispositivo possui 28 pinos, sendo suficientes para as tarefas de aquisição de dados de duas pressões e de uma da posição, além da atuação para a válvula, comunicação RS-485 e programação *In-Circuit*.

As principais características do dispositivo são apresentadas na Tabela 3.8.

Tabela 3.9 – Características do microcontrolador utilizado

Memória de programa	24 kbyte
Memória de instruções	8 kbyte
Memória RAM	2048 byte
EEPROM	1024 byte
Timer 16 bit	3
Output compare – PWM	2
Conversor A/D	10 canais x 12 bits
Tensão de trabalho	0 – 5Vcc
Timer	3 x 16 bits, 1 x 32 bits
SPI	1
I <sup>2</sup> C	1
Velocidade do CPU	30MIPS
Periféricos de comunicações	2- A/E/USART 1- MSSP (SPI/I2C)
Encapsulado	DIP 28 pinos

A Fig. 3.16 apresenta a disposição de pinos do dispositivo, juntamente com as funcionalidades e módulos disponíveis em cada porta deste dispositivo.

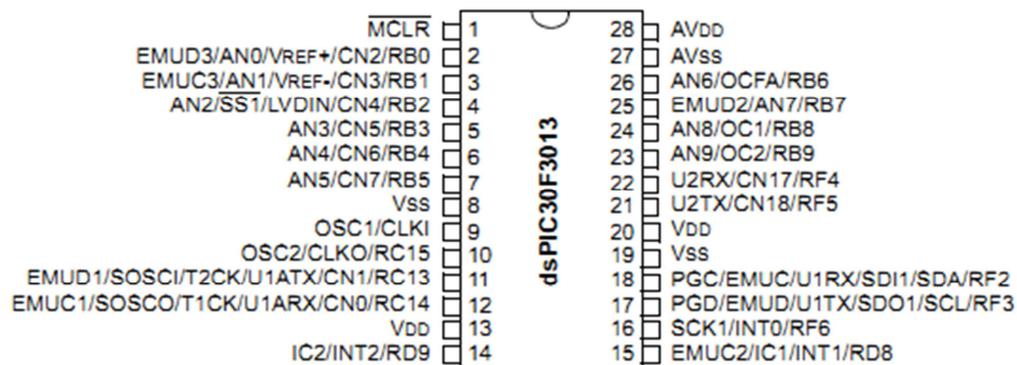


Figura 3.16 – Disposição de pinos do dsPIC30F3013 [Microchip Technology, 2010]

O dsPIC30F3013 é dedicado a realizar principalmente as tarefas de aquisição de dados, comunicação e atuação da servoválvula. Estas tarefas devem ser realizadas em um

ciclo de controle de, no máximo, 1ms [Perondi, 2002]. Na Fig. 3.17 é apresentado um diagrama de blocos do microcontrolador, considerando somente os módulos utilizados.

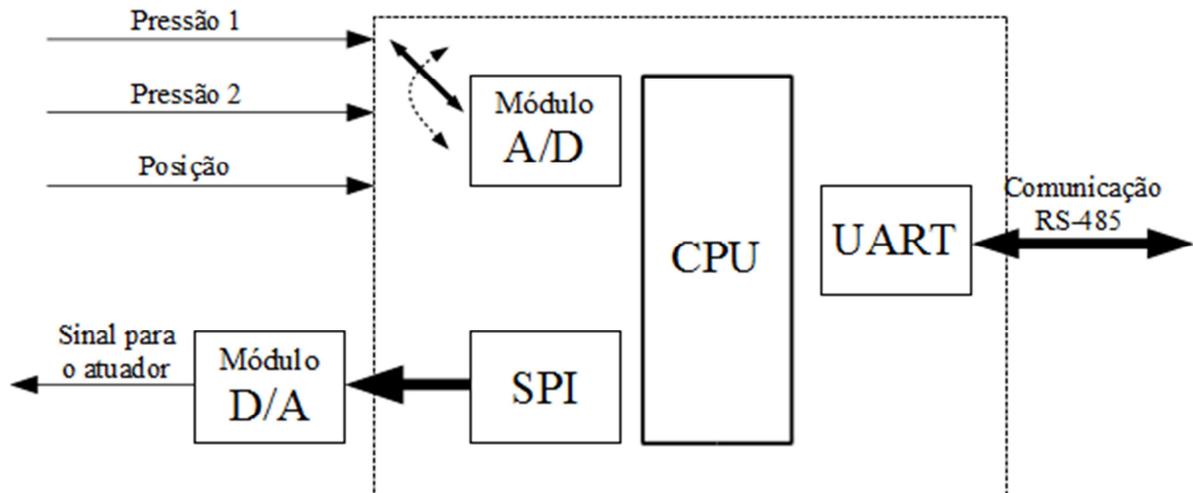


Figura 3.17 – dsPIC30F3013, Módulos de entradas e saídas utilizados

Os módulos do microcontrolador utilizados para realizar o controle são descritos nas seções 3.4.1 (Conversores Analógicos / Digitais e Digital / Analógico) e 3.4.3 (Comunicação RS-485), o módulo UART (*Universal Asynchronous Receiver Transceiver*) é o encarregado de realizar a tarefa de comunicação serial da plataforma.

### 3.3.6 Microcomputador e dSPACE®

A dSPACE DS 1104 é composta por uma placa de aquisição e controle associada a um pacote de software para aquisição e processamento de dados. Além disso, o sistema utilizado conta com uma caixa de expansão que possui seis entradas A/D e seis saídas D/A além de uma entrada para encoders. A dSPACE® trabalha integrada ao software Matlab® e sua programação pode ser realizada a partir de diagrama de blocos através do módulo Simulink® do Matlab®. Também é usado o software ControlDesk®, através do qual são monitoradas e modificadas as variáveis do sistema em tempo de processamento, além da realização da aquisição de dados provenientes dos ensaios. Este software trabalha em paralelo com o Matlab®.

O microcomputador utilizado é do tipo Intel Pentium Core 2 Duo® de 2Ghz e 2Gb de memória RAM, HD de 160Gb. A CPU foi utilizada principalmente para a visualização online dos dados processados, permitindo a interface com a dSPACE®.

### 3.4 Aquisição de dados e comunicação

Para a operação do sistema é necessário monitorar os valores das variáveis físicas. Para isso, utilizam-se transdutores para capturar sinais que são posteriormente amostrados e convertidos digitalmente, permitindo calcular um valor de sinal de controle de saída através dos algoritmos implantados.

A seguir, são apresentados os dispositivos utilizados, incluindo os conversores de sinais analógicos em digitais (módulo A/D) e os conversores de sinais digitais para analógicos (módulos D/A), as interfaces de condicionamento de níveis de tensão, os filtros implantados e, finalmente, a comunicação (com relação à interface e protocolo implantados).

#### 3.4.1 Conversores Analógico–Digital (A/D) e Digital–Analógico (D/A)

O conversor analógico digital (A/D) cumpre uma tarefa importante na aquisição de dados, transformando um sinal analógico em um valor digital que pode ser processado pelos algoritmos de controle em tempo real. Para isto, é necessário um conversor rápido, confiável e de boa resolução. Escolheu-se para tanto o módulo A/D do próprio microcontrolador dsPIC30F3013 (Fig. 3.17). Verificou-se através de testes que este módulo apresenta capacidade suficiente para adquirir e converter os dados dos três canais analógicos, dispondo ainda de tempo suficiente para as outras atividades do microcontrolador dentro do intervalo de 1ms. O tempo de aquisição de dados para cada amostra é proporcional ao inverso da frequência de amostragem do dispositivo  $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{200000} 5 \times 10^{-6} s = 5 \mu s$ .

Para as três amostras (duas pressões e posição do pistão), este número é multiplicado por três, resultando 15 $\mu$ s. Isto equivale a 1,5% do tempo exigido para o ciclo de controle assumido como 1ms [Perondi, 2002]. Estes valores foram confirmados através de experimentos utilizando osciloscópio digital da marca Minipa<sup>®</sup> (modelo MO 2061), coincidindo assim com os dados fornecidos pelo fabricante através da folha de dados técnicos do dispositivo.

Para a conversão Digital/Analógica, utilizou-se o dispositivo eletrônico externo MCP4921 fabricado também pelo Microchip Technology Inc. Este circuito integrado comunica-se sincronizadamente com o microcontrolador, recebendo digitalmente os dados de acionamento da válvula para converter esses valores em sinais analógicos. O dispositivo é apresentado na Fig. 3.18 e as suas características estão listadas na Tabela 3.10.

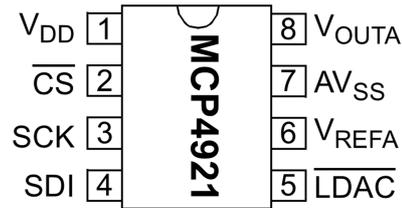


Figura 3.18 – Conversor Digital Analógico

Tabela 3.10 – Características DAC [Microchip Technology, 2010]

Resolução	12 bits
Interface comunicação	SPI
Tempo de estabilização	4,5 $\mu$ s
Clock Suportado	20 MHz
Temperatura trabalho	-40 – 125 °C

O tempo demandado para a tarefa de conversão digital/analógica não é superior a 5 $\mu$ s, tal como apresentado na Tabela 3.10. Estes dados foram conferidos experimentalmente através do osciloscópio digital Minipa<sup>®</sup> (modelo MO 2061) ilustrado na Fig. 3.19.

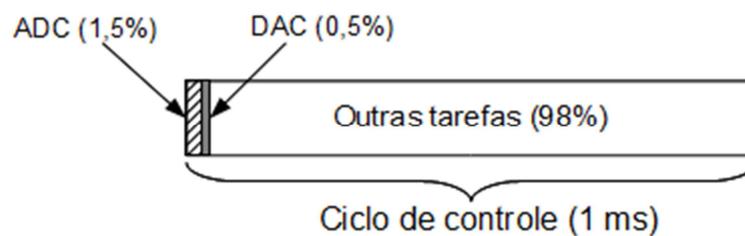


Figura 3.19 – Tempo de trabalho do DAC MCP4921

### 3.4.2 Condicionamento de sinais

O condicionamento dos sinais é realizado na forma de amplificação, calibração, limitações e/ou filtragem dos sinais. No presente contexto, o sistema de condicionamento é utilizado para garantir a proteção do sistema e para manter os sinais em níveis adequados, suprimindo assim a possibilidade de ocorrerem sinais que venham a ser prejudiciais ou insuficientes para a tarefa. Assim, projetou-se e foram implantados circuitos de condicionamento de sinais em diferentes pontos do sistema.

#### 3.4.2.1 Condicionamento de sinais para a dSPACE<sup>®</sup>

O condicionamento de sinais para a dSPACE<sup>®</sup> foi desenvolvido para que o sinal posição consiga trabalhar na máxima resolução da placa com a ampliação da faixa de valores

de tensão fornecida pelo transdutor de posição (0 a +5V) para uma tensão de entrada na dSPACE® de -10Vcc até +10Vcc (valores limites). Para os sinais de pressão não é realizado este condicionamento.

Na Fig. 3.20 é apresentado o esquema de fluxo de sinais na dSPACE®, onde destaca-se o bloco de condicionamento para o sinal de posição, enquanto que os sinais de pressões ingressam diretamente à plataforma dSPACE® sem realização de qualquer filtragem ou condicionamento.

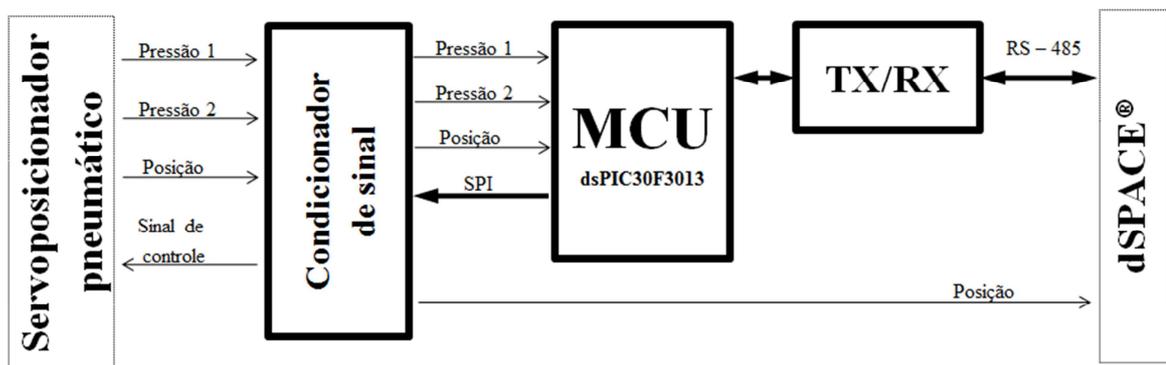


Figura 3.20 – Diagrama de blocos de fluxo de sinais na dSPACE® e o dsPIC®

Na Fig. 3.21 é apresentado o diagrama de blocos representativo do tratamento do sinal da posição para a dSPACE®.

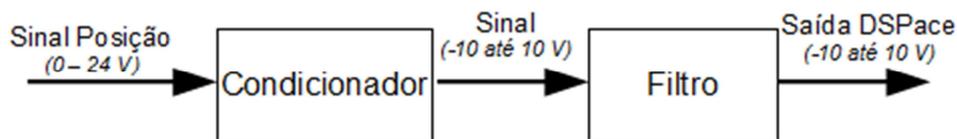


Figura 3.21 – Passos de condicionamento do sinal do posição

Para o condicionamento do sinal de posição foi também projetado um circuito de filtragem que, conforme já citado, tem a finalidade de reduzir a amplitude dos sinais de altas frequências. As características do filtro são apresentadas na Tabela 3.10.

Tabela 3.11 – Características do filtro de condicionamento de sinais

Arquitetura hardware	Analógico – ativo
Resposta em frequência	Passa Baixo
Frequência de corte	200 Hz
Ordem	2
Método de desenho	Butterworth

Cálculos e maiores detalhes sobre este circuito estão apresentados no Anexo A.

### 3.4.2.2 Condicionamento para o microcontrolador

Para o condicionamento dos sinais do microcontrolador utilizou-se uma arquitetura similar à dos circuitos da dSPACE<sup>®</sup>. Na Fig. 3.22 é apresentado o diagrama blocos deste sistema de condicionamento.

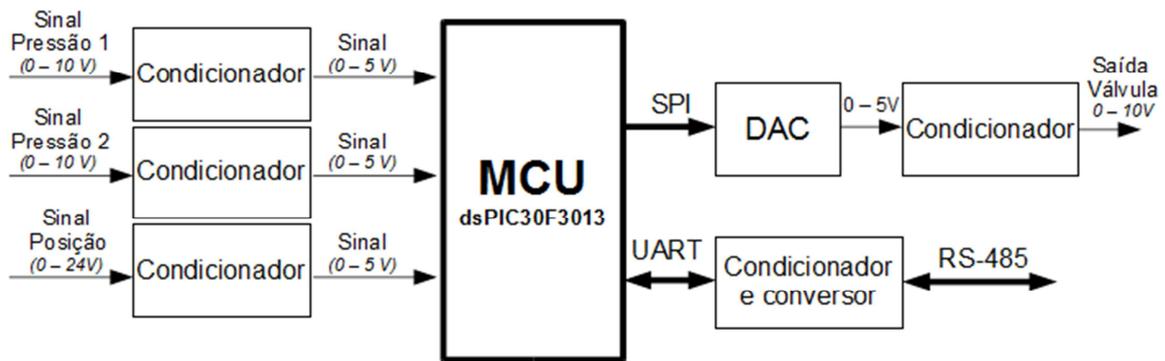


Figura 3.22 – Diagrama de blocos representativo da operação do microcontrolador

Neste caso, os sinais condicionados das entradas analógicas (pressões e posição) têm uma redução na tensão e uma filtragem para evitar *aliasing* na aquisição de dados. O fluxo dos sinais analógicos das pressões é apresentado na Fig. 3.23.

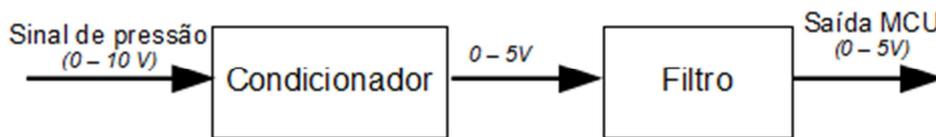


Figura 3.23 – Condicionamento sinais de pressão para o microcontrolador

A redução da amplitude dos sinais de tensão proporcionais às pressões é importante para impedir que ocorram danos ao microcontrolador e também para proporcionar uma tensão de saída do condicionador proporcional ao fundo de escala do circuito ADC do microcontrolador (Tabela 3.8).

As características do filtro analógico para o condicionador de sinais do microcontrolador são similares ao utilizado na dSPACE<sup>®</sup>. Seu projeto está apresentado no Anexo B.

Os sinais de pressão e posição encaminhados ao microcontrolador são os mesmos que no caso da dSPACE<sup>®</sup>, porém, cada um com seus valores próprios de condicionamento (conforme figuras 3.23 e 3.24).

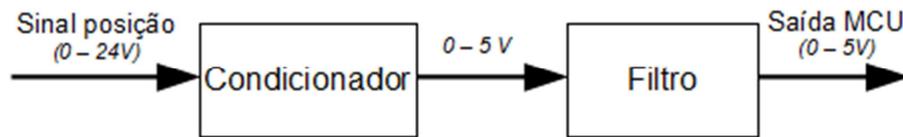


Figura 3.24 – Condicionamento sinais de posição para o microcontrolador

Neste caso, o filtro analógico ativo utilizado apresenta as características listadas na Tabela 3.11.

### 3.4.3 Comunicação RS-485

A comunicação entre o microcomputador e o microcontrolador é realizada através de uma interface RS-485. O microcomputador envia para o dsPIC<sup>®</sup> a referência da trajetória para o servoposicionador pneumático, enquanto que o microcontrolador devolve os estados de posição, velocidade, pressões, entre outros dados de interesse. Na Fig. 3.25 são representados os pacotes de transferência de dados entre esses equipamentos.

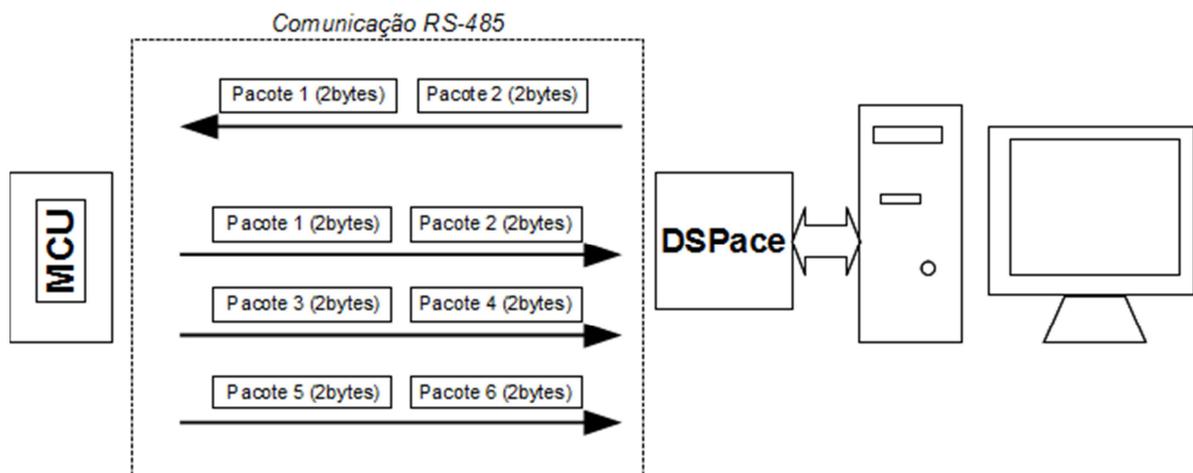


Figura 3.25 – Transferência de dados entre o Microcontroladores e o PC

Os pacotes de dados transferidos entre os equipamentos facilitam o controle e a observação dos estados do sistema dinâmico e, assim, a comparação entre o desempenho do microcontrolador e a da dSPACE<sup>®</sup>. Os pacotes de dados apresentados na Fig. 3.25 formam as estruturas de dados do protocolo desenvolvido para este projeto. As figuras 3.26 e 3.27 mostram a estrutura de dados da dSPACE<sup>®</sup> e do microcontrolador.

Sincronismo	Referência
-------------	------------

Figura 3.26 – Dados enviados pela dSPACE<sup>®</sup>

Posição	Pressão 1	Pressão 2	Velocidade	Aceleração	Erro Pos.
---------	-----------	-----------	------------	------------	-----------

Figura 3.27 – Dados enviados pelo microcontrolador

Cada pacote equivale a 2 bytes. Cada byte tem um bit de início ou ligação e um bit de finalização do frame de 8 bits (1 byte), conforme pode ser observado na Fig. 3.28 [ISO 7498-1, 1994], resultando em um total de 40 bits de dados enviados pela dSPACE® e de 120 bits de dados enviados pelo microcontrolador.

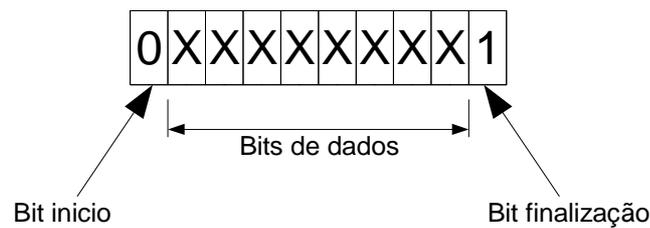


Figura 3.28 – Estrutura de cada Byte

O pacote de sincronismo enviado da dSPACE® equivale a um número identificador específico do dispositivo ao qual os seguintes dados são enviados. Isto garante o envio dos sinais para o dispositivo selecionado, caso tenha mais de um dispositivo para atingir. O pacote de referência consiste de um valor desejado (ou referência) da posição desejada para o servoposicionador.

No caso dos dados enviados do microcontrolador para a dSPACE® (posição, pressões, velocidade, aceleração e erro de posição), os valores são previamente calibrados, ou seja, convertidos para unidades do Sistema Internacional ([m], [m/s] e [m/s<sup>2</sup>]). Como os controladores implantados (PID e Slide Mode) não necessitam dos valores das pressões, no presente caso, os valores que o microcontrolador envia para a dSPACE® servem apenas para o monitoramento da operação do sistema. A execução desta ação embutida na operação do sistema atual garante a possibilidade de uma eventual aplicação futura na qual o conhecimento dos valores das pressões seja necessário para o controle. Os pacotes de dados das pressões estão representados por 12 bits transmitidos, sendo a calibração realizada através da própria dSPACE®.

Optou-se pelo uso de uma estrutura *full-duplex* de comunicação com 4 fios e foram utilizados dois circuitos integrados SN75176 [Texas Instrument Inc., 1995] para arranjar a estrutura, facilitando assim um possível trabalho futuro em rede (Fig. 3.29).

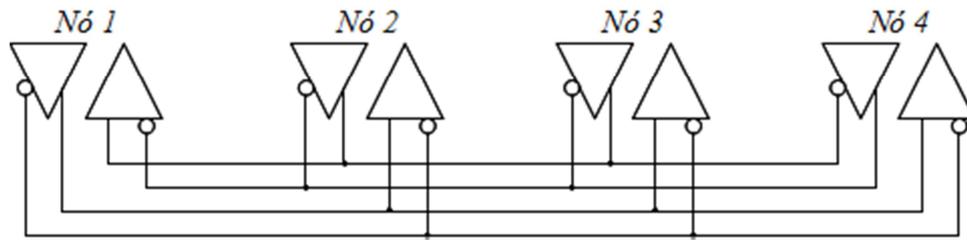


Figura 3.29 – Topologia de configuração da rede RS-485

A taxa de transferência utilizada é de 1 Mbps, e, assim, o tempo consumido para a transmissão de dados pela dSPACE<sup>®</sup> pode ser calculado através de

$$\frac{40\text{bits}}{10000000\text{ bits/seg}} = 4 \times 10^{-5}\text{seg} = 40\mu\text{s}$$

Enquanto que o tempo de transmissão de dados executado pelo microcontrolador através de

$$\frac{120\text{bits}}{10000000\text{ bits/seg}} = 1,2 \times 10^{-5}\text{seg} = 120\mu\text{s}$$

Assim, quase 20% do total do ciclo de controle é utilizado para a comunicação de dados. As tarefas de aquisição, comunicação e processamento do algoritmo de controle demandam um tempo quase de 60% do total do ciclo de controle, ou seja, 0,6 ms (Fig. 3.30).

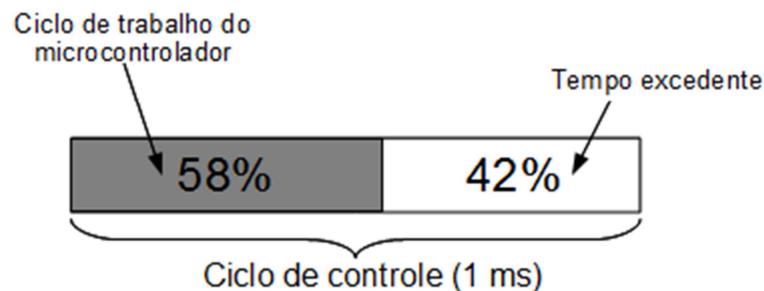


Figura 3.30 – Ciclo de trabalho do Microcontrolador

Como os tempos de conversão DAC e ADC e de comunicação são conhecidos, é possível estabelecer a seguinte equação para o ciclo de controle:

$$t_{ADC} + t_{DAC} + t_{comunicações} + t_{controle} + t_{excedente} = 1\text{ms}$$

O conversor digital/analógico (DAC) apresenta um tempo de conversão de 5  $\mu\text{s}$  para cada valor digital enviado (ver Tabela 3.10), sendo esta feita uma única vez a cada ciclo de controle. Já, o conversor analógico/digital realiza a tarefa de aquisição de dados utilizando um tempo de 15  $\mu\text{s}$  (Fig. 3.17) em cada ciclo. Na configuração estabelecida, o tempo requerido

para a comunicação em cada ciclo é de 120  $\mu\text{s}$ . Com isso pode-se calcular o tempo excedente para um ciclo 1 ms através de

$$160\mu\text{s} + 420\mu\text{s} + 15\mu\text{s} + 5\mu\text{s} + X = 1000\mu\text{s}$$
$$X = 400\mu\text{s}$$

onde  $X$  representa o valor do tempo associado aos cálculos do algoritmo de controle. Estes resultados foram obtidos através de ensaios realizados utilizando o algoritmo implantado com maior número de instruções, ou seja, o do controle não linear do tipo *Slide Mode Control*.

Assim, o tempo excedente pode ser também calculado e resulta em 400  $\mu\text{s}$  (40% do ciclo). Estes resultados estão representados através da Fig. 3.31.

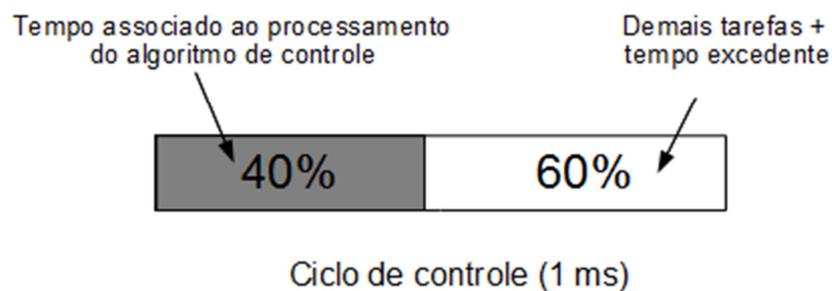


Figura 3.31 – Tempo de processamento do algoritmo de controle

## **4 PROGRAMAÇÕES DAS ROTINAS COMPUTACIONAIS**

### **4.1 Implantação dos controladores**

Este capítulo aborda a implantação dos controladores do servoposicionador pneumático visando a testar o sistema desenvolvido.

Conforme já comentado, para teste do sistema desenvolvido, optou-se pela implantação computacional de dois controladores, um linear, amplamente utilizado no controle de processos industriais (PID – Proporcional Integral Derivativo) e um não linear a estrutura variável baseado no conceito dos modos deslizantes (Slide Mode Control).

Para a implantação destes controladores, foram necessários diversos desenvolvimentos paralelos que estão descritos neste capítulo (rotinas de integração e derivação numérica, filtros digitais, curvas de trajetórias desejadas, etc.).

### **4.2 Descrição de um ensaio padrão**

Os ensaios comparativos da plataforma desenvolvida com a dSPACE<sup>®</sup> consistem em resultados importantes deste trabalho, assim deve-se descrever o procedimento utilizado para obter os resultados experimentais apresentados no Capítulo 5. Basicamente, cada ensaio pode ser dividido em três etapas principais: programação do algoritmo de controle na dSPACE<sup>®</sup>, e sintonia dos ganhos (ainda usando a dSPACE<sup>®</sup>) e programação do mesmo algoritmo utilizado na dSPACE<sup>®</sup> no microcontrolador.

Os algoritmos (PID e Slide Mode) utilizados estão descritos nas seções 4.1.1 e 4.1.2 deste capítulo. As curvas utilizadas para os testes de seguimento de trajetória do servoposicionador para cada algoritmo de controle programado (trajetória senoidal e polinomial de 7ª ordem) são apresentadas na Seção 4.1.4.

#### **4.1.1 Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID)**

Este tipo de controlador foi descrito anteriormente na Seção 2.2.7.1. O projeto inicial deste algoritmo foi desenvolvido utilizando o sistema Matlab<sup>®</sup>/Simulink<sup>®</sup> operando em tempo real através da dSPACE<sup>®</sup>. O monitoramento das variáveis do sistema em tempo real e as aquisições de dados foram executados através dos softwares de suporte da dSPACE<sup>®</sup>.

As variáveis de entrada do controlador PID são a referência ( $y_r$ ) e a posição ( $y$ ) do sistema. A diferença entre estas duas variáveis é processada pelos blocos proporcional, integrador e derivativo. A sintonia dos ganhos foi realizada empiricamente.

Os ensaios apresentados foram realizados com  $K_p = 8$ ,  $K_i = 2$  e  $K_d = 0,04$ . Utilizou-se uma rotina de saturação na saída do controlador para limitar os níveis de tensão máximos e mínimos, definidos entre -1 até +1. Na Fig. 4.1 apresenta-se o diagrama de blocos correspondente ao controlador PID.

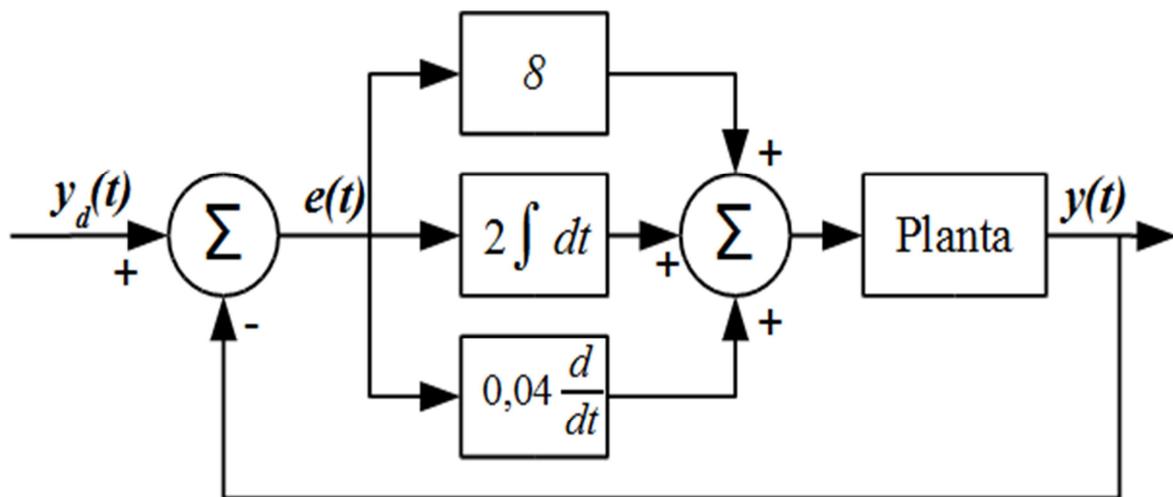


Figura 4.1 – Diagrama de blocos PID

#### 4.1.2 Controle por Modos Deslizantes

Assim como o controlador PID, o controle por modos deslizantes já foi descrito anteriormente (Seção 2.2.7.2). Seu projeto foi realizado com as mesmas ferramentas utilizadas no desenvolvimento do controlador PID.

Como já foi descrito, de acordo com a teoria de controle a estrutura variável, utilizando-se leis de controle chaveadas com o objetivo de dirigir a trajetória do sistema a uma superfície no espaço de estados, conhecidas como superfícies de deslizamento. Esta, definida em projeto, uma vez atingida deve confinar a trajetória do sistema de forma que ela deslize sobre ela até o equilíbrio [Locateli, 2011].

Na implantação deste controlador para um problema de regulação, a superfície  $S$  que o sistema deve seguir é expressa pela Eq. (4.1) [Padian, et al., 1997; Perondi e Guenther, 2000].

$$S = -S_1 e + S_2 \dot{y} + S_3 \ddot{y} \quad (4.1)$$

onde  $e$ ,  $\dot{y}$  e  $\ddot{y}$  são os valores de erro, velocidade e aceleração do sistema, respectivamente. Os valores de  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  são escolhidos para impor a convergência do sistema e garantir a estabilidade.

Para atenuar o efeito de *chattering* (oscilações de altas frequências), utiliza-se a chamada *camada limite* que é definida pela Eq. (4.2).

$$u = -V_{\max} \text{Sat}(S) \quad (4.2)$$

A função  $\text{Sat}(S)$  é definida como  $\text{Sgn}(S/\varphi)$  quando  $|S| > \varphi$  e como  $S/\varphi$  quando  $|S| \leq \varphi$ , onde  $\varphi$  é o valor de largura de camada limite. Na Eq. (4.2)  $V_{\max}$  é o valor da tensão de saturação (tensão máxima aplicada). Na condição  $|S| \leq \varphi$  (no interior da camada limite), o controlador se comporta como um controlador de estados (ver Ogata, 1998) com vetor de ganhos  $(V_{\max} / \varphi)[S_1 \ S_2 \ S_3]$  e vetor de estados  $[e \ \dot{y} \ \ddot{y}]$ . É importante salientar que existe um compromisso entre o *chattering* do sinal de controle e o erro de regime de posição ou seguimento de trajetória, pois ambos dependem da largura  $\varphi$  da camada limite. Assim, quanto maior  $\varphi$ , menor o *chattering* e maior o erro de seguimento. Na Fig. 4.2 é apresentado o diagrama de blocos do controlador por modos deslizantes implantado.

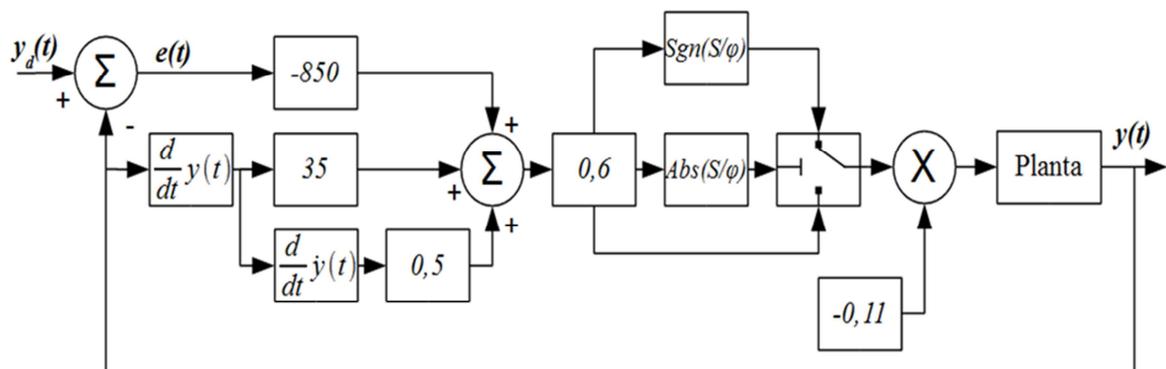


Figura 4.2 – Diagrama de Blocos do Controle por Modos Deslizantes implantado

### 4.1.3 Referências utilizadas

Como valores de referência, a exemplo de Perondi, 2002; e Sobczyk, 2009; os experimentos foram realizados utilizando duas trajetórias distintas como referência: uma senoidal e outra polinomial, descritas a seguir.

Para a trajetória senoidal utilizou-se a da Eq. (4.3).

$$y_d(t) = 0,18 + y_{\max} \text{sen}(\omega t) \quad (4.3)$$

onde  $y_{\max} = 0,10$  [m] e  $\omega = 2$  [rad / s].

A trajetória polinomial desejada, por outro lado, foi implantado por partes, de forma a garantir a parada nos fins de curso para que as características de regime pudessem ser analisadas. Assim, a posição inicial do pistão é definida a 0,08 m da extremidade ( $y_d(0) = 0,08m$ ). A seguir, durante 0,5 segundos, ocorre um deslocamento de acordo com uma curva polinomial de sétima ordem até o pistão chegar a uma posição próxima à outra extremidade do cilindro, tal que  $y_d(1) = 0,28m$ . O pistão mantém-se parado nesta posição por 2 segundos, quando é iniciado um movimento de retorno (seguindo a mesma curva polinomial) até a posição inicial, onde permanece também por 2 segundos, e assim sucessivamente.

A trajetória polinomial desejada pode ser descrita pelas equações 4.4 e 4.5.

$$y_{dp}(t) = -2t^7 + 7t^6 - 8,4t^5 + 3,5t^4 \quad (4.4)$$

$$y_d(t) = \begin{cases} 0,08 + y_{dp}(t/2) & t < 0,5 \\ 0,28 & 0,5 \leq t < 2 \\ 0,28 - y_{dp}((t-2)/2) & 2 \leq t < 2,5 \\ 0,08 & 2,5 \leq t < 4 \end{cases} \quad (4.5)$$

As trajetórias desejadas utilizadas estão apresentadas nas figuras 4.3 e 4.4.

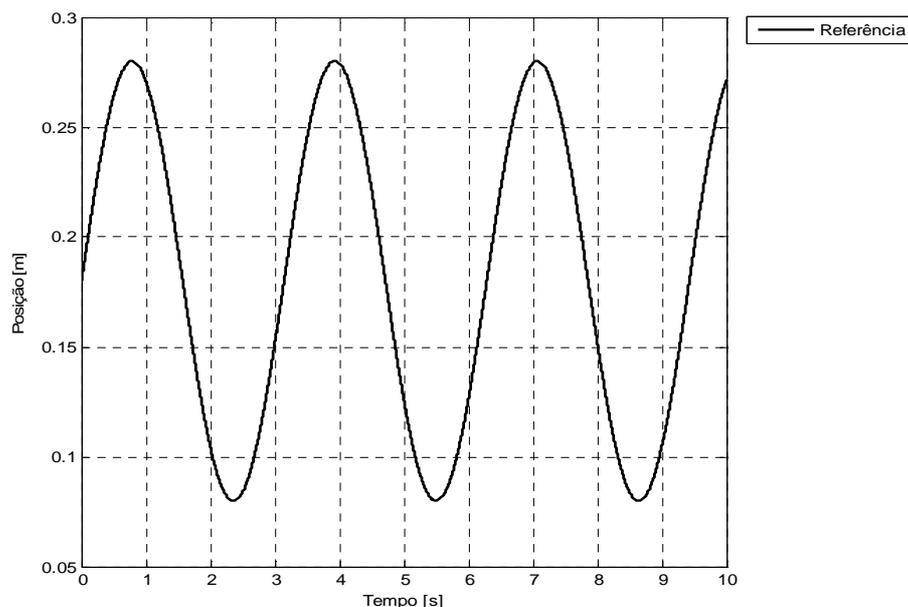


Figura 4.3 – Referência senoidal

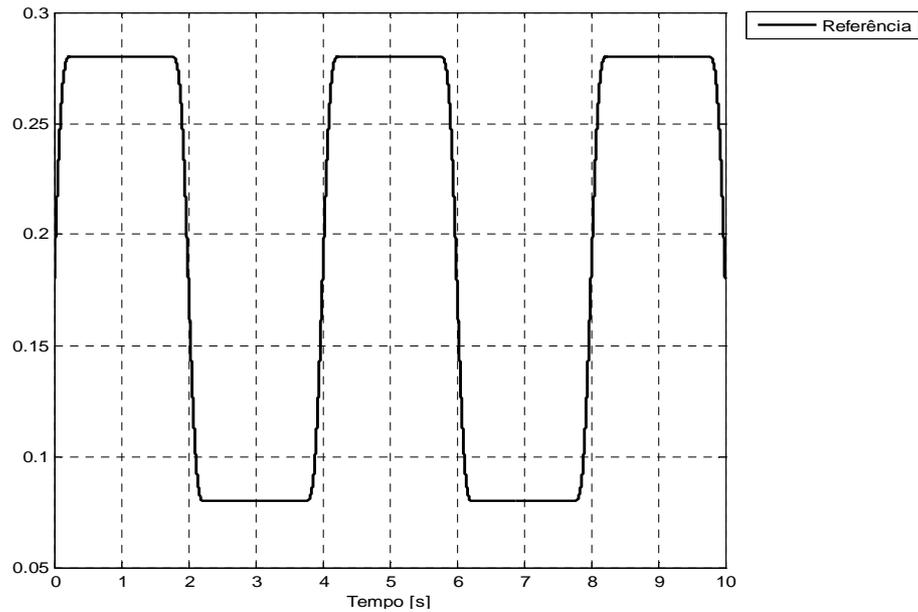


Figura 4.4 – Referência polinomial de sétima ordem

A frequência da trajetória senoidal e os coeficientes do polinômio de sétima ordem foram escolhidos de forma que elas não ultrapassem a velocidade máxima recomendada pelo fabricante do cilindro, que é de 1 m/s.

## 4.2 Rotinas programadas

Nos capítulos anteriores foi descrito o funcionamento da bancada de ensaios, assim como do hardware desenvolvido e outros aspectos relacionados à estrutura física da bancada de controle.

O conjunto de instruções operacionais programadas diretamente no hardware de um equipamento eletrônico é usualmente conhecido como firmware. Assim, descreve-se a seguir o firmware proprietário implantado no microcontrolador para realizar as tarefas necessárias para a devida operação de sistema no controle da bancada.

Na Fig. 4.5 é apresentado o fluxograma geral das rotinas de programação implantadas no microcontrolador.

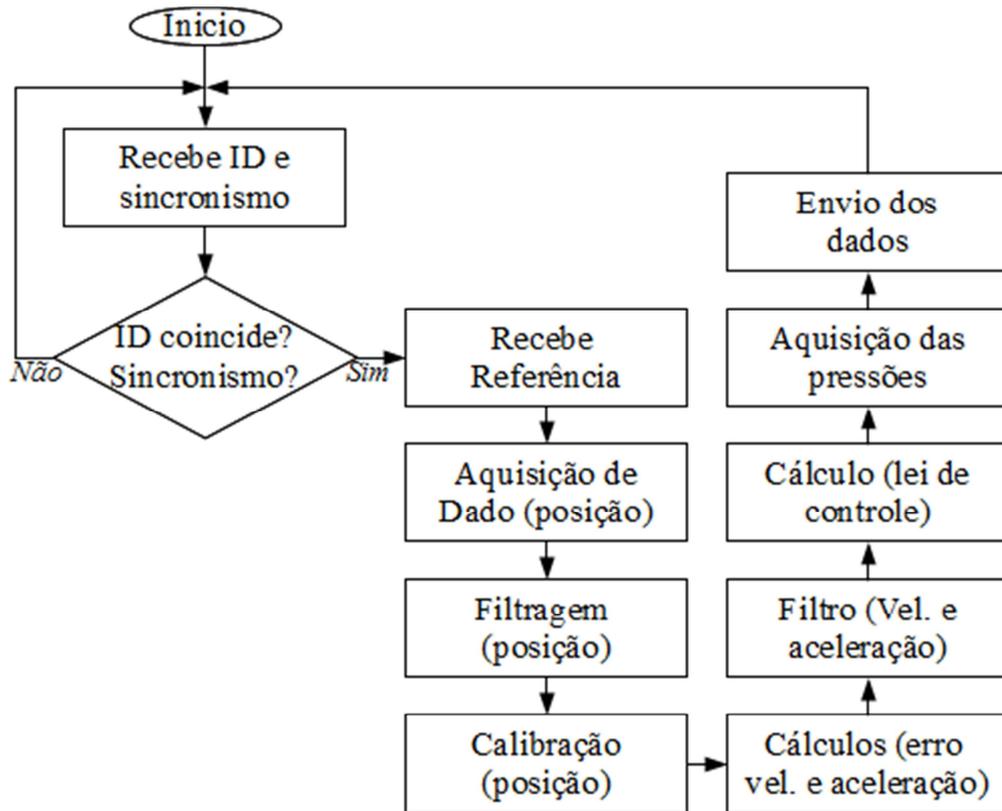


Figura 4.5 – Fluxograma geral do firmware do dsPIC®

Conforme a Fig. 4.5, no início das atividades o microcontrolador aguarda a chegada de dois pacotes de dados que, em conjunto, formam o ID da plataforma (identificador ou endereço que consiste de um pacote sincronizador de 2 bytes). Caso o ID comunicado esteja correto o microcontrolador passa para a atividade programada seguinte. Se o ID estiver incorreto, o microcontrolador continua aguardando novos pacotes. Um ID padrão está representado através da Fig. 4.6.

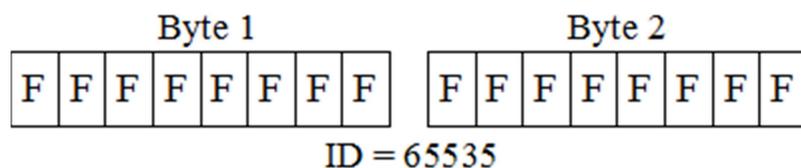


Figura 4.6 – Endereço ID do microcontrolador

O sincronismo entre a plataforma microprocessada e a dSPACE serve para indicar ao microcontrolador que depois deste valor vem os dados comunicados. Além disso, o ID serve

para permitir a operação do sistema em uma rede RS-485 na qual outros microcontroladores possam estar presentes.

Após a identificação do microcontrolador, a dSPACE® envia um pacote de dados com o valor de referência de posição para o atuador associado a este microcontrolador. Esta referência é utilizada para o controle da bancada. Posteriormente, ocorre a aquisição de dados de posição, que são filtrados e calibrados para que possam trabalhar com valores compatíveis com a dSPACE®. Assim, conforme o fluxograma, na sequência são executados os cálculos de erro de posição, velocidade e aceleração aplicando os equacionamentos apresentados na Seção 4.2.2. Após a filtragem dos sinais de velocidade e aceleração é processada a lei de controle e, conseqüentemente, gerado o sinal que é enviado para a servoválvula proporcional.

As demais atividades do microcontrolador são a de aquisição dos sinais de pressões e de envio dos valores de todas as variáveis lidas para a dSPACE®, que gerencia estas informações e as encaminha para o microcomputador para gerar os gráficos de acompanhamento on-line dos ensaios e também para gravação no disco rígido do PC para futuro processamento.

#### **4.2.1 Rotinas de controle**

Nas seções 4.1.2 e 4.1.3 apresentou-se a estrutura e o princípio de funcionamento dos controladores PID e por Modos Deslizantes. Os firmwares que contém as rotinas dos controladores são carregados separadamente no microcontrolador, através de um circuito programador do próprio fabricante Microchip Technology Inc., o PICKIT 2.

#### **4.2.2 Rotinas de cálculo numérico**

Para a execução no microcontrolador das rotinas de controle anteriormente apresentadas é necessário realizar cálculos matemáticos, tais como derivadas, integrais e, interpolação numérica. As rotinas associadas a estes cálculos devem ser implantadas na plataforma de trabalho do sistema em linguagem C. Nesta seção são apresentados os fluxogramas das implantações feitas para cada sub-rotina numérica.

##### **4.2.2.1 Derivada**

A derivada de uma variável dinâmica pode ser definida como uma relação da variação de uma quantidade física em um tempo relativamente curto [Rabuffetti, 1974]. Este conceito

pode ser descrito através da Eq. 4.6, a qual foi programada para uso nas rotinas de cálculo das derivadas nos controladores:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x_0 - x_1}{\Delta t} \quad (4.6)$$

onde  $\Delta t$  é o intervalo de tempo entre as amostras e os valores de  $x_0$  e  $x_1$  são os das variáveis que se deseja derivar tomados no ciclos de controle atual e no ciclo anterior, respectivamente.

A posição do pistão foi obtida diretamente a partir do transdutor, enquanto que os valores da velocidade, aceleração e derivada do erro foram obtidos indiretamente através da derivação dos valores adquiridos. Na Fig. 4.7 apresenta-se o fluxograma representativo destas operações.

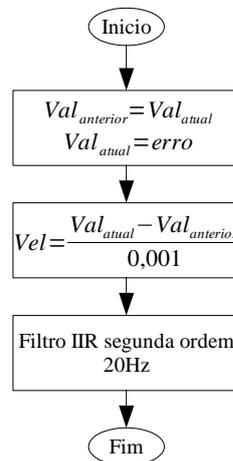


Figura 4.7 – Derivada da posição

Como é ilustrado na Fig. 4.7, é necessária a utilização de um filtro digital, já que o sinal analógico não é sempre imune a ruídos eletromagnéticos. Além disso, a operação de derivada, que envolve normalmente a divisão por um valor pequeno, pode aumentar significativamente o efeito do ruído. Um filtro, digital ou analógico, pode ser utilizado para diminuir este efeito. Mais adiante, na Seção 4.2.3, serão descritos os filtros projetados para este fim.

#### 4.2.2.2 Integral

O conceito de uma integração no tempo está associado ao de acumulação dos valores de uma variável ao longo do tempo. Este conceito é aplicado para o cálculo da ação de controle integral, como parte do controlador PID. Neste caso, a variável a ser integrada é o do

erro de seguimento ou o desvio com relação ao valor de variável desejada (no caso de problema de regulação ou controle ponto a ponto).

A definição da integral para este caso é expressa através da Eq. (4.7).

$$Val_{atual} = Val_{anterior} + \Delta t \left( \frac{erro_{atual} + erro_{anterior}}{2} \right) \quad (4.7)$$

onde  $\Delta t$  é período de integração, neste caso 1 ms, o  $Val_{atual}$  é o erro acumulado até esse momento,  $Val_{anterior}$  é o erro acumulado até o ciclo anterior, assim como  $erro_{atual}$  e  $erro_{anterior}$  são valores instantâneos dos erros no ciclo de controle atual e anterior, respectivamente. A constante  $\Delta t$  multiplicada pela média dos erros atual e anterior consiste no valor médio de erro associado ao intervalo de tempo transcorrido entre os dois últimos ciclos da lei de controle. O fluxograma desta operação é apresentado na Fig. 4.8.

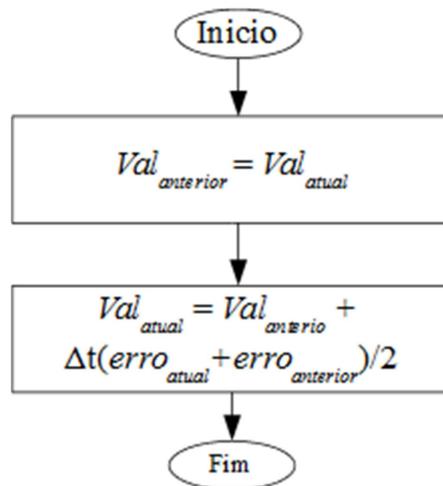


Figura 4.8 – Integração numérica

O primeiro bloco serve simplesmente para armazenar o valor acumulado até o ciclo anterior. Também pode ser observado que não é necessário um filtro para uso com este algoritmo, já que ele consiste de uma acumulação de valores, sendo as oscilações muito pequenas, já que este cálculo não incorpora uma operação de divisão por um valor pequeno, como ocorre, por exemplo, na derivação.

### 4.2.3 Filtros digitais

Os filtros digitais são utilizados para diminuir o efeito das altas frequências introduzidas através do ruído da instrumentação e para permitir a obtenção indireta de algumas variáveis mediante cálculo numérico. Foram realizados ensaios experimentais com

diferentes frequências de corte e estes mostraram que os atrasos introduzidos pelos filtros nos sinais medidos podem introduzir comportamento oscilatório na resposta da malha fechada instabilizando o sistema (tanto com controle PID quanto com Controle por Modos Deslizantes). Isto, na prática, limita a frequência de corte a valores relativamente mais baixos do que seria necessário para eliminar efetivamente os efeitos do ruído. Assim, também no caso do estabelecimento das frequências de corte e características dos filtros, foi necessário um ajuste que considerou o compromisso entre o nível de ruído aceitável e as oscilações introduzidas pelos atrasos. As características dos filtros digitais utilizados nos ensaios experimentais estão apresentadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Filtros Digitais utilizados

<b>Filtro</b>	<b>Frequência de corte [Hz]</b>	<b>Ordem</b>	<b>Tipo</b>
Posição	160	2	Butterworth
Velocidade	30	1	Butterworth
Aceleração	20	1	Butterworth

O objetivo destes filtros digitais é o de melhorar a qualidade dos sinais a serem trabalhados e assim suavizar a atuação da válvula proporcional. Como mostra a Tabela 4.1, a estrutura dos filtros é baseada na arquitetura Butterworth, variando a ordem e a frequência de corte de cada um deles.

O filtro de posição tem como objetivo eliminar ruídos que provem de fontes externas e que são inerentes ao sistema, além do próprio ruído proveniente do conversor analógico digital. As filtragens são realizadas após a aquisição de dados e antes da interpolação numérica.

Os filtros utilizados no processamento de sinais de velocidade e aceleração diminuem o ruído introduzido pela derivada numérica a qual introduz valores de grandes magnitudes e altas frequências nos sinais condicionados.

## 5 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos através de ensaios realizados na bancada experimental. Eles servem principalmente para ilustrar os desenvolvimentos apresentados no Capítulo 4.

O presente capítulo está dividido em 4 seções. Inicialmente, é apresentado um ensaio experimental realizado para obtenção do centro geométrico de operação da válvula. Este procedimento é importante para a implantação de algoritmos de controle em malha fechada com maior precisão.

A seguir, são apresentados os resultados experimentais em malha fechada, sendo exibidos inicialmente os resultados da aplicação do controle PID com as trajetórias senoidal e polinomial de 7ª ordem. Posteriormente, são apresentados os resultados do controle por modos deslizantes com as mesmas trajetórias de referência.

Os testes foram realizados tanto com o uso da plataforma desenvolvida como com o uso da dSPACE®, obtendo assim resultados para o estudo comparativo do desempenho do sistema microcontrolado.

### 5.1 Determinação do centro da válvula

A servoválvula utilizada apresenta assimetria intrínseca com relação à sua posição central. Essa assimetria é caracterizada por pequenas diferenças de aberturas dos orifícios de passagem em ambas das direções da vazão de ar para um dado valor do sinal de controle. Para a implantação de um controle preciso em malha fechada é importante compensar essa assimetria através de uma rotina computacional construída para este fim. A utilização das curvas experimentais do sinal de comando versus pressão nas saídas da válvula permite definir o ponto central da válvula necessário para a programação do código de ajuste de centro da válvula. Assim, para a determinação da função sinal-pressão deve-se conectar um transdutor de pressão a cada saída da válvula proporcional, assim como detalha a Fig. 3.2. Note-se que para realizar estes ensaios se fez uma modificação nas conexões, retirando o cilindro pneumático, assim como é apresentado na Fig. 5.1.

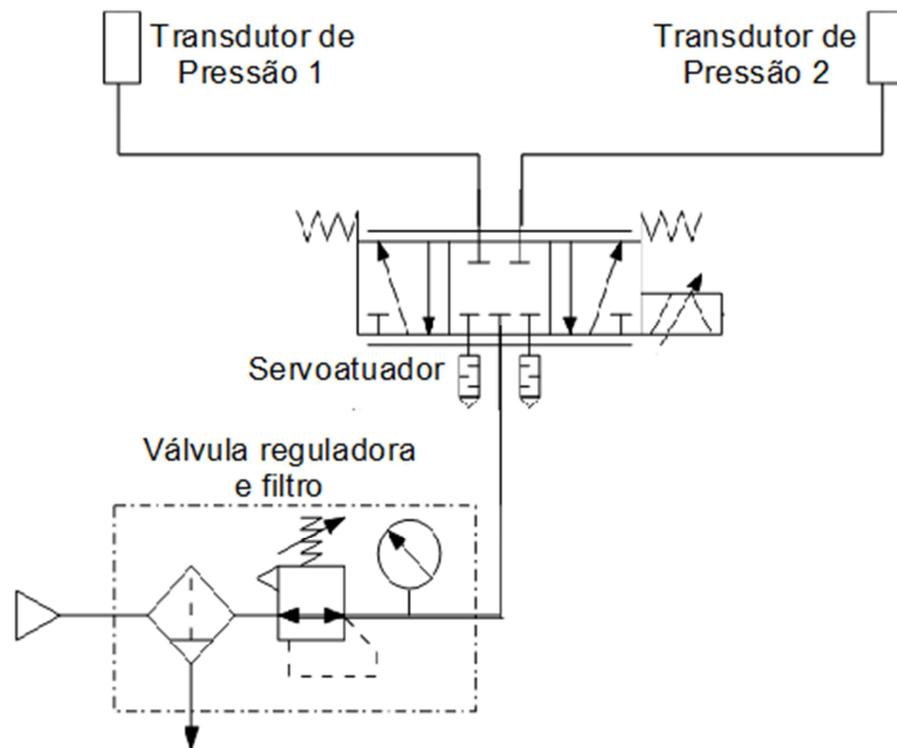


Figura 5.1 – Circuito utilizado nos ensaios de obtenção do centro da servoválvula proporcional

Para a determinação da função sinal-pressão, variou-se o sinal de atuação a válvula em uma faixa de 0 até 10 V. Foram realizados dois tipos de ensaio: de 0 a 10 V (valores crescente) e de 10 a 0 V (valores decrescentes).

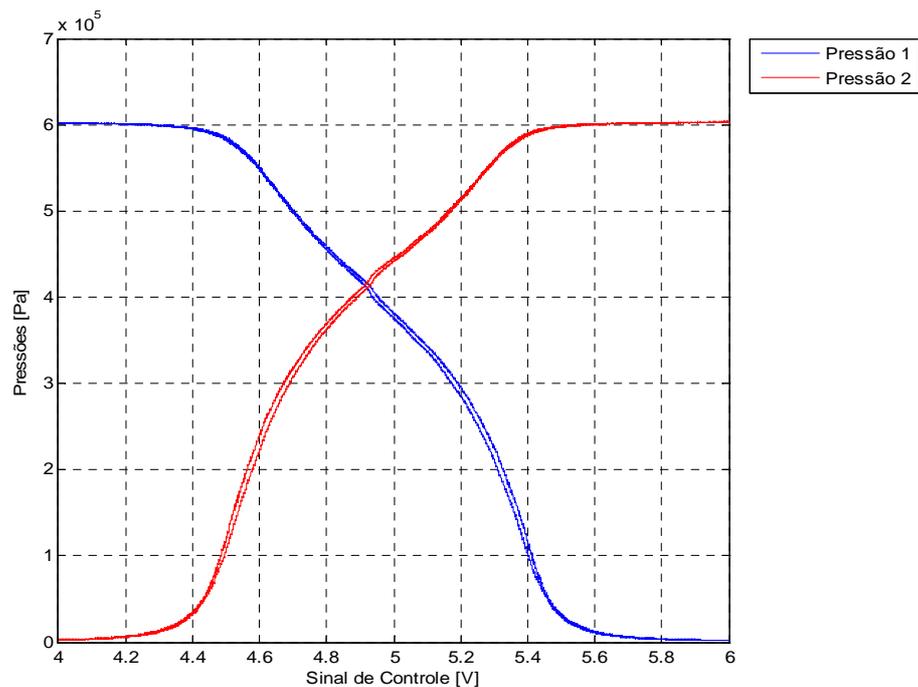


Figura 5.2 – Teste válvula proporcional fora do centro

Na Fig. 5.2 é possível observar que o valor de tensão na região central de operação da válvula (entre 4 e 6 V) em que as curvas das pressões medidas nos dois transdutor em ambos os experimentos são diferentes de 5 V, caracterizando um comportamento assimétrico da válvula

Este problema foi resolvido utilizando a soma de um valor adicional de 40 mV de *offset* aos sinais de controle, conseguindo assim deixar os valores centrais próximos a 5 V. Nas figuras 5.3 e 5.4 estão apresentados estes resultados.

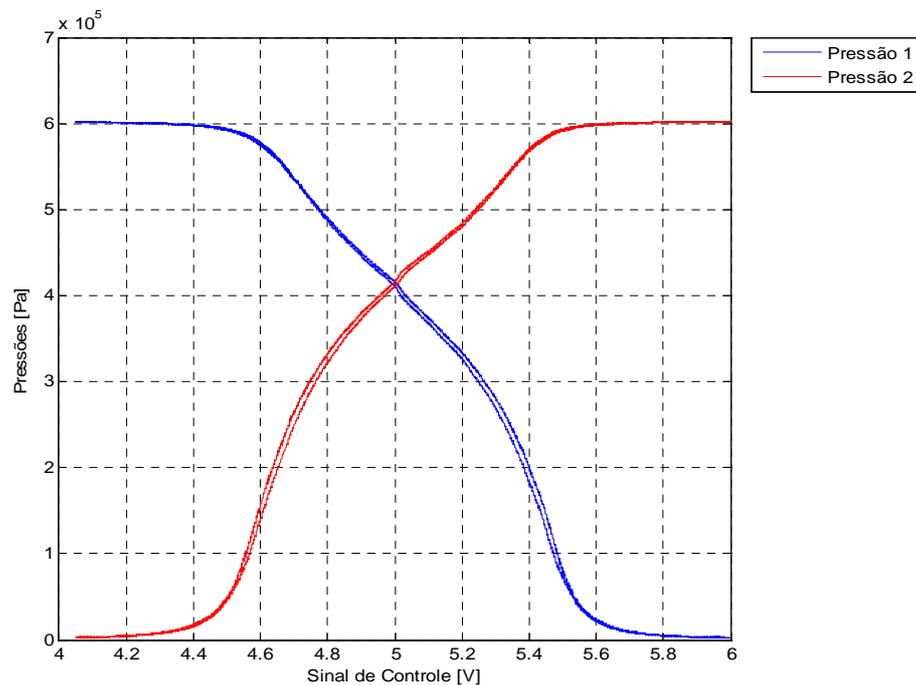


Figura 5.3 – Válvula proporcional centrada em 5 V

As duas linhas de mesmas cores apresentadas na Fig. 5.3 representam as pressões na mesma câmara enchendo e esvaziando. Verifica-se que, com a compensação adotada, o ponto de cruzamento das curvas passou a ser muito mais próximo do valor médio de operação da válvula. Percebe-se também a presença de uma histerese com relação às curvas de enchimento e esvaziamento. Esta característica não foi tratada no presente trabalho.

## 5.2 Resultados obtidos através da dSPACE®

Os resultados obtidos através da dSPACE® são utilizados para comparar o seu desempenho com o da plataforma desenvolvida com o microcontrolador dsPIC®. Para os ensaios, usou-se uma trajetória senoidal com frequência de 2 rad/s e outra uma polinomial de 7ª ordem com um período similar ( $T = 4$ ) descritas na Seção 4.1.4. Além disso, o sistema foi testado com dois tipos de controladores. O primeiro é o PID clássico e o segundo o Controle

por Modos deslizantes (SMC – *Slide Mode Control*), também descritos nas seções 4.1.2 e 4.1.3.

### 5.2.1 Controle PID mediante uso da dSPACE®

Foram realizados ensaios do controle PID através da dSPACE® com a utilização de uma trajetória de 0,2 m de curso. Os valores dos ganhos Proporcional, Integral e Derivativo correspondem a  $K_p = 8$ ,  $K_d = 0,04$  e  $K_i = 2$ . Estes valores foram sintonizados experimentalmente a partir dos resultados de diferentes ensaios. Estes ganhos correspondem aos melhores resultados obtidos em termos de erro de seguimento e tempo de assentamento para o caso da referência polinomial de 7ª ordem.

#### 5.2.1.1 Trajetória senoidal

Os resultados obtidos no experimento estão apresentados na Fig. 5.4, onde, juntamente com a referência, pode-se observar a posição do sistema ao longo do tempo.

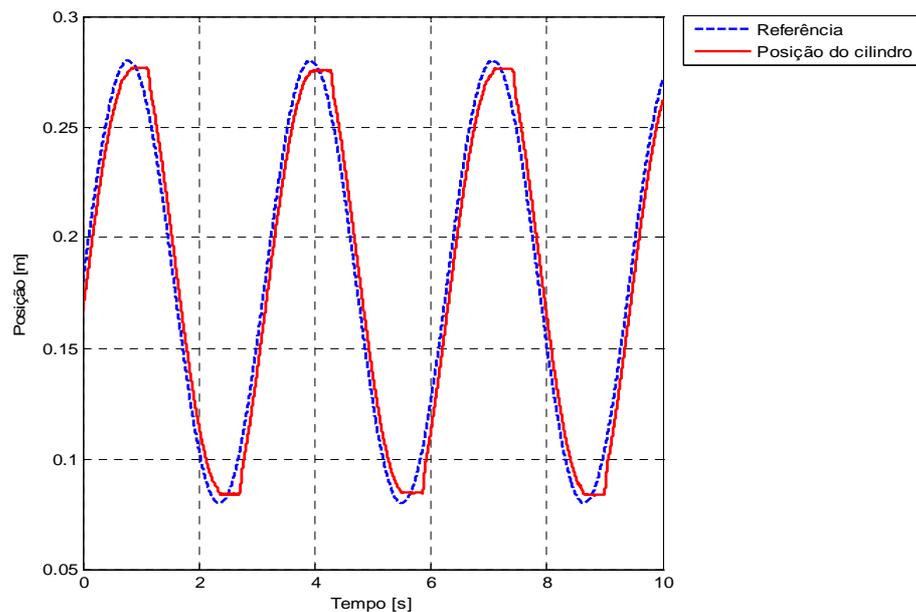


Figura 5.4 – Seguimento de Posição: controle PID com a dSPACE® e referência senoidal

Na Fig. 5.5 pode-se observar o erro de posição entre a referência e a curva de deslocamento obtida.

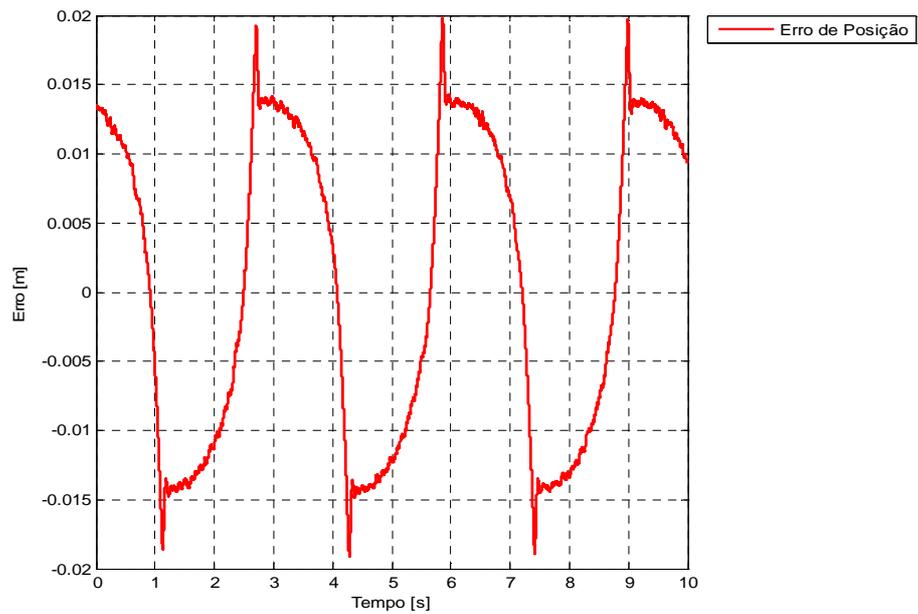


Figura 5.5 – Erro de posição: controlador PID, referência senoidal com a dSPACE®

O seguimento da trajetória tipo senoidal apresenta erros de até 0,02 m. Os erros máximos ocorrem nos finais do percurso do cilindro, justamente na troca de sentido de deslocamento, indicando que o atrito seco e estático tem influência importante neste comportamento. A Fig. 5.6 apresenta o sinal de controle aplicado à servoválvula.

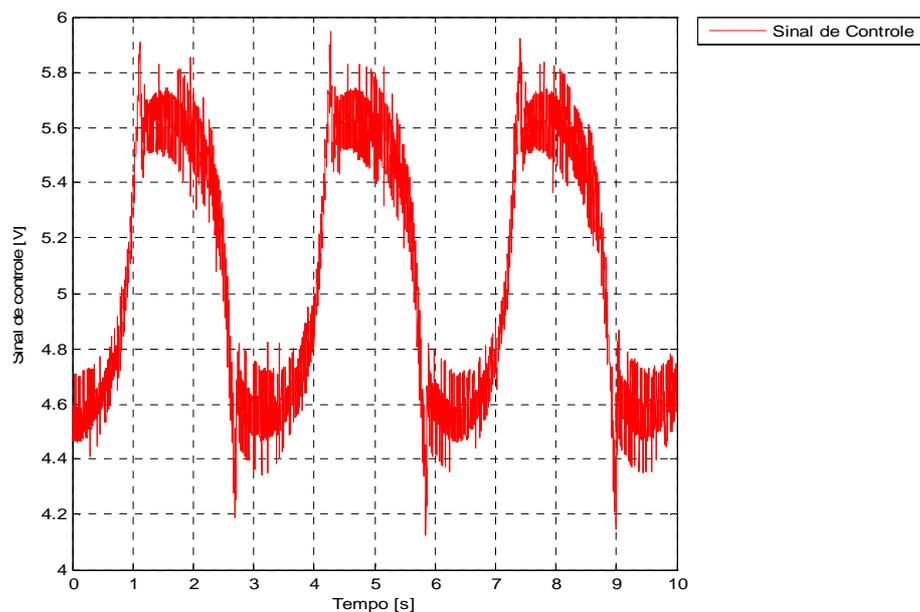


Figura 5.6 – Sinal de Controle aplicado à servoválvula gerado pela dSPACE® para uma referência senoidal

Através da Fig. 5.6 é possível perceber que, apesar do uso dos filtros, no sinal de controle estão presentes altas frequências, relacionadas provavelmente ao ruído introduzido pela instrumentação e pelas operações numéricas associadas ao controle.

### 5.2.1.2 Trajetória polinomial de 7ª ordem

Para efetuar estes ensaios, foi substituída a trajetória senoidal desejada por uma trajetória polinomial de 7ª ordem, mantendo os ganhos  $K_i$ ,  $K_p$  e  $K_d$  e demais parâmetros. Os resultados obtidos são apresentados na Fig. 5.7.

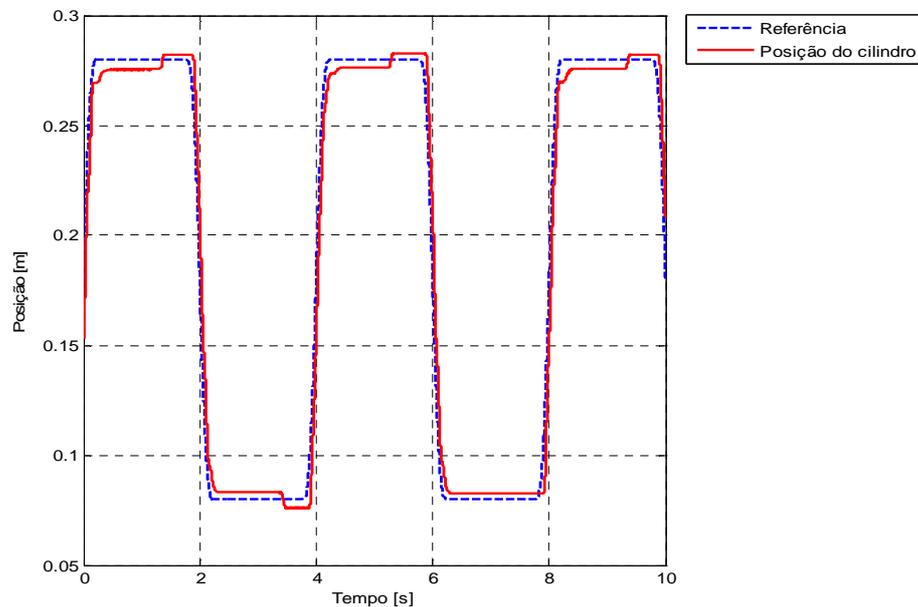


Figura 5.7 – Seguimento de posição: controle PID com a dSPACE® e referência polinomial de 7ª ordem ( $T = 4$  s)

O erro associado à diferença entre a referência e a posição medida está apresentado na Fig. 5.8. A Fig. 5.9 ilustra o sinal de controle que foi gerado pelo controlador PID para o seguimento de posição do cilindro pneumático para uma referência polinomial de 7ª ordem.

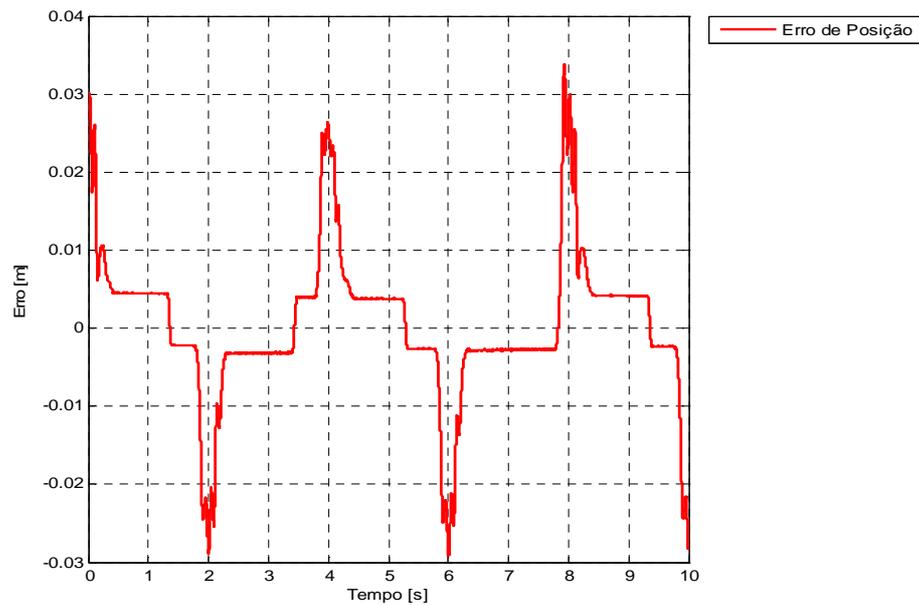


Figura 5.8 – Erro de posição controle PID com a dSPACE® e referência polinomial de 7ª ordem

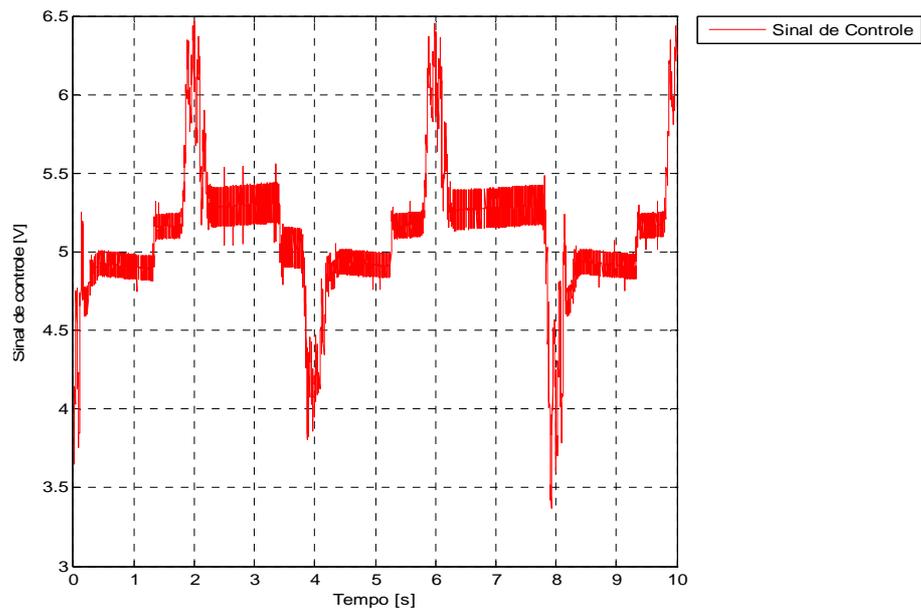


Figura 5.9 - Sinal de Controle aplicado à servoválvula gerado pela dSPACE® para uma referência polinomial de 7ª ordem

Para o controle PID com referência polinomial de 7ª ordem, os erros máximos são da ordem de 3,2 cm. Durante o período transiente da resposta, os maiores erros ocorrem no início do movimento, logo após as paradas. A exemplo da resposta a uma referência senoidal, estes picos indicam o alto grau de importância das componentes estáticas da força de atrito no desempenho do controlador.

## 5.2.2 Controle Modos Deslizantes (Slide Mode) mediante uso da dSPACE®

O controle por modos deslizantes apresenta características importantes para o controle de sistemas pneumáticos, como, por exemplo, a robustez a variações paramétricas [Edge, 1997] e baixa sensibilidade a perturbações [Locateli, 2011] e permite compensar parcialmente algumas não linearidades (como a largura de banda, que depende da posição do pistão) e efeitos do atrito (força de perturbação). Os valores dos ganhos e parâmetros utilizados nos testes são de  $1/\varphi = 0,6$ ;  $S_1 = -850$ ;  $S_2 = 35$  e  $S_3 = 0,5$ . Estes valores, assim como os do controlador PID, foram sintonizados experimentalmente através da dSPACE®, e correspondem aos melhores resultados obtidos para o erro de seguimento da trajetória senoidal. Os ensaios foram realizados também com trajetórias senoidal e polinomial de 7ª ordem.

### 5.2.2.1 Trajetória senoidal

O resultado para o seguimento de uma trajetória senoidal utilizando o controlador por modos deslizantes está apresentado na Fig. 5.10, enquanto que na Fig. 5.11 é apresentado o respectivo erro de posição.

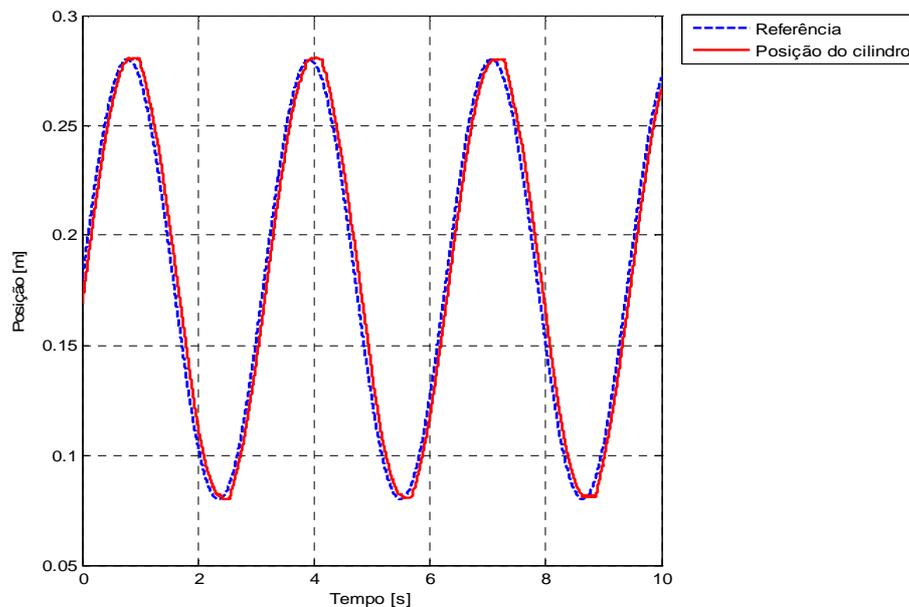


Figura 5.10 – Controle de posição com controle Slide Mode realizado com a dSPACE® e referência senoidal

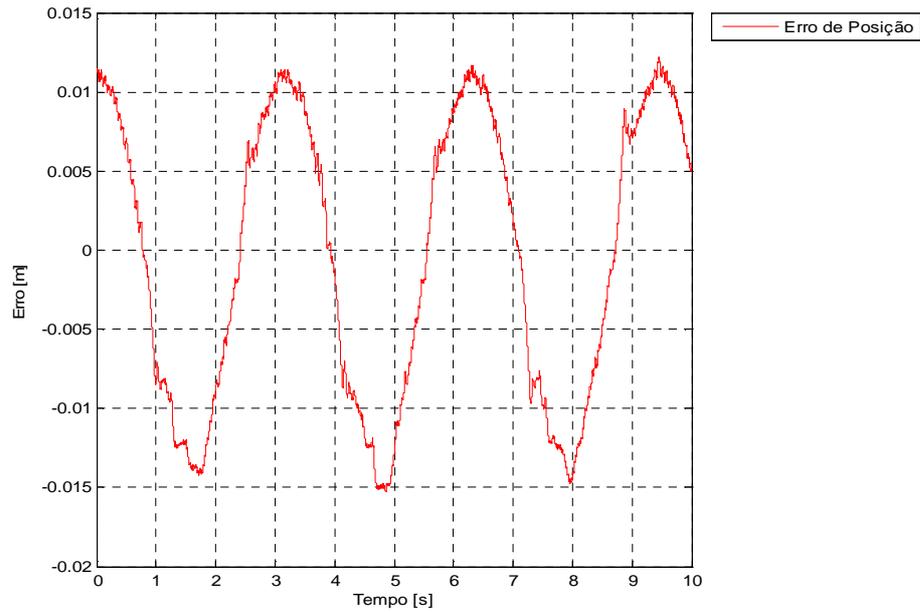


Figura 5.11 – Erro de posição controle Slide Mode com a dSPACE<sup>®</sup> com uma referência senoidal

No controle por modos deslizantes com seguimento da trajetória senoidal podem ser observados erros de até 1,5 cm, melhorando assim os resultados com relação ao controlador PID.

Na Fig. 5.12 é apresentado o sinal de controle para o correspondente ensaio.

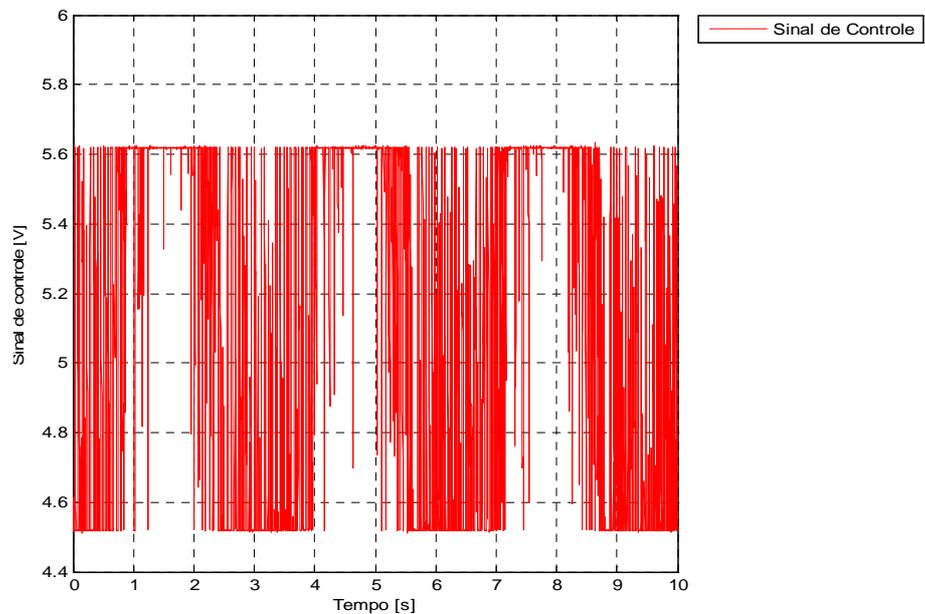


Figura 5.12 – Sinal de Controle aplicado à servoválvula utilizando dSPACE<sup>®</sup> para seguimento de uma referência senoidal

Observa-se na curva da Fig. 5.12 a presença de oscilações de alta frequência (*chattering*) que podem comprometer a vida útil do atuador. Por outro lado, percebe-se uma maior precisão no controle de posição do que é obtido com o controlador PID.

Os valores do sinal de controle máximo aplicado à válvula não excedem os 0,55 V de pico ou 1,1 V pico a pico estando de acordo com o algoritmo de controle por Modos Deslizantes detalhados na Seção 4.1.3.

### 5.2.2.2 Trajetória polinomial de 7ª ordem

Os resultados do seguimento da trajetória polinomial de 7ª ordem utilizando o controle por modos deslizantes estão apresentados na Fig. 5.13, enquanto que o respectivo erro de seguimento está apresentado nas figuras 5.14 e 5.15.

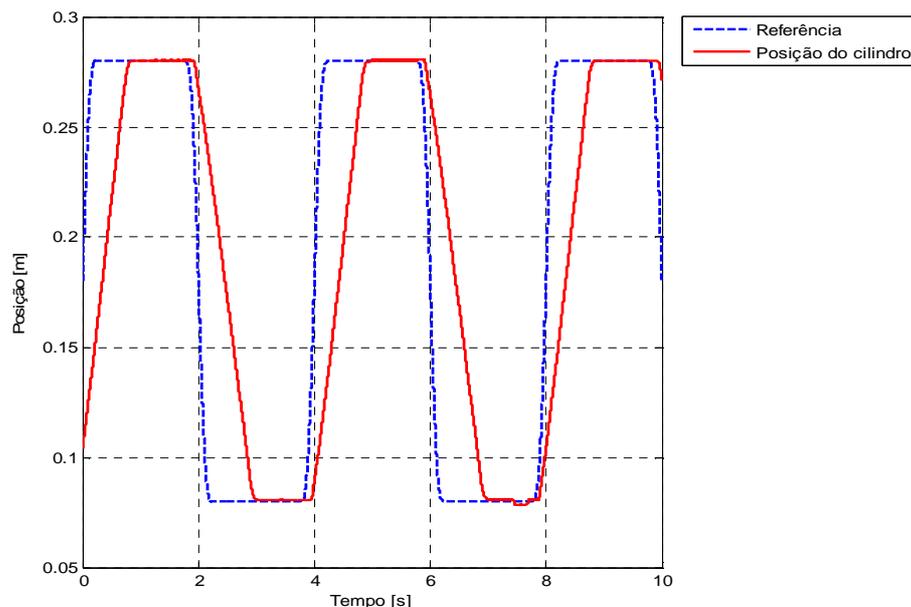


Figura 5.13 – Seguimento de Posição, controle por modos deslizantes com a dSPACE® e referência polinomial de 7ª ordem ( $T = 4s$ )

A Fig. 5.15 apresenta o erro de posição na proximidade da posição de referência. Nesta figura o fundo de escala é de  $\pm 1$  mm. Assim, pode ser apreciado um menor erro em regime estacionário. Enquanto que, na Fig. 5.14 é possível observar um grande erro de seguimento na região transiente da resposta. Isto ocorre principalmente porque os ganhos do controlador foram definidos para uma referência senoidal, menos exigente em termos energéticos em sua fase transiente.

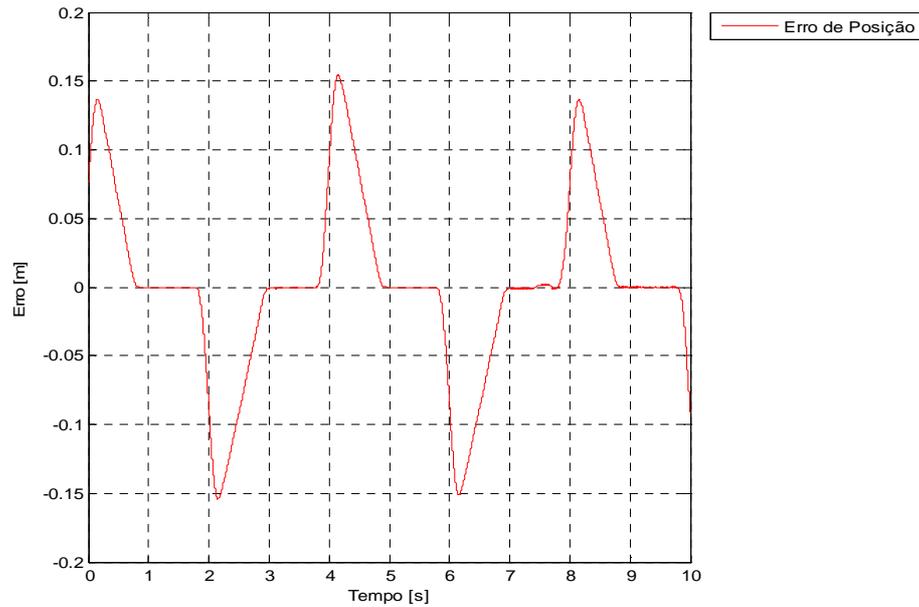


Figura 5.14 - Erro de posição: controle por modos deslizantes e referência polinomial

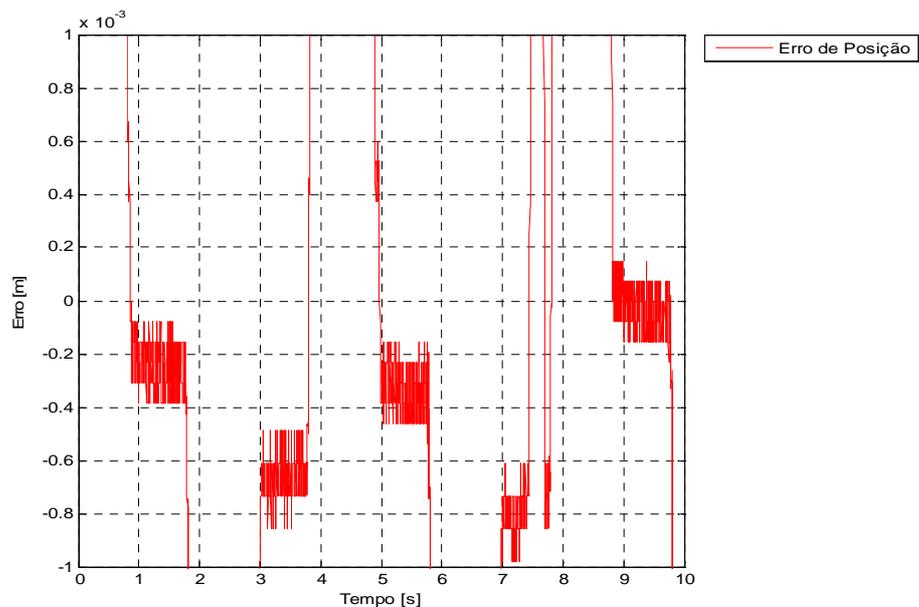


Figura 5.15 – Detalhe do erro de posição: controle por modos deslizantes com a dSPACE® e referência polinomial de 7ª ordem

Pode-se observar através das figuras 5.14 e 5.15 que, em regime permanente, o erro é praticamente nulo. Os valores obtidos apresentam erro máximo de aproximadamente 0,8 mm. Pode-se observar também que no ensaio, em  $t = 7,5$  s, o controlador faz com que o pistão se desloque em direção ao erro nulo a partir de uma posição com velocidade zero, ultrapassando, porém, o ponto desejado, aumentando assim o erro de posicionamento. Isto ocorre, provavelmente, devido aos efeitos do atrito estático, resultando em um comportamento típico de *stick-slip* (adere-desliza) [Sobczyk, 2009]. Quando a força resultante da ação de controle ultrapassa o valor da força de quebra do atrito, ocorre o movimento na direção desejada.

Porém, se a energia elástica acumulada no sistema não consegue ser compensada por uma rápida ação do sistema de controle e do atuador, o posicionador se desloca em demasia, ultrapassando a referência desejada. Este fenômeno pode ocorrer sistematicamente, levando a um comportamento periódico (caracterizando um ciclo-limite) ou esporadicamente [Hidalgo, 2003], como no presente caso. Note-se que o controlador, após o movimento, compensa o novo movimento, fazendo com que o pistão se desloque na direção contrária, reduzindo novamente o erro de regime.

A Fig. 5.16 apresenta o sinal de controle para o ensaio correspondente, onde pode ser observada menor quantidade oscilações de altas frequências, deixando, desta forma, um sinal menos oscilatório no regime permanente.

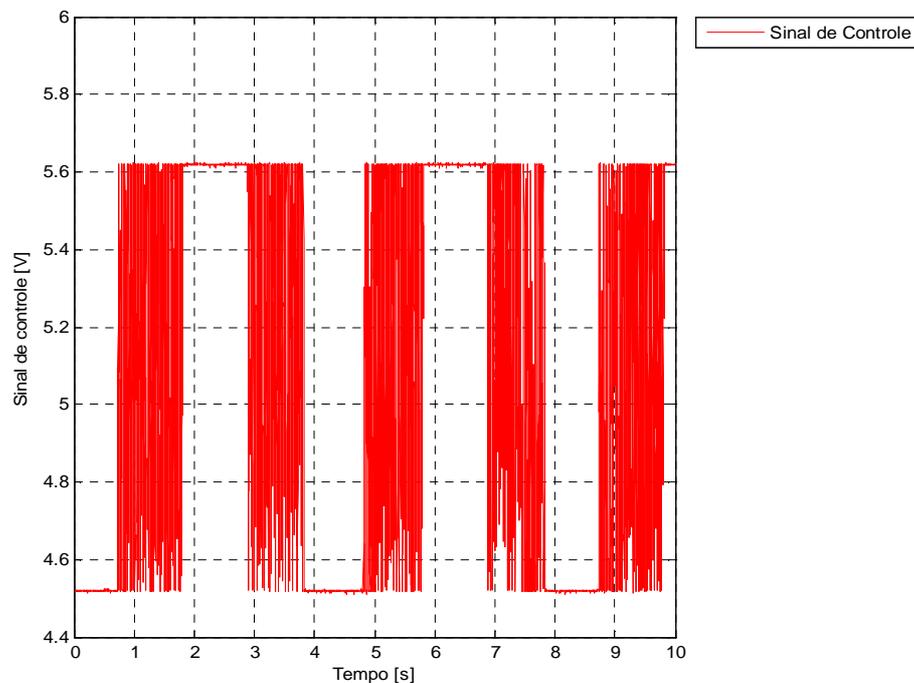


Figura 5.16 – Sinal de Controle aplicada à servoválvula gerado pela dSPACE® para uma referência polinomial de 7ª ordem

### 5.3 Resultados obtidos com a plataforma desenvolvida com o dsPIC®

O desempenho desta plataforma pode se avaliado através da comparação dos seus resultados com os fornecidos pelo sistema comercial (dSPACE®) para as mesmas condições de operação (algoritmos de controle, filtros, ganhos, passo de integração, etc.). Os algoritmos de controle foram inicialmente programados e calibrados na dSPACE® utilizando as leis de

controle já mencionadas (PID e modos deslizantes). Com o controle funcionando na dSPACE<sup>®</sup>, programou-se o algoritmo no Microcontrolador dsPIC<sup>®</sup>, exatamente com os mesmos valores dos parâmetros.

A seguir são apresentados os resultados dos ensaios realizados com a plataforma desenvolvida utilizando um Microcontrolador dsPIC<sup>®</sup>.

Da mesma forma que a dSPACE<sup>®</sup>, este sistema utiliza um algoritmo de controle PID e outro de Controle por Modos Deslizantes (*Slide Mode Control*), assim como as mesmas trajetórias senoidal ( $f = 2 \text{ rad/s}$ ) e polinomial de 7<sup>a</sup> ordem ( $T = 4 \text{ s}$ ).

### 5.3.1 Controle PID usando plataforma baseada no microcontrolador dsPIC<sup>®</sup>

Assim como no caso da dSPACE<sup>®</sup>, foram realizados os ensaios com controlador PID através do dsPIC<sup>®</sup> para o seguimento de uma trajetória de 0,1 m de amplitude (totalizando no total do pistão de 0,2 m). Os valores dos ganhos Proporcional, Integral e Derivativo correspondem são os mesmos:  $K_p = 8$ ,  $K_d = 0,04$  e  $K_i = 2$ .

A seguir, são apresentados os resultados dos ensaios do sistema desenvolvido programado com um algoritmo PID para trajetória senoidal e, posteriormente, para trajetória polinomial de 7<sup>a</sup> ordem.

#### 5.3.1.1 Trajetória senoidal

O resultado dos ensaios para controle de posição obtido através do uso do microcontrolador dsPIC<sup>®</sup> com um algoritmo PID e seguimento da trajetória senoidal são apresentados na Fig. 5.17, enquanto que na Fig. 5.18 é apresentado o erro de posição correspondente a este experimento. A Fig. 5.19 apresenta o sinal de controle gerado pelo algoritmo de controle programado no dsPIC<sup>®</sup>. Pode-se observar que em comparação com o sinal análogo da Fig. 5.6 existe uma leve melhoria quanto à presença de componentes de altas frequências e que, por outro lado, o erro de posição (Fig. 5.18) apresenta maiores oscilações do que a resposta fornecida pela dSPACE (Fig. 5.5).

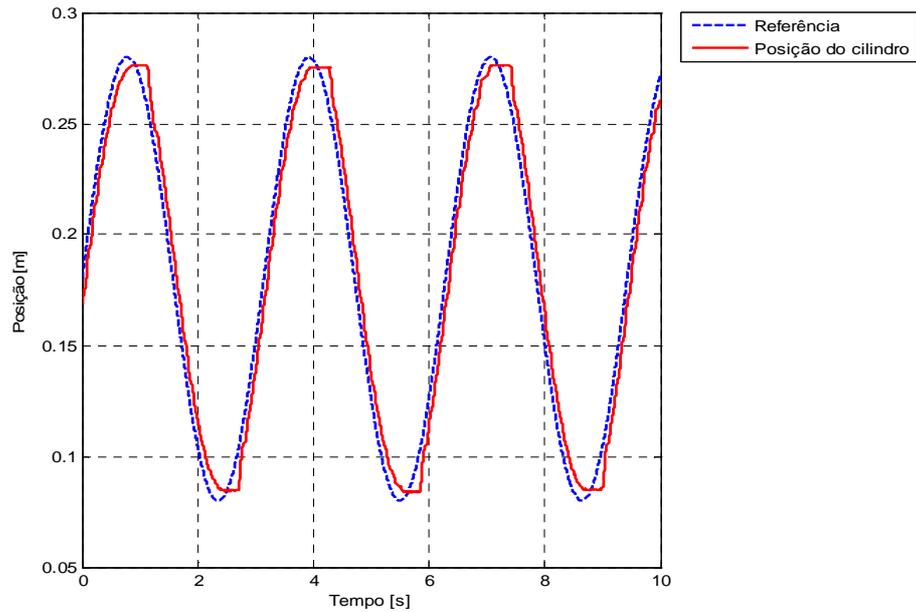


Figura 5.17 – Seguimento de Posição: controlador PID com o dsPIC<sup>®</sup> e referência senoidal

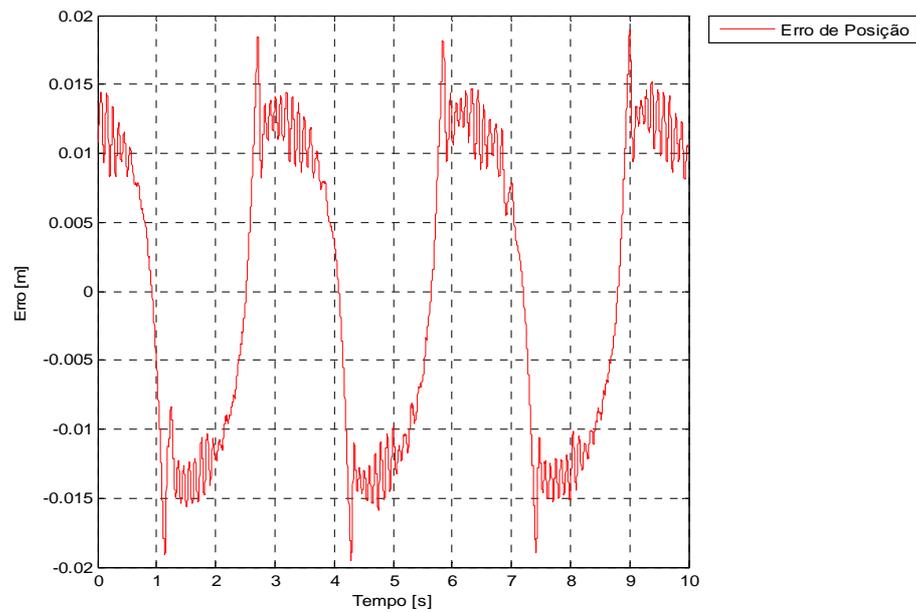


Figura 5.18 – Erro de posição controle PID com dsPIC<sup>®</sup> e referência senoidal

O erro de posição para uma referência senoidal pode chegar, em determinados instantes, a valores de até 1,85 cm. Este efeito, assim como no caso do controle feito através da dSPACE<sup>®</sup>, apresenta, provavelmente, influência importante do atrito.

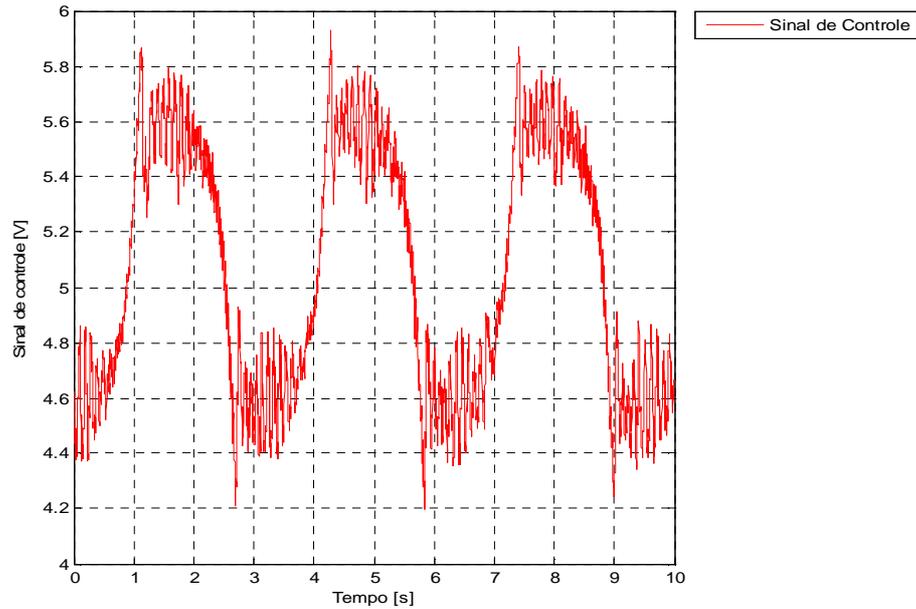


Figura 5.19 – Sinal de Controle aplicado à servoválvula gerada pelo dsPIC<sup>®</sup> para uma referência senoidal

É interessante também comparar os erros de seguimento de posição obtidos com o uso de ambos os sistemas. Isto pode ser realizado através da Fig. 5.20.

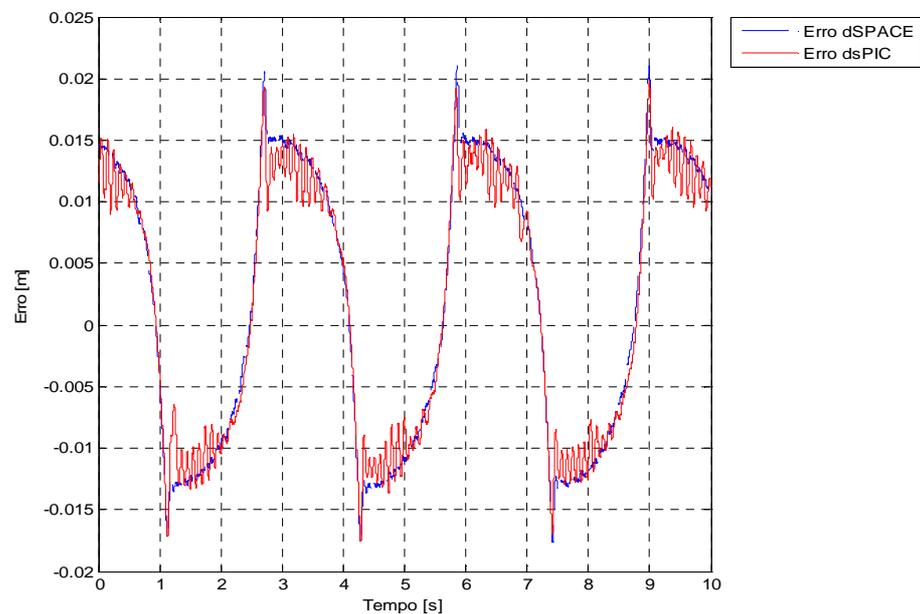


Figura 5.20 – Erros de posição: comparação entre a dSPACE<sup>®</sup> e o dsPIC<sup>®</sup> para PID e referência senoidal

Em relação aos erros de posicionamento, existe uma forte similaridade nos resultados, pode ser apreciado que o sistema microcontrolado possui um nível de ruído maior nos como já foi comentado.

### 5.3.1.2 Trajetória polinomial de 7ª ordem

Assim como no caso anterior, são mantidos os mesmos parâmetros do sistema, apenas trocando a referência utilizada para uma trajetória desejada do tipo polinomial de 7ª ordem. Um resultado dos ensaios experimentais para o controle de posição está apresentado na Fig. 5.21, enquanto que o correspondente erro de posição está representado na Fig. 5.22.

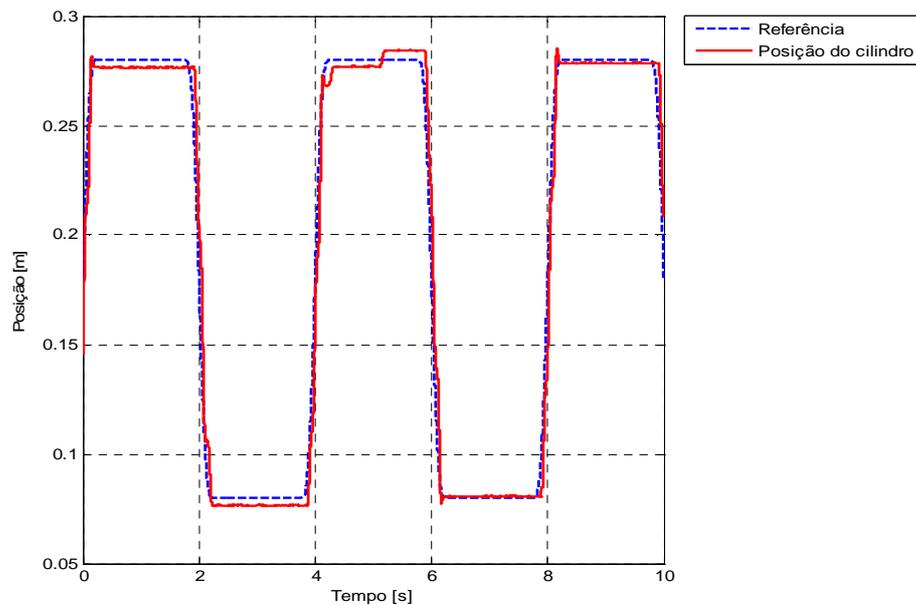


Figura 5.21 – Seguimento de Posição: controlador PID com dsPIC® e referência polinomial de 7ª ordem ( $T = 4\text{ s}$ )

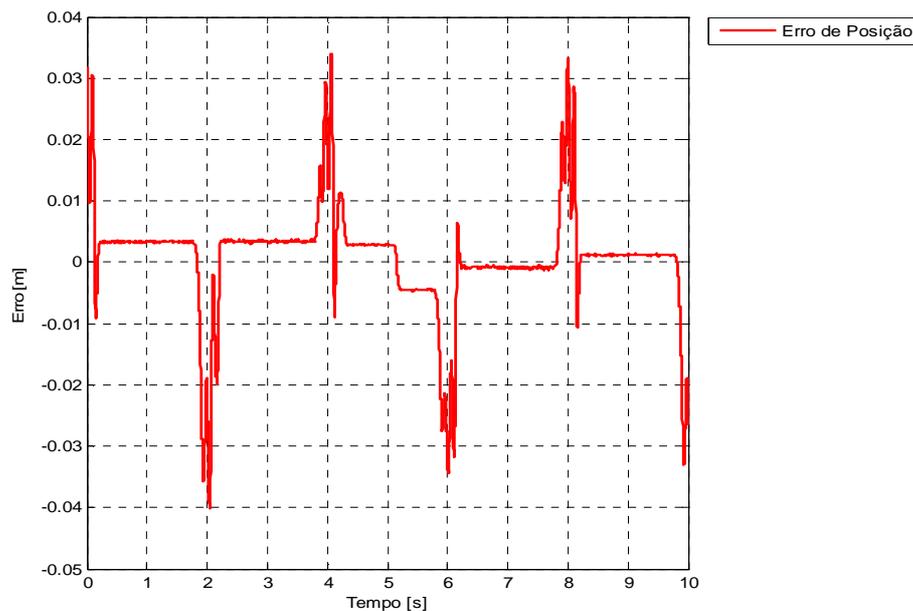


Figura 5.22 – Erro de posição: controle PID com dsPIC® e referência polinomial de 7ª ordem

Utilizando o controle Proporcional Integral Derivativo (PID) no dsPIC<sup>®</sup>, o erro máximo para o seguimento de uma trajetória polinomial de 7<sup>a</sup> ordem se aproxima dos 5 mm para a situação de regime permanente.

A Fig. 5.23 apresenta o sinal de controle atuando na válvula proporcional para este ensaio.

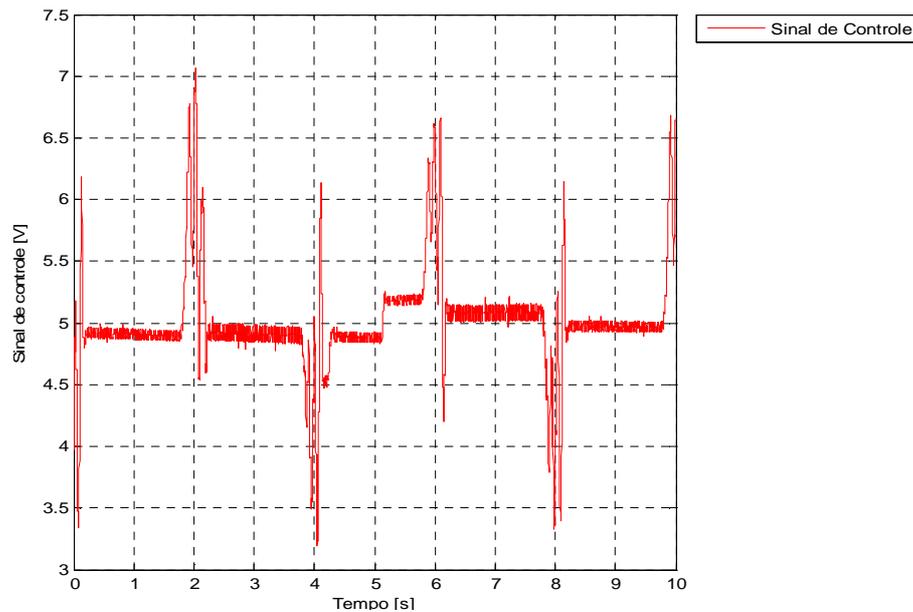


Figura 5.23 – Sinal de Controle aplicada à servoválvula gerada pelo dsPIC<sup>®</sup> para uma referência polinomial de 7<sup>a</sup> ordem

Assim como no caso anterior, a curva apresentada na Fig. 5.23 mostra muita similaridade com os resultados obtidos com a dSPACE<sup>®</sup>, com a principal diferença consistindo no fato de que esta última apresenta um pouco menos de ruído.

A Fig. 5.24 apresenta a superposição dos erros de posicionamento obtidos através da dSPACE<sup>®</sup> e do dsPIC<sup>®</sup> em ensaios diferentes, onde cada um deles realizou o controle do servoposicionador pneumático. Percebe-se através dessa figura que os comportamentos dos dois sistemas são semelhantes tendo erros absolutos parecidos, onde pode ser observada a dificuldade deste tipo de controlador de obter um erro nulo ou de valor pequeno. Assim como já foi mencionado, a curva vermelha que representa o erro de posição do sistema controlado pelo microcontrolador apresenta maior ruído, principalmente na zona de transição.

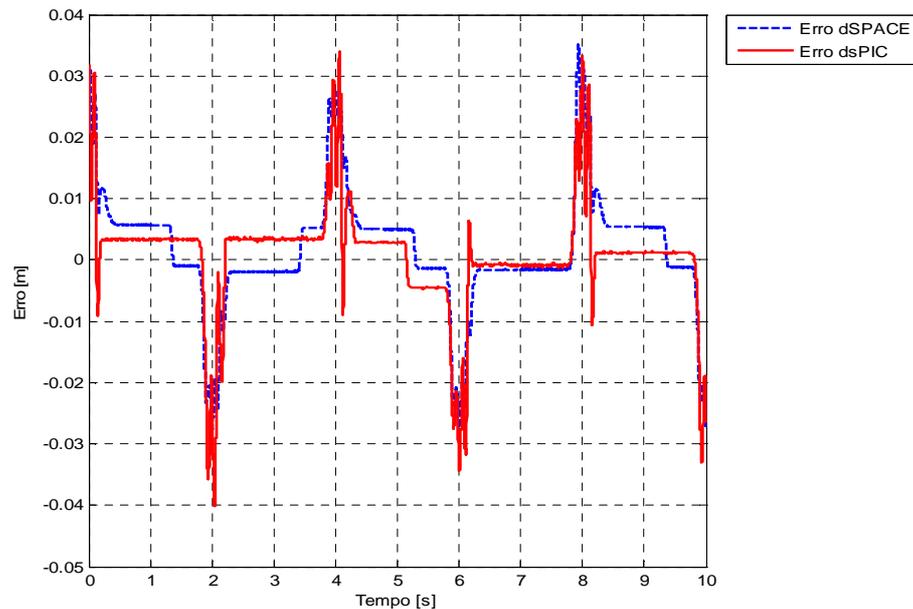


Figura 5.24 – Erros de posição: comparação entre a dSPACE<sup>®</sup> e o dsPIC<sup>®</sup> para PID e referência polinomial de 7<sup>a</sup> ordem

### 5.3.2 Modos Deslizantes (Slide Mode) usando microcontrolador dsPIC<sup>®</sup>

O algoritmo de controle a arquitetura variável baseado em Modos Deslizantes foi programado no microcontrolador dsPIC<sup>®</sup> com as mesmas constantes utilizadas na dSPACE<sup>®</sup>, que são  $1/\varphi = 0,6$ ,  $S_1 = -850$ ,  $S_2 = 35$  e  $S_3 = 0,5$ . Também, como nos casos anteriores, foram utilizadas as trajetórias senoidal e polinomial de 7<sup>a</sup> ordem.

#### 5.3.2.1 Trajetória senoidal

A seguir, são apresentados os resultados experimentais obtidos através da plataforma desenvolvida com microcontrolador dsPIC<sup>®</sup> utilizando uma trajetória senoidal e controle Slide Mode. A Fig. 5.25 apresenta o seguimento de trajetória e a Fig. 5.26 o correspondente erro de posição.

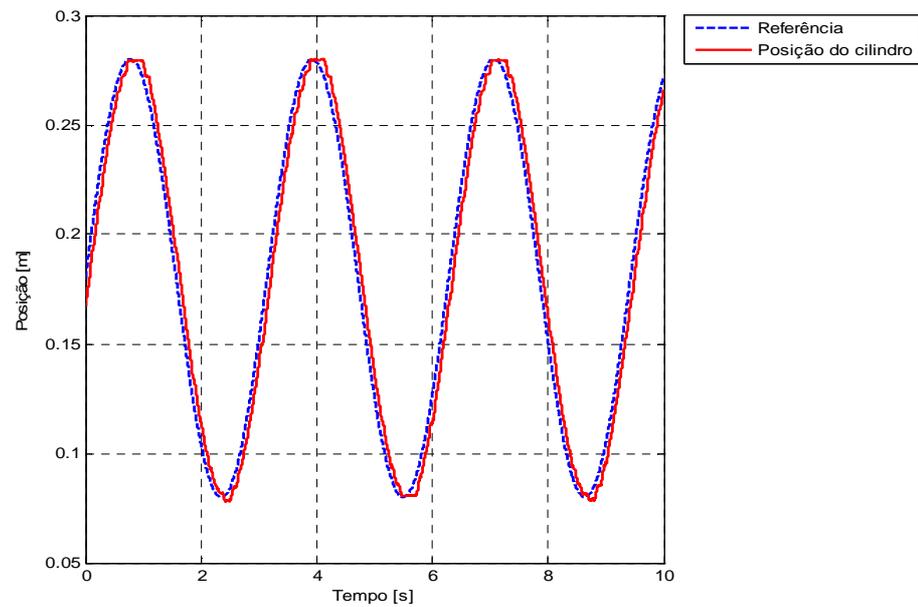


Figura 5.25 – Seguimento de posição com o dsPIC<sup>®</sup>, algoritmo Slide Mode e referência senoidal

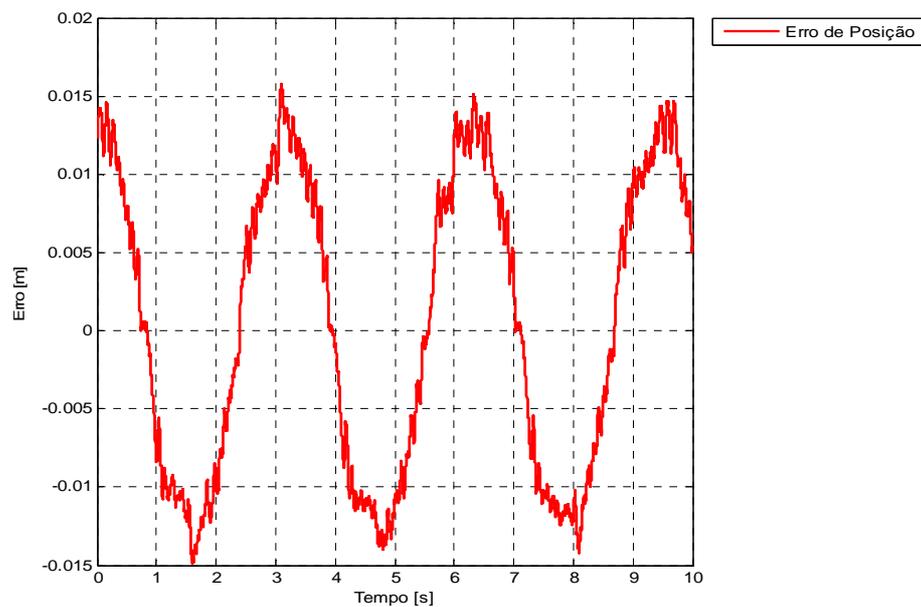


Figura 5.26 – Erro de posição controle Slide Mode com o dsPIC<sup>®</sup> com uma referência senoidal

Esta plataforma, usando controle *Slide Mode* para o seguimento da trajetória senoidal, apresenta erro de, no máximo, 1,5 cm.

A Fig. 5.27 apresenta o sinal de controle utilizado para posicionar o cilindro pneumático seguindo uma trajetória senoidal.

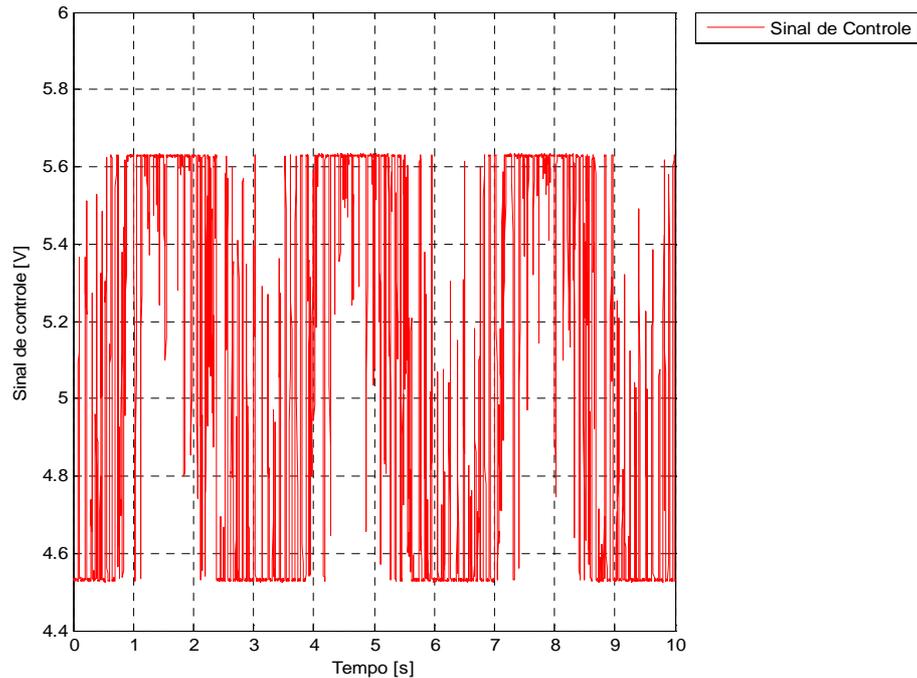


Figura 5.27 – Sinal de Controle aplicado à servoválvula utilizando o dsPIC® e controle PID para seguimento uma referência senoidal

Pode-se observar através da Fig. 5.27 que existem muitas similaridades com os resultados no mesmo caso para a dSPACE®. Cabe destacar que o sinal aplicado gerado através do microcontrolador apresenta uma menor intensidade de ruído. Na Fig. 5.28 são apresentados os erros de posição fornecidos pela dSPACE® e pelo dsPIC®.

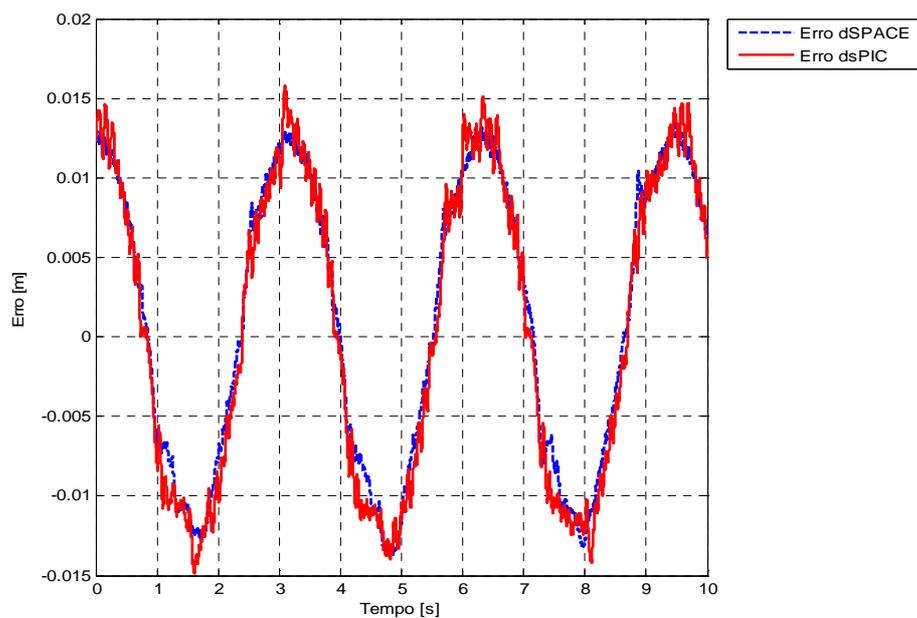


Figura 5.28 – Erros de posição: comparação entre as curvas de seguimento fornecidos pela dSPACE® e pelo dsPIC® utilizando controlador Slide Mode e referência senoidal

### 5.3.2.2 Trajetória polinomial de 7ª ordem

Nas figuras 5.29, 5.30 e 5.31 estão apresentados os resultados do seguimento de posição e erro de seguimento obtidos com o uso do dsPIC® e controle por modos deslizantes. A Fig. 5.31 apresenta o erro nas proximidades do deslocamento de 2 mm, permitindo observar os erros em regime estacionário.

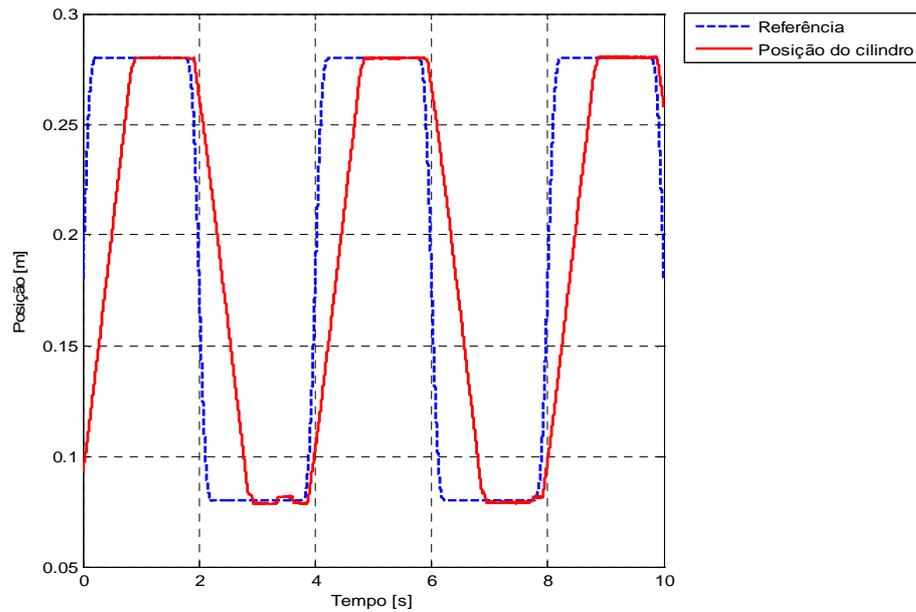


Figura 5.29 – Controle de Posição com o dsPIC®, algoritmo Slide Mode e referência polinomial de 7ª ordem ( $T = 4$  s)

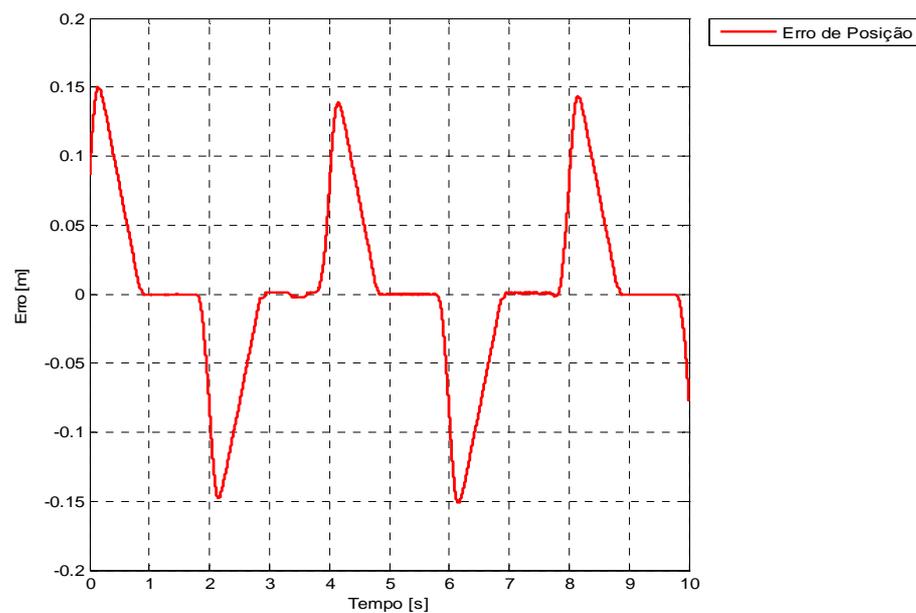


Figura 5.30 – Erro de posição controle Slide Mode com o dsPIC® com referência polinomial de 7ª ordem

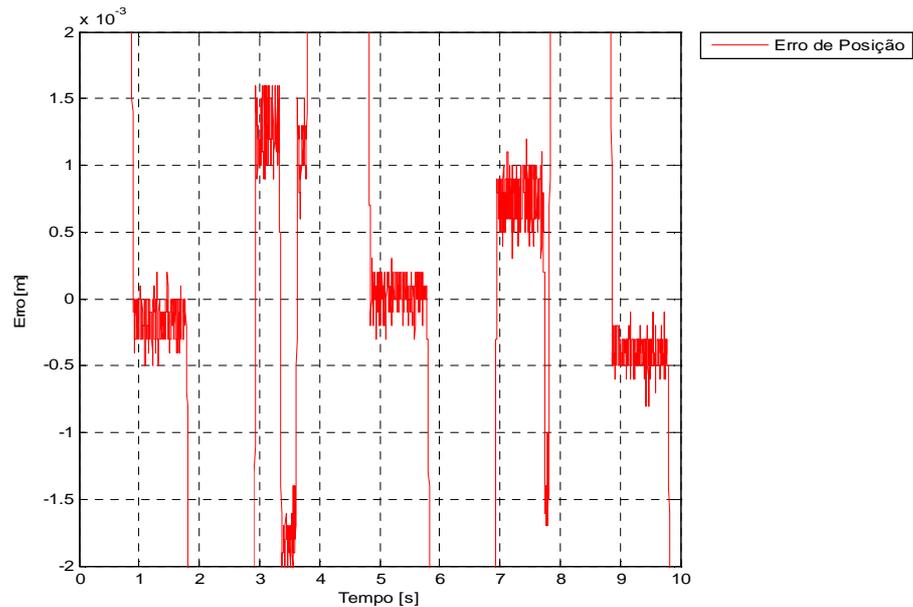


Figura 5.31 – Detalhe do erro de posição: controle por modos deslizantes com dsPIC<sup>®</sup> e referência polinomial de 7<sup>a</sup> ordem

Na Fig. 5.29, observa-se que o servoposicionador não consegue seguir a referência na parte transiente da trajetória. Este atraso que produz um erro importante no sistema, e deve-se, conforme já comentado, ao fato da sintonização do controlador (Seção 4.1.2) ter sido feita para seguir a trajetória senoidal.

Pode-se observar através nas figuras 5.30 e 5.31, que o erro de regime máximo também é baixo neste caso, sendo da ordem de 0,6 mm.

Também se observa, assim como no caso da dSPACE<sup>®</sup>, que pode ocorrer deslocamentos característicos do fenômeno de *Stick-Slip* (cerca de dos 3 s depois iniciado o ensaio), provocando um aumento do erro de seguimento. Na Fig. 5.32 é apresentado o sinal de controle gerado pelo dsPIC<sup>®</sup> que é aplicado na válvula proporcional para este ensaio.

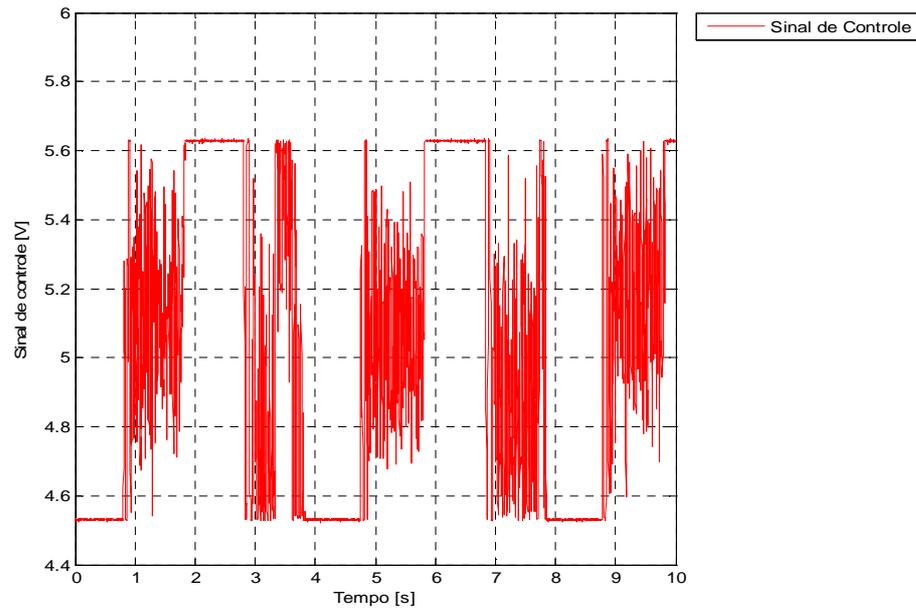


Figura 5.32 – Sinal de Controle aplicada à servoválvula gerada pelo dsPIC<sup>®</sup> para uma referência polinomial de 7<sup>a</sup> ordem

Pode-se observar através da Fig. 5.32 que também neste caso existe muita similaridade com os resultados da dSPACE<sup>®</sup>.

A Fig. 5.33 apresenta a superposição dos erros de posicionamento obtidos com a dSPACE<sup>®</sup> e com o dsPIC<sup>®</sup>.

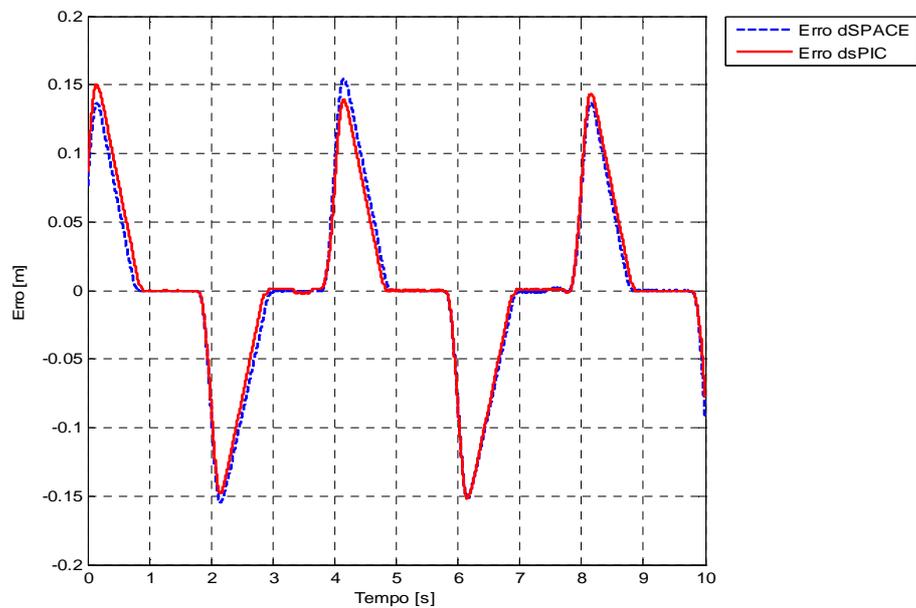


Figura 5.33 – Erros de posição: comparação entre a dSPACE<sup>®</sup> e o dsPIC<sup>®</sup> para controle PID e referência polinomial de 7<sup>a</sup> ordem

Percebe-se através da Fig. 5.33 que as curvas de erro da dSPACE® e do dsPIC® para controle PID e referência polinomial de 7ª ordem apresentam-se muito próximas.

#### 5.4 Discussões sobre os resultados obtidos

Apesar do desenvolvimento de algoritmos de controle não ser o principal objetivo do presente trabalho, algumas observações podem ser feitas com relação ao desempenho dos controladores estudados. Sabe-se que o controlador PID, por ser linear, apresenta deficiências conhecidas na aplicação ao controle de sistemas servopneumáticos (principalmente devido ao fato de a sua natureza ser altamente não linear). Os resultados obtidos mostram que, apesar de apresentarem erro de seguimento apenas razoável nas plataformas, ficando em torno dos 6 mm na condição de regime permanente. Já, o erro de regime é aceitável quando se utiliza o controle por modos deslizantes, tendo neste caso ficado abaixo de 0,6 mm. Para uma melhor visualização dos resultados obtidos nos diferentes ensaios, apresenta-se na Tabela 5.1 um resumo dos dados mais relevantes para cada teste realizado utilizando a dSPACE®, e na Tabela 5.2 para o dsPIC®.

Tabela 5.1 – Resumo dos resultados ensaiados na dSPACE®

	Erro máximo no transiente [m]	Erro máximo no estacionário [m]
Controle PID e referência senoidal	-	0,195
Controle PID e referência polinomial	0,034	0,004
Controle SMC e referência senoidal	-	0,015
Controle SMC e referência polinomial	0,154	0,00065

Tabela 5.2 – Resumo dos resultados ensaiados no dsPIC®

	Erro máximo no transiente [m]	Erro máximo no estacionário [m]
Controle PID e referência senoidal	-	0,19
Controle PID e referência polinomial	0,04	0,0035
Controle SMC e referência senoidal	-	0,015
Controle SMC e referência polinomial	0,15	0,0006

Quanto ao desempenho da plataforma desenvolvida em comparação com a dSPACE<sup>®</sup>, é possível afirmar que se obteve resultados similares, tanto com relação ao seguimento de trajetória, quanto aos erros de regime obtidos. As principais diferenças estão, provavelmente, associadas à maior presença de ruído nos sinais processado na plataforma desenvolvida. Isto se deve a uma menor imunidade ao ruído do hardware desenvolvido que pode ser associada à falta de um tratamento mais aprofundado deste problema.

Assim, estudos visando à maior imunidade ao ruído e de compatibilidade eletromagnética de acordo com práticas usualmente utilizadas este fim (como algumas técnicas de segurança e proteção) deverão ser realizados futuramente para que a plataforma desenvolvida possa apresentar resultados mais próximos aos das plataformas comerciais.

## 6. CONCLUSÕES

Na revisão bibliográfica foram pesquisadas as principais soluções para o controle de servoposicionadores pneumáticos, avaliando as soluções de acordo com seus custos, desempenho, consumo energético, etc. Também foram pesquisadas as técnicas de controle utilizadas para este tipo de sistemas pneumáticos. Assim, foi observado que existe a necessidade de desenvolvimentos de sistemas flexíveis, confiáveis e de processamento de algoritmos de controle de média a alta complexidade. Com isso optou-se pelo desenvolvimento de um sistema baseado em microcontrolador dsPIC<sup>®</sup> da linha 30F (que pode ser classificado como dispositivo de complexidade média superior).

Também, a partir da revisão bibliográfica, verificou-se a necessidade de alta precisão temporal para o controle destes tipos de sistemas. Este inconveniente foi resolvido através do uso do dsPIC<sup>®</sup>, devido à sua alta capacidade de processamento de dados. Além disso, os softwares e ferramentas utilizados como os compiladores e gravação são fornecidos pelo próprio fabricante do dispositivo, garantindo a compatibilidade e funcionamento dos algoritmos programados.

Com base nos resultados obtidos, é possível afirmar que o principal objetivo do presente trabalho, ou seja, de desenvolver um sistema de controle para servoposicionadores pneumáticos que utilize software e hardware de economicamente acessíveis, apresentando dimensões compactas e fácil utilização, com desempenho similar aos dos sistemas comerciais foi alcançado.

Para atingir esses objetivos, foi realizado o projeto de uma bancada experimental e o dimensionamento e escolha dos componentes pneumáticos e os dispositivos eletrônicos e elétricos utilizados para processamento e sensoriamento da bancada. Posteriormente, foi implantada a interface dos transdutores e atuadores com as centrais de processamento e realizado o desenvolvimento do sistema de condicionamento de sinais e a programação dos algoritmos de controle e de monitoramento do servoposicionador pneumático. Finalmente, foram ajustados e calibrados os sistemas (tanto a dSPACE<sup>®</sup> como o dsPIC<sup>®</sup>) para a compatibilização dos valores lidos de pressões e posições e dos cálculos de derivação, integração e filtragem, dentre outras variáveis de interesses para a execução de um algoritmo de controle. A partir dos resultados obtidos e apresentados no Capítulo 5, pode-se concluir que todas estas tarefas foram concluídas com êxito.

Finalmente, a partir dos resultados do sistema baseado no dsPIC<sup>®</sup> aplicado ao controle da bancada pneumática, pode-se concluir que a arquitetura desenvolvida demonstrou ser eficiente no controle do servoposicionador, principalmente em relação aos seguintes itens:

- **Tempo de Ciclo.** O sistema demonstrou agir nos tempos mínimos exigidos nas bibliografias consultadas para a execução dos processos em um tempo menor a 1 ms.
- **Flexibilidade.** Para atualizações de firmware, modificação de alguns parâmetros ou do hardware a ser controlado, o sistema tem propriedades importantes de flexibilidade, já que apresenta a possibilidade de reprogramar suas principais características de funcionamento (entradas e saídas, velocidades, comunicações, etc.).
- **Modularidade.** O sistema pode trabalhar em arquiteturas com controle distribuído através do uso de módulos de controle e, assim, realizar tarefas específicas no âmbito de uma rede de plataformas similares operando em uma planta maior, por exemplo, em indústrias, linhas de produção, robôs de vários graus de liberdade com controle para cada eixo, etc.

Como já mencionado, pode-se concluir que o trabalho atingiu as metas propostas de desenvolver um sistema de controle de um servoposicionador pneumático e preciso, com características similares e comparáveis com sistemas comerciais, como, por exemplo, a dSPACE<sup>®</sup>. Por tratar-se de um produto flexível e robusto, o sistema pode ser utilizado em outras áreas de controle de posicionamento. Com isto, esta plataforma colabora com o desenvolvimento de tecnologias que permitam a disseminação de servoposicionadores pneumáticos na indústria.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Novos trabalhos poderão abordar os seguintes temas para desenvolvimento de futuras versões da plataforma de controle.

- **Melhoras na leitura das variáveis medidas.** Uma possibilidade consiste do uso de sistemas dedicados às conversões ADC também com maior relação sinal/ruído e no possível maior número de bits. Estes conversores, localizados fisicamente próximos aos transdutores permitiriam a transmissão dos dados digitalmente ao invés de analogicamente, como ocorre, melhorando também a interferência de sinais externas.
- **Comunicação.** Melhorar a velocidade de comunicação para aumentar a quantidade de dados transmitidos visando a permitir um melhor monitoramento dos pontos remotos

de controle da rede por parte do sistema centralizado. Assim será possível melhorar o protocolo de transmissão de dados ou trabalhar com um protocolo normalizado para conseguir comunicar-se com eventuais sistemas comerciais.

- **Blindagem eletromagnética.** A melhora do isolamento ao ruído eletromagnético permitiria aumentar a resolução das leituras das variáveis analógicas. Para isto, seria aconselhável utilizar técnicas de isolamento mais sofisticadas nas próximas versões.
- **Análise de incertezas.** Utilização de técnicas de análise de programação de uso e definição de procedimentos padrões para a calibração dos componentes e do sistema de medição como um todo.
- **Desenvolvimento de controle distribuído.** O projeto e desenvolvimento da estrutura do controle distribuído, estruturando os pontos de trabalho e a estação central permitiria a aplicação imediata da plataforma desenvolvida em máquinas e robôs automatizados.
- **Segurança contra falhas.** Implantar algoritmos de monitoramento do sistema visando a garantir a segurança contra falhas no sistema de controle, na aquisição de dado ou na saída de serviço de algum módulo.
- **Análise de desempenho segundo o conceito de “tempo real”.** Realização de testes específicos, a exemplo dos efetuados por Kunz, 2006, para avaliar a capacidade do dsPIC<sup>®</sup> de atender a exigências mais elevadas de desempenho, de acordo com o conceito de tempo real.
- **Testes de outras plataformas.** Utilização de outras plataformas comerciais (placas, PLCs, etc.) e outros microcontroladores (Atmel, Freescale, ST, etc.) para a realização das tarefas de controle proposta e comparação dos resultados.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Bastidas, G. A. **Estudio de la Dinámica No-lineal de un Servomecanismo Neumático de Posicionamiento**, Teses (Doutorado em Engenharia Mecânica), Universidad Nacional de Colombia – Facultad de Ingeniería y Arquitectura Departamento de Electricidad, Electrónica y Computación. Manizales – Colombia. 2011.

Bobrow, J. E.; McDonell, B. W. **Modeling, Identification, and Control of a Pneumatically Actuated Force Controllable Robot**, IEEE Transactions on Robotics and Automation, Vol. 14, No 15, PP 732-742, 1998.

Bone, G. M.; Ning, S., **Experimental Comparison of Position Tracking Control Algorithms for Pneumatic Cylinder Actuators**, IEEE/ASME Transaction on Mechatronics, Vol. 12, Issue: 5, PP 557 – 561, 2007.

Danizio, P. E. **Teoría de las Comunicaciones**, 2ª edição, Editorial Universitas, pp. 155-168, Córdoba – Argentina, 2004.

Dozio, L.; Mantegazza, P. **Linux Real Time Application Interface in Low Cost High Performance Motion Control**, In: Associazione Nazionale Italiana Per L'Automazione, Motion Control 2003. [S.I], 2003.

Dorf, R. H. **Modern Control Systems**. [S.L.]: Addison-Wesley Publishing Company, 1989.

dSPACE, GmbH set. 2005 Disponível em: <[www.dspace.com](http://www.dspace.com)>

Edge, K. A., **The Control of Fluid Power Systems – Responding to the Challenges**. Proc. Inst. Mechanical Engineering, v. 211, p. 91–110, 1997.

Festo Corporation. 2011. Disponível em: <[www.festo.com](http://www.festo.com)>

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D. e EMANI-NAEINI, A. **Feedback Control of Dynamic Systems**, Addison Wesley Publishing Company, 1994.

Gordillo, I. C. **Metodología de Acceso Remoto a Plantas Industriales**, Teses (Doutorado), Escuela Superior de Ingenieros de Bilbao, Bilbao – España, 2004.

Hidalgo, R. M. **Sincronización y Caos en Sistemas Electrónicos no Lineales y sus Aplicaciones a las Comunicaciones**, teses (Doutorado), Universidad Nacional de Mar del Plata, Facultad de Ingeniería, Mar del Plata – Buenos Aires, Argentina. 2003.

Icel Manaus instrumentos Medição, 2012. Disponível em: <[www.icel-manaus.com.br](http://www.icel-manaus.com.br)>

Ifeachor, E. C.; Jervis, B. W. **Digital Signal Processing: a Practical Approach**, Addison Wesley Publishing Company, 1993.

ISO/IEC 7498 – 1. **International Standard, Information Technology – Open Systems Interconnection (OSI) – Basic Reference Model: The Basic Model**, 1994.

Kazerooni, H. **Design and Analysis of Pneumatic Force Generators for Mobile Robotic Systems**, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 10, Issue 4, PP. 411 – 418, 2005.

Kunz, G. O. **Desenvolvimento de um Sistema de Controle em Tempo Real para um Servoposicionador Pneumático**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica), UFRGS – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Porto Alegre – RS, 2006

Li, R.; Meng, G.; Feng, Z.; Li, Y.; Shi, W. **A Sliding Mode Variable Structure Control Approach for a Pneumatic Force Servo System**, Proceedings of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, Vol. 2, PP. 8173 – 8177, 2006.

Locateli, C. **Modelagem e Desenvolvimento de um Sistema de Controle de Posição Pneumático com Acionamento por Válvulas ON/OFF**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – UFSC – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Florianópolis – SC, 2011.

Maxim Integrated Product, 2010. Disponível em: <[www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)>

Microchip Technology Inc. 2011. Disponível em: <[www.microchip.com](http://www.microchip.com)>

Ning, S.; Bone, G. M. **Experimental Comparison of Two Pneumatic Servo Position Control Algorithms**, Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation 2005, Vol. 1, pp. 37 – 42, 2005b.

Ning, S.; Bone, G. M., **Development of a Nonlinear Dynamic Model for a Servo Pneumatic Positioning System**, Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics and Automation 2005, Vol. 1, PP. 43 – 48, 2005a.

Ogata, K. **Engenharia de Controle Moderno**. [S.l.]: Prentice Hall do Brasil LTDA, 1998.

Okiyama, K.; Iciryu, K. Study of Pneumatic Motion Base Control Characteristics. In: [S.l.: s.n.], pp. 225 – 232, 2001.

Pandian, S.R.; Hayakawa, Y.; Kanazawa, Y.; Kamoyama, Y.; Kawamura, S., **Practical Design of a Sliding Mode Controller for Pneumatic Actuators**. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, v.119, p.666 – 674, 1997.

Pandian, S. R.; Takeuma, F.; Hayakawa, Y.; Kawamura, S., **Pressure Observer-Controller Design for Pneumatic Cylinder Actuators**, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 7, No. 4, PP, 490-499, 2002.

Perondi, E. A.; Guenther, R. **Controle com Compensação de Atrito de um Servoposicionador Pneumático**, In: Anais do IV Congresso Iberoamericano de Ingeniería Mecánica. [S.l.: s.n.], 1999.

Perondi, E. A.; Guenther, R. **Controle em Malha Fechada de um Servoposicionador Pneumático**, Anais do XV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, 1999.

Perondi, E. A.; Guenther, R. **Controle de um Servoposicionador Pneumático por Modos Deslizantes**, Congresso Nacional de Engenharia Mecânica, 2000.

Perondi, E. **Controle Não linear em Cascata de um Servoposicionador Pneumático com Compensação de Atrito**, Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) — Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, 2002.

Pueyo, H O; Marco C. **Circuitos Eléctricos: Analisis de Modelos Circuitales**, Vol. 2, Editorial AlfaOmega, pp. 163 – 180, D. F., México, 2004.

Rabuffetti, H. T. **Introducción al Analisis Matemático: Calculo**, 3ª Edição, Editora: El Ateneo, 1974.

Rios, C., F. **Projeto e Construção de um Robô Cartesiano com Acionamento Pneumático**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – UFRGS – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Porto Alegre – RS, 2009.

Sarmanho Jr., C. A. C., **Aplicação do Algoritmo de Gain Schedule Baseado na Estimativa de Massa no Controle do Sistema de Freios do Sistema Aeromóvel**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica). UFRGS – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Porto Alegre – RS, 2009.

Scavarada, S.; Thomasset, D. **Modeling and control of Electropneumatic Systems: An Overview of Recent French Contributions**, International Conference on Control, v. 2, p. 1462–1467, 1996.

Sobczyk, S., M. R. **Controle em Cascata e a Estrutura Variável com Adaptação de Parâmetros e Compensação de Atrito de um Servoposicionador Pneumático**, Tese (Doutorado em Engenharia Mecânica) – UFRGS – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Porto Alegre – RS, 2009.

Song, J.; Bao, X.; Ishida, Y. **An Application of MNN Trained by Meka for the Position Control of Pneumatic Cylinder**. International Conference on Neural Networks, v.2, p.829 – 833, 1997.

Stallings, W. **Comunicaciones y Redes de Computadores**, 7ª ed., Editorial Pearson Educación, pp. 21 – 36, Madrid – España, 2004.

Su, W. C.; Kuo, C. Y. **Variable Structure Control of a Rodless Pneumatic Servoactuator with Discontinuous Sliding Surfaces**. In: Proceedings of the 2000 American Control Conference. [S.L.: s.n.], v. 3, pp. 1617 – 1621, 2000.

Surgenor, B. W.; Vaughan, N. D. **Continuous Sliding Mode of a Pneumatic Actuator**. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, v. 119, p. 578 – 581, 1997.

Suzuki, R., M. **Controle Baseado em Linearização por Realimentação dos Estados Aplicados a um Servoposicionador Pneumático**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) – UFRGS – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Mecânica, Porto Alegre – RS, 2010.

Vieira, A. D. **Análise Teórica Experimental de Servoposicionadores Lineares Pneumáticos**, Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica), Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, 1998.

Virvalo, T. **Modeling and Design of a Pneumatic Position Servo System Realized with Commercial Components**, Tese (Doutorado em Engenharia), Tampere – Finlândia, 1995.

WIKA S.A. PE 81.01, Data sheet, 2009.

Yin, Y. B.; Araki, K. **Modeling and Analysis of an Asymmetric Valve-Controlled Single-Acting Cylinder of a Pneumatic Force Control System**. In: Proceedings of the 37th SICE Annual Conference. [S.l.: s.n.], p. 1099 –1104, 1998.

## ANEXO A – Circuito de Condicionamento de sinais de posição para a dSPACE

Nos circuito de condicionamento, as principais variáveis de interesse são os níveis de tensão que saem da régua potenciométrica, os níveis de tensão de entrada na dSPACE®, as intensidades de correntes de saída da régua potenciométrica e a corrente elétrica mínima que a dSPACE® precisa para amostrar a tensão provida do transdutor.

A régua potenciométrica Festo–MLO–POT–360–TLF [Festo Corporation, 2010] consegue entregar até 4mA, de acordo com as especificações de sua tabela de dados. Assim, o circuito condicionador deve ser projetado para que um nível suficiente de intensidade de corrente chegue aos instrumentos de amostragem de dados. Medições realizadas mostraram que o consumo do circuito alimentador da dSPACE® ocasiona uma redução de apenas 250µA, garantindo o envio de dados com uma potência suficiente para a leitura.

Por outro lado, os níveis de tensão de saída da régua potenciométrica Festo–MLO–POT–360–TLF são de 0 a 24V, variando proporcionalmente com sua posição. Além disso, a dSPACE® trabalha com uma faixa de tensão de -10V até 10V nas entradas analógicas (de acordo com sua tabela de dados). Assim, por serem sinais analógicos, é possível que estejam contaminados com algum tipo de ruído elétrico provindos da linha de alimentação, de emissoras de RF, de comutadores de potência, fontes chaveadas, etc. Por estes motivos, é necessário o condicionamento dos sinais enviados para a dSPACE®.

O primeiro condicionamento é o de alteração dos níveis de tensão, passando de 0 a 24Vcc aos níveis de -10 até 10Vcc. Para isso, a configuração proposta é a apresenta na Fig. A.1.

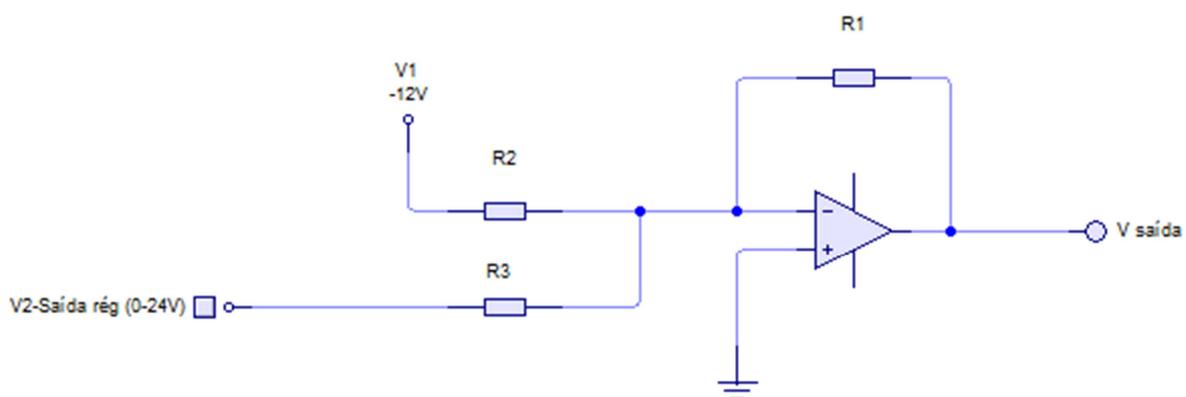


Figura A.1 – Circuito para alteração dos níveis de tensão da régua potenciométrica

A Fig. A.1 representa uma configuração típica de um somador com um amplificador operacional. Soma-se na entrada de tensão da régua uma tensão negativa fixa de -12V, obtendo-se uma variação simétrica na saída. De acordo com a configuração do somador, tem-se o equacionamento expresso por Eq. (A.1).

$$V_{saída} = -\left(\frac{R_1}{R_2}V_1 + \frac{R_1}{R_3}V_2\right) \quad (\text{A.1})$$

Necessita-se também que a saída do sinal da Fig. A.1 seja de -5 até 5V para a variação de tensão de 0 a 24V, o que é expresso através da Eq. (A.2).

$$\begin{cases} V_1 = -12V \\ V_2 = 0V \end{cases} \Rightarrow V_{saída} = 5V$$

$$\begin{cases} V_1 = -12V \\ V_2 = 24V \end{cases} \Rightarrow V_{saída} = -5V \quad (\text{A.2})$$

Trabalhando as equações (A.1) e a (A.2), podem-se obter as seguintes relações:

$$\begin{aligned} R_3 &= R_2 \\ R_1 &= \frac{5}{15}R_2 \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

Fixando  $R_2$  e  $R_3$  para um valor de  $10\text{K}\Omega$  (valor normalmente utilizado para estas aplicações, já que impede uma drenagem de corrente importante sem perda da qualidade de trabalho), o valor obtido é de  $R_1 = 3,9\text{K}\Omega$ .

Com os valores anteriormente encontrados, a configuração apresentado na Fig. A.1 terá a saída máxima de 5Vpp. Para trabalhar com a máxima resolução da dSPACE<sup>®</sup>, este sinal deve apresentar valores entre -10V e 10V. Para isso, se propõe a utilização de uma configuração como a apresentada na Fig. A.2.

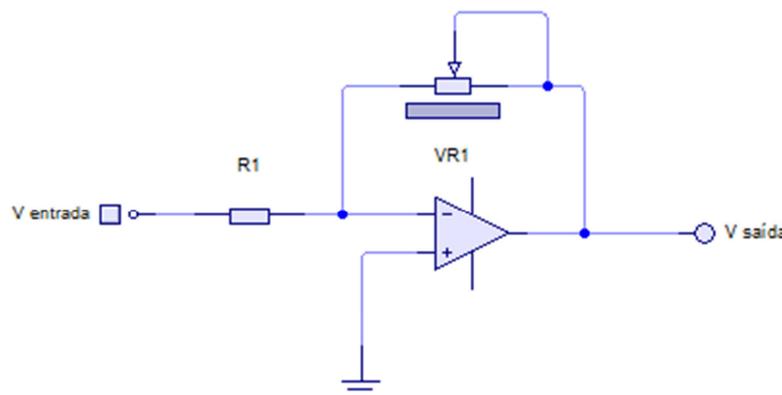


Figura A.2 – Configuração de ajuste do ganho condicionador de sinais da dSPACE<sup>®</sup>

Essa configuração (Fig. A.2), além de apresentar um ganho como apresentado na Eq. A.3, faz uma inversão de fase de  $180^\circ$ , conseguindo assim uma defasagem aproximadamente nula.

Assim, o condicionamento dos sinais para a dSPACE<sup>®</sup> pode ser representado graficamente de acordo com a Fig. A.3.

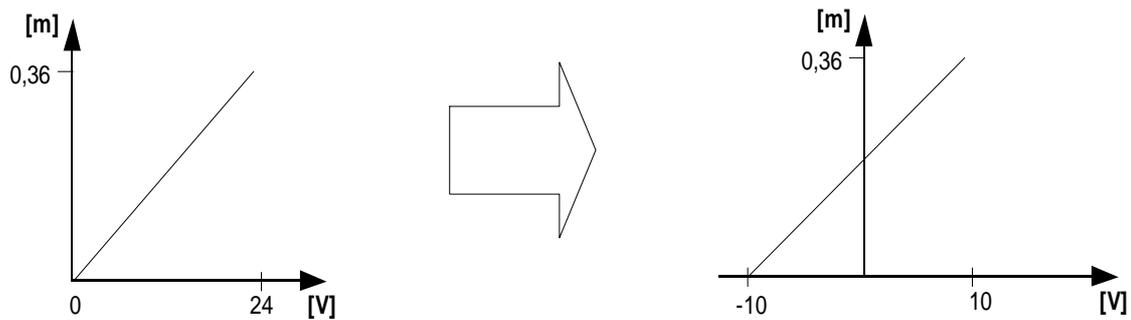


Figura A.3 – Condicionamento dos sinais enviados para a dSPACE<sup>®</sup>

Finalmente, é realizada uma filtragem analógica das altas frequências antes do envio do sinal para a dSPACE<sup>®</sup>. O filtro utilizado é descrito a seguir. O filtro proposto foi calculado através de um software de uso específico para esta tarefa, o FilterLab V. 2.0, outro produto da Microchip Technology Inc.

O filtro é do tipo passa-baixas, cuja janela de aproximação é de tipo Butterworth de 2<sup>a</sup> ordem, com atenuação na banda de passagem de  $-0.5\text{dB}$ . O circuito eletrônico calculado pelo FilterLab<sup>®</sup> é apresentado na Fig. A.4.

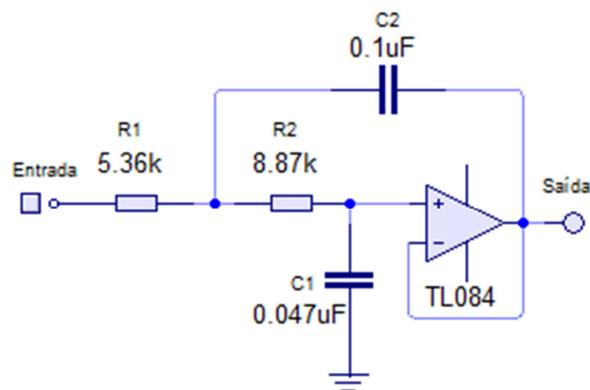


Figura A.4 – Circuito passa-baixas calculado através do FilterLab<sup>®</sup>

O circuito final utilizado para o condicionamento de sinais da dSPACE<sup>®</sup> é apresentado na Fig. A.5. É importante esclarecer que, no caso do filtro analógico calculado pelo software FilterLab<sup>®</sup> e representado na Fig. A.5, os valores de seus componentes

eletrônico (resistências e capacitores) são de precisão de 1% e 5%, respectivamente. No caso do circuito construído, os valores das resistências e capacitores utilizados diferem destes, já que a precisão deles é de 5% e 10%, respectivamente.

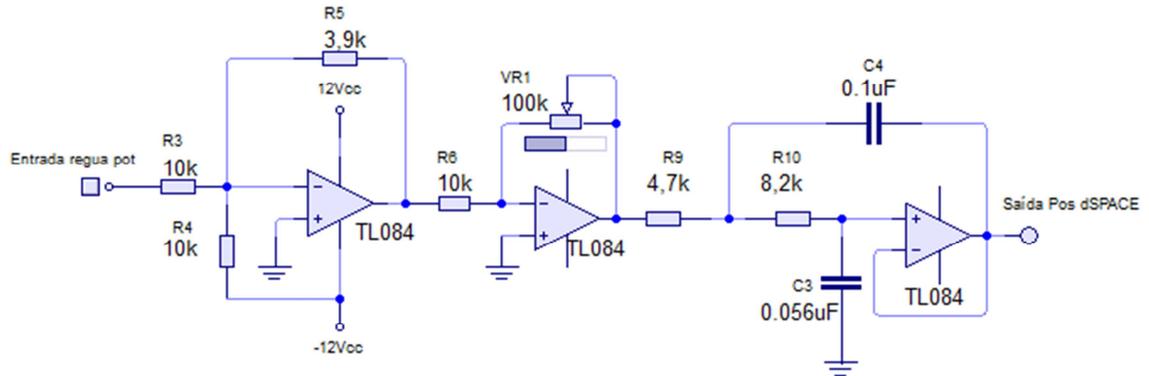


Figura A.5 – Circuito condicionador de sinais para a dSPACE®

O software utilizado para o projeto dos circuitos foi o Livewire – Professional Edition, 2004 (*freeware*). Os amplificadores operacionais escolhidos foram TL084 de uso geral.

## ANEXO B – Cálculos do circuito de condicionamento de sinais de posição para o microcontrolador dsPIC<sup>®</sup>

Assim como para o condicionamento do sinal para entrada da dSPACE<sup>®</sup>, o sinal de entrada no microcontrolador também deve ser tratado para que as características necessárias de corrente, tensão e nível de ruído sejam obtidas.

Como foi afirmado no Anexo A, a corrente saída do sensor de posição (a régua potenciométrica) pode fornecer uma corrente de até 4 mA sem perda significativa de resolução. Assim, o circuito de condicionamento de sinal não deve utilizar corrente acima deste valor, considerando que o circuito de condicionamento apresentado Anexo A também esta utilizando parte desta corrente.

O condicionamento do sinal para o microcontrolador dsPIC30F3013 deve passar um nível de tensão de 0 a 24V para os níveis de 0 a 5V. Propõe-se, assim, a utilização de um filtro analógico do tipo ativo similar ao utilizado no Anexo A para o condicionamento do sinal enviado para o microcontrolador.

O primeiro circuito é o que realiza a redução dos níveis de tensão de saída do transdutor de posição. Para tanto, utilizou-se um divisor resistivo passivo, como é apresentado na Fig. B.1.

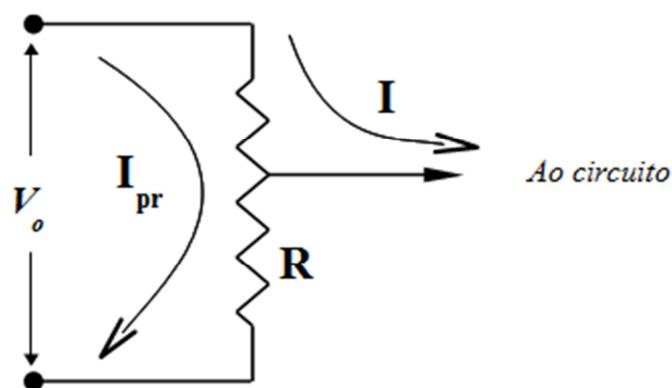


Figura B.1 – Divisor resistivo básico

Um potenciômetro ( $R$ ) ou um arranjo fixo de dois resistores (Fig. B.1) foi utilizado para reduzir o nível de tensão ou condicionar o sinal. A corrente principal do divisor resistivo

deve ser igual ou maior a dez vezes o valor da corrente a ser utilizada, caso contrário, pode-se ter problemas com as leituras de saída.

Um resistor variável foi utilizado para ajustar o nível de tensão na saída, que, neste caso, é um pouco inferior aos 5V que suporta o microcontrolador. O valor da resistência deste potenciômetro deve ser tal que atinja os requisitos preestabelecidos, sendo necessário que seu valor de consumo de corrente elétrica seja suficientemente baixo para não comprometer a operação adequada do transdutor de posição. O potenciômetro escolhido foi de 100 k $\Omega$  e do tipo multivoltas, consumindo uma corrente de 240 $\mu$ A, de acordo com a Eq. B.1.

$$\frac{V}{R} = \frac{24V}{100000\Omega} = 240\mu A \quad (\text{B.1})$$

Além da redução de tensão, o circuito de condicionamento do microcontrolador possui um filtro de sinal analógico ativo com as mesmas características do Anexo A para o condicionamento do sinal da dSPACE<sup>®</sup>.

O circuito definitivo para o condicionador de sinais do microcontrolador é apresentado na Fig. B.2.

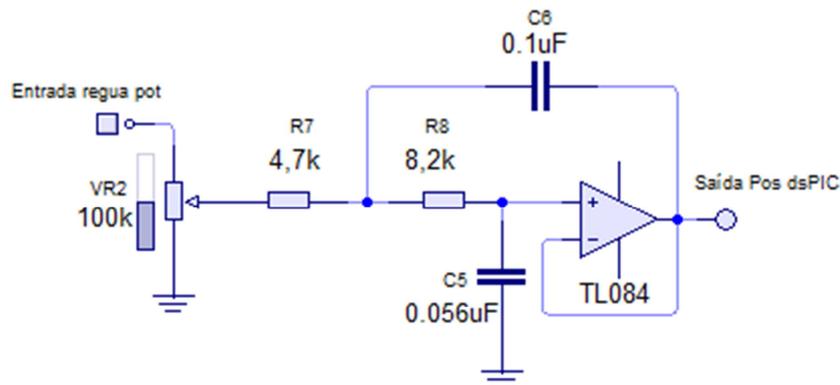


Figura B.2 – Circuito de condicionamento de sinal para o microcontrolador