

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DA PARAÍBA
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM AUTOMAÇÃO
INDUSTRIAL**

Gabriel Bruzaca Cavalcante

**Identificação de Sistemas por Mínimos
Quadrados e Projeto do Controlador RST
em Sistemas Eletropneumáticos**

João Pessoa - PB

Fevereiro de 2018

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E
TECNOLOGIA DA PARAÍBA
CURSO SUPERIOR DE TECNOLOGIA EM AUTOMAÇÃO
INDUSTRIAL**

Gabriel Bruzaca Cavalcante

**Identificação de Sistemas por Mínimos Quadrados e
Projeto do Controlador RST em Sistemas
Eletropneumáticos**

Trabalho de conclusão de curso submetido à coordenação do Curso Superior de Tecnologia em Automação Industrial do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnológica da Paraíba, como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Tecnólogo em Automação Industrial.

Orientador: Prof. Ademar Gonçalves da Costa Junior, Dr.
Coorientador: Prof. Alberdan Santiago Aquino, Dr.

João Pessoa - PB
Fevereiro de 2018

Gabriel Bruzaca Cavalcante

Identificação de Sistemas por Mínimos Quadrados e Projeto do Controlador RST em Sistemas Eletropneumáticos

Trabalho de conclusão de curso submetido à coordenação do Curso Superior de Tecnologia em Automação Industrial do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnológica da Paraíba, como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Tecnólogo em Automação Industrial.

Trabalho aprovado. João Pessoa - PB, Fevereiro de 2018:

**Prof. Ademar Gonçalves da Costa
Junior, Dr.- IFPB**
Orientador

**Prof. Alberdan Santiago Aquino, Dr.-
IFPB**
Coorientador

**Prof. Flávio da Silva Vitorino Gomes,
Dr. - UFRPE**
Membro da banca

**Prof^a. Brunna Santana de
Vasconcellos, M.Sc. - UFRN**
Membro da banca

João Pessoa - PB
Fevereiro de 2018

Agradecimentos

Em primeiro lugar agradeço a meus pais, **Katia Bruzaca** e **José Luis**, e ao meu irmão, **Filipe Bruzaca**, pela enorme força de vontade e paciência por me acompanhar e oferecer todo o suporte para esta minha jornada.

Agradeço à **Ícaro Queiroz** pela confiança de me emprestar o controlador onde foi embarcada esta pesquisa. Agradeço também a meus orientadores, **Ademar Gonçalves** e **Alberdan Aquino** por me incentivarem e auxiliarem com o desenvolvimento desta pesquisa, fornecendo embasamento teórico e horas de orientação (mesmo que em horários adversos).

Agradeço a Coordenação do Curso Superior de Tecnologia em Automação Industrial e principalmente aos coordenadores, **Marcelo Paz** e **Cesarino Nóbrega**, pela atenção e suporte oferecidos, além das milhares de autorizações para entrada e acesso as salas e laboratórios nos finais de semana e feriados.

Agradeço ainda aos amigos que fiz ao longo desta temporada que tanto me ajudaram de todas as maneiras, em especial à **Wesley Souto Maior** que esteve pacientemente ao longo destes 4 anos de curso, acompanhando nos tempos fáceis e nos tempos difíceis, além de incentivar e construir nossas ideias "complexas" de projetos.

Agradeço também à **Yago Simões** por aceitar de livre e "espontânea" ~~pressão~~ vontade me substituir nos cargos de representatividade que possuía junto a coordenação do curso.

Por último e não menos importante agradeço ao autor do destino também responsável por me mostrar as oportunidades certas a seguir.

Resumo

Neste trabalho são apresentados os resultados da pesquisa sobre o método dos mínimos quadrados para a identificação de modelos matemáticos que representem o comportamento dinâmico de um sistema eletropneumático e o projeto de um controlador RST, visto que sistemas eletropneumáticos se apresentam em larga escala no ambiente industrial em operações não controladas devido a questões como compressibilidade do ar, erro de regime estacionário elevado e velocidade não controlada. Observa-se que os controladores lineares como PID não apresentam soluções adequadas para o controle desse tipo de sistema dinâmico sendo, portanto, aplicadas técnicas mais robustas. Os resultados do presente trabalho apresentaram-se, validados quantitativamente, do processo de identificação sendo também satisfatórios no controle de um sistema eletropneumático, apresentando, desse modo, o método dos mínimos quadrados e o controlador RST como eficazes para o controle de sistemas eletropneumáticos, tendo, assim, alcançados os objetivos deste trabalho.

Palavras-chave: Eletropneumática. Controlador RST. Mínimos Quadrados.

Abstract

This monograph presents the results of the research on the least squares method for the identification of mathematical models that represent the dynamic behavior of an electro-pneumatic system and the design of an RST controller, since electro-pneumatic systems are present in large scale in the industrial environment in uncontrolled operations due to issues such as air compressibility, high steady state error and uncontrolled speed. It is observed that linear controllers like PID do not present adequate solutions for the control of this type of dynamic system, therefore, more robust techniques are applied. The results of the present work present quantitatively validated results of the identification process and satisfactory results in the control of an electro-pneumatic system, thus presenting the least squares method and the RST controller as effective for the control of electro-pneumatic systems, thus achieving the objectives of this work.

Key-words: Electropneumatic. RST controller. Least Squares.

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Princípio de funcionamento de um compressor a parafuso.	16
Figura 2.2 – Princípio de funcionamento de um compressor a pistão.	17
Figura 2.3 – Exemplos de unidades de tratamento de ar.	18
Figura 2.4 – Ilustração de cilindros de dupla ação.	19
Figura 2.5 – Ilustração de um cilindro de simples ação.	19
Figura 2.6 – Ilustração de tipos de motores de livre rotação.	20
Figura 2.7 – Ilustração de uma válvula 5/3 vias.	21
Figura 2.8 – Exemplos de sensores.	21
Figura 2.9 – Circuito RLC.	22
Figura 2.10–Sinais de excitação.	26
Figura 2.11–Estrutura típica do controlador RST.	28
Figura 2.12–Estrutura proposta por Ogata (1995) para o controlador RST.	31
Figura 3.1 – <i>Setup</i> experimental do sistema eletropneumático para testes.	32
Figura 3.2 – Cilindro de dupla ação acoplado ao sensor linear	33
Figura 3.3 – Eletroválvula pneumática proporcional utilizada.	34
Figura 3.4 – Circuito para acionamento da eletroválvula.	34
Figura 4.1 – Processo de identificação de processos.	35
Figura 4.2 – Amostras coletadas para identificação.	36
Figura 5.1 – Resultados da validação dos modelos de 3 ^a ordem.	41
Figura 5.2 – Resultados da validação dos modelos de 4 ^a ordem.	43
Figura 5.3 – Resultados da validação dos modelos de 5 ^a ordem.	45
Figura 5.4 – Resultados do projeto do controlador RST, com os polos desejados da Equação 4.13.	47
Figura 5.5 – Resultados do projeto do controlador RST, com os polos arbitrários da Equação 4.14.	48

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 – Modelos discretos SISO.	24
Tabela 5.1 – Estrutura para os modelos ARX de 3ª ordem.	40
Tabela 5.2 – Estrutura para os modelos ARMARX de 3ª ordem.	40
Tabela 5.3 – Parâmetros estimados e os índices RMSE e MRSE para o modelos ARX de 3ª ordem.	41
Tabela 5.4 – Parâmetros estimados e os índices RMSE e MRSE para o modelos ARMAX de 3ª ordem.	42
Tabela 5.5 – Estrutura para os modelos ARX de 4ª ordem.	43
Tabela 5.6 – Estrutura para os modelos ARMAX de 4ª ordem	43
Tabela 5.7 – Parâmetros estimados e os índices RMSE e MRSE para o modelo ARX de 4ª ordem.	44
Tabela 5.8 – Parâmetros estimados e os índices RMSE e MRSE para o modelo ARMAX de 4ª ordem.	44
Tabela 5.9 – Estrutura para os modelos ARX de 5ª ordem.	45
Tabela 5.10–Estrutura para os modelos ARMAX de 5ª ordem.	45
Tabela 5.11–Parâmetros estimados e o índice RMSE e MRSE para o modelos ARX de 5ª ordem.	46
Tabela 5.12–Parâmetros estimados e o índice RMSE e MRSE para o modelos AR- MAX de 5ª ordem.	46
Tabela 5.13–Parâmetros do controlador RST.	47
Tabela 5.14–Parâmetros do controlador	48

Lista de Siglas

PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
ARX	Modelo auto-regressivo com entradas externas
ARMAX	Modelo auto-regressivo com média móvel e entradas exógenas
PRS	Sinal Pseudo-aleatório
PRBS	Sinal Binário Pseudo-aleatório
RMSE	Raiz quadrada da média do erro quadrático
MRSE	Média da Raiz quadrada do erro quadrático
RLC	Circuito Resistor-Indutor-Capacitor
PWM	Modulação por largura de pulso
MQ	Algoritmo do mínimos quadrados
MQR	Algoritmo do mínimos quadrados recursivo

Lista de Símbolos

$UP\%$	Sobressinal
T_s	Tempo de assentamento
ζ	Fator de amortecimento
λ	Fator de esquecimento
$B(z^{-1})$	Polinômio com os zeros do sistema identificado
$A(z^{-1})$	Polinômio com os polos do sistema identificado
$R(z^{-1}), S(z^{-1}), T(z^{-1})$	Polinômios do controlador RST

Sumário

1	INTRODUÇÃO	11
1.1	Objetivo	13
1.2	Objetivos Específicos:	14
2	REFERENCIAL TEÓRICO	15
2.1	Sistemas Eletropneumáticos	15
2.1.1	Alimentação de Um Sistema Eletropneumático	16
2.1.2	Atuação de Sistemas Eletropneumáticos	18
2.1.3	Comando de Sistemas Eletropneumáticos	20
2.2	Identificação de Sistemas e Representação Matemática	22
2.2.1	Método dos Mínimos Quadrados	23
2.2.2	Projeto de Testes	25
2.2.3	Validação de modelos	26
2.3	Controlador RST por Alocação Algébrica	27
3	MATERIAIS	32
3.1	Cilindro de Dupla Ação sem Haste e Sensor de Posição	33
3.2	Eletroválvula	33
3.2.1	Circuito de acionamento e Arduino Due	34
4	METODOLOGIA	35
4.1	Metodologia de Identificação	36
4.2	Metodologia do Controlador RST	38
5	RESULTADOS DA IDENTIFICAÇÃO E DO CONTROLADOR	40
5.1	Identificação de Modelos de 3ª Ordem	40
5.2	Identificação de Modelos de 4ª Ordem	43
5.3	Identificação de Modelos de 5ª Ordem	45
5.4	Resultados do Controlador	47
6	CONCLUSÕES	49
	REFERÊNCIAS	50

1 Introdução

O termo pneumática é derivado do grego *Pneumos* ou *Pneuma* (respiração, sopro) e é definido como a parte da Física que se ocupa da dinâmica e dos fenômenos físicos relacionados com os gases ou vácuos (PARKER TRAINING, 2004).

O desenvolvimento constante das indústrias culminou na necessidade de sistemas mais precisos, para um acréscimo na produtividade. Grande parte dos atuadores presentes na indústria manufatureira são pneumáticos, hidráulicos, eletropneumáticos ou eletro hidráulicos. Esses tipos de sistemas, se não controlados, apresentam várias restrições de uso quando aplicados a processos delicados ou minuciosos. Porém, com o advento de sistemas microcontrolados, existe a possibilidade de implementação de malhas de controle digital, baseada em modelos matemáticos, nos mais diversos sistemas dinâmicos com variados graus de complexidade, possibilitando assim, um funcionamento preciso.

Os sistemas eletropneumáticos são, majoritariamente, compostos por um sistema de condicionamento e de filtragem de ar, um cilindro pneumático, um conjunto de válvulas direcionadoras, um sensor de posicionamento e um circuito elétrico de comando. Neste trabalho foi utilizado um cilindro de dupla ação sem haste como elemento cuja posição é controlada, uma válvula proporcional responsável pela liberação de ar comprimido para as câmaras do cilindro, uma placa eletrônica juntamente com a placa de aquisição de dados para a aquisição e a atuação de sinais, e um potenciômetro linear como sensor de posicionamento.

Para a modelagem matemática de sistemas dinâmicos, a identificação de sistemas é uma ferramenta interessante, como alternativa à modelagem matemática baseada nas equações fenomenológicas que regem o comportamento dinâmico de um sistema. Aguirre (2007) define a identificação de sistemas dinâmicos como a área do conhecimento que estuda e desenvolve técnicas e algoritmos para obter modelos matemáticos de sistemas dinâmicos a partir dos dados de entrada e saída de um determinado sistema.

Os modelos matemáticos aqui citados tratam-se de representações matemáticas dotadas de parâmetros capazes de expressar o comportamento do sistema dinâmico em estudo para o estímulo imposto sobre ele. Ainda em seu livro, Aguirre cita três técnicas de modelagem de sistemas:

- A modelagem caixa branca, também apresentada como modelagem conceitual, que utiliza as leis físicas, químicas ou biológicas para determinar o modelo matemático do sistema, a qual pode apresentar uma complexidade em termos de desenvolvimento dos modelos matemáticos baseados em equações fenomenológicas;
- A modelagem caixa preta, ou empírica, cuja característica é o pouco ou nenhum

conhecimento prévio sobre o sistema, sendo seu modelo matemático baseado exclusivamente nos dados de entrada e saída de um experimento;

- A modelagem caixa cinza é uma alternativa às modelagens caixa branca e preta uma vez que utiliza os dados de entrada e saída do sistema dinâmico, além de algum conhecimento prévio sobre ele para evidenciar características não apresentadas nos resultados de coleta de dados.

Dentre os controladores utilizados para o controle de sistemas dinâmicos, um dos mais famosos é o Proporcional Integral Derivativo (PID) com suas diversas alterações em sua topologia (série, paralelo, PI-D, por exemplo), tendo desempenho satisfatório em sistemas cujas características não-lineares pouco se apresentam. Contudo, para sistemas mais complexos, ou situações onde se requer um máximo rendimento de processos mais complexos, outros tipos de controladores e técnicas para controle digital dos sistemas dinâmicos podem ser aplicadas, tais como controladores inteligentes, adaptativos e preditivos, tendo cada uma delas suas vantagens e desvantagens.

Dentre estes controladores alternativos ao PID uma das estruturas disponíveis para o projeto de controladores digitais é o controlador RST, cuja versatilidade de combinação com estratégias de controle o torna atraente para controle de processos complexos. Sua principal característica é a sua constituição dotada de três polinômios que o confere dois graus de liberdade, possibilitando tratar, de forma independente, o sinal de referência e o sinal de retroalimentação, maximizando assim a sua eficiência.

Em trabalhos recentes utilizando o projeto de controladores RST, Grigaitis e Gelezevicius (2008) apresentam o controlador RST utilizado junto à estratégia de controle adaptativo, tendo conseguido bons resultados no controle de força exercido pelo atuador pneumático. Resultados como o apresentado por Rani *et al.* (2014) mostram também a eficiência do controlador para sistemas não-lineares utilizando tanto a técnica de alocação algébrica quando o modelo seguidor de referência, enquanto que Bendjedia, Tehrani e Azzouz (2014) explicam sobre os resultados na aplicação do controlador RST em motores elétricos obtendo menor tempo de assentamento sem *overshoot*, resposta não alcançada com o controlador PID. Brahim, Bahri e Bernard (2017) apresentam excelentes resultados do uso para o controlador RST em sistemas eletromecânicos em conjunto com técnicas de controle como o H_∞ .

Em sistemas pneumáticos/eletropneumáticos, Ritter (2011), baseado em Bavaresco (2007) apresenta um modelo matemático de outro sistema eletropneumático semelhante ao explorado por este trabalho, tratando todas as suas principais não-linearidades tais como, a zona morta da válvula proporcional, e as dinâmicas das pressões e da vazão mássica do sistema. French e Cox (1990), Grancharova e Johansen (2011) e Abry *et al.* (2016) apresentam também modelos com alta performance de ordens mais elevadas, também modelando, além da não-linearidade, parâmetros como o atrito e a vazão mássica irregular.

Há uma quantidade considerável de trabalhos acadêmicos sobre a aplicação de servoválvulas pneumáticas para o controle de posicionamento, como apresentado em Couto e Xavier (2013) o qual controladores lineares são aplicados para o controle de posicionamento de um cilindro de dupla ação sem haste. Outros trabalhos, como em Bavaresco (2007), apresentam soluções mais robustas utilizando aproximações de graus mais elevados e métodos de sintonia de controladores mais robustos no que diz respeito a sistemas não-lineares.

Em trabalhos mais recentes, Huber *et al.* (2016) aplica controladores de tração e torção a fim de solucionar problemas de rastreamento de peças em um setor de armazenagem, obtendo resultados satisfatórios para solução da problemática de deformidade elástica presente em atuadores lineares com haste quando postos sob carga. Chen e Gong (2017) aplica técnicas de controle robusto para um controle de velocidade mais eficiente que o uso de válvulas reguladoras de fluxo, uma vez que estas não garantem um regime permanente com as características necessárias em aplicações na qual o motor esteja sob carga variável. Herzig *et al.* (2018) apresenta o desenvolvimento de uma mesa matricial eletropneumática com dois graus de liberdade obtendo modelos não lineares para descrição do posicionamento do sistema utilizando técnicas de identificação em malha fechada.

Dessa forma, o presente trabalho investiga sobre o uso da identificação de sistemas para obter um modelo matemático de um sistema eletropneumático e controle de posição de um cilindro nesse sistema. É utilizada a identificação de sistemas por mínimos quadrados e sua variação recursiva, enquanto para o controle investiga-se a sintonia do controlador RST por meio de alocação algébrica.

Para maior compreensão do trabalho ele está dividido em sete capítulos, sendo o primeiro responsável pela contextualização da pesquisa; o segundo apresenta os assuntos essenciais para compreensão dos resultados e métodos utilizados; o terceiro capítulo apresenta os materiais constituintes do sistema dinâmico em estudo e suas particularidades; a metodologia utilizada neste trabalho é apresentada no capítulo 4, assim como informações complementares ao referencial teórico; os capítulos 5 e 6 dedicam-se a exploração dos resultados obtidos com a identificação e controle, respectivamente; finalizando no capítulo 7 no qual são apresentadas as conclusões e proposta para trabalhos futuros.

1.1 Objetivo

O objetivo deste trabalho é a obtenção de um modelo matemático que possa representar, de forma satisfatória, o comportamento dinâmico de um sistema eletropneumático por meio do uso de ferramentas de identificação de sistemas, e o desenvolvimento do projeto de um controlador RST para o controle da posição do cilindro pneumático.

1.2 Objetivos Específicos:

São objetivos específicos deste trabalho:

- Desenvolver um circuito de condicionamento de sinal para aplicação de sinal de tensão para eletroválvula;
- Estudar a dinâmica do sistema eletropneumático utilizando a servoválvula (eletroválvula proporcional);
- Investigar o método dos mínimos quadrados não recursivos e recursivos para identificação de sistemas eletropneumáticos;
- Obter modelos matemáticos suficientes que possam explicar o comportamento dinâmico do *setup* experimental proposto para um sistema eletropneumático;
- Obter um bom desempenho do controlador RST para o controle de posição do cilindro no sistema eletropneumático.

2 Referencial Teórico

O desenvolvimento constante das indústrias culminou na necessidade de sistemas mais precisos, com a menor quantidade de erros, ou erro nulo, para acréscimo na produtividade. Grande parte dos atuadores presentes na indústria manufatureira são pneumáticos, hidráulicos, eletropneumáticos ou eletro hidráulicos. Esses tipos de sistemas, se não controlados, apresentam várias restrições de uso quando aplicados a processos delicados ou minuciosos (WATTON, 2000). Dessa forma, o avanço na pesquisa de estratégias de controle apropriadas para sistemas eletropneumáticos possibilitou aos sistemas eletropneumáticos atenderem a demanda por flexibilidade, versatilidade e precisão, ampliando assim sua aplicação no ambiente industrial.

Dentre as vantagens apresentadas por PARKER TRAINING (2004) da aplicação de sistemas eletropneumáticos na indústria tem-se: a robustez inerente dos equipamentos visto que sua estrutura física, usualmente, os tornam insensíveis a vibrações e choques mecânicos de leve e média força; resistência a ambientes hostis, uma vez que é possível deixar o circuito de comando distante do circuito pneumático; a instalação dos equipamentos para a construção de circuitos eletropneumáticos não necessitam de grandes mudanças físicas no espaço de trabalho tornando-os de fácil instalação.

É possível a potencialização dos benefícios que a eletropneumática oferece utilizando técnicas de controle de processos para que seja possível a redução ou correção de características como a compressibilidade do ar e velocidades não controladas. Para isso são necessários meios para que seja determinado um modelo matemático para o sistema, para que então baseado neste modelo seja projetado um controlador adequado.

Dentre os meios para a identificação de modelos matemáticos de sistemas dinâmicos nota-se o método dos mínimos quadrados capaz de determinar modelos discretos com base nos dados de entrada e saída do sistema a ser modelado, aliado ao mínimos quadrados é possível a utilização do controlador RST, cuja estrutura flexível permite seu uso junto a variadas estratégias de controle como alocação de polos, controle adaptativo e controle robusto, potencializando os resultados no controle de processos.

2.1 Sistemas Eletropneumáticos

Os circuitos eletropneumáticos são esquemas de comando e de acionamento que representam os componentes pneumáticos e elétricos empregados em máquinas e equipamentos industriais, bem como a interação entre esses elementos para se conseguir o funcionamento desejado e os movimentos exigidos do sistema mecânico. Enquanto o circuito pneumático representa o acionamento das partes mecânicas, o circuito elétrico representa a sequência

de comando dos componentes pneumáticos para que as partes móveis da máquina, ou equipamento, apresentem os movimentos finais desejados (PARKER TRAINING, 2004)

Os componentes básicos de uma estrutura eletropneumática, geralmente, são: o atuador, a válvula pneumática, sensores, a unidade de distribuição, o lubrificador/desumidificador, o compressor e o circuito de comando. Esse último por sua vez é dotado de uma fonte, contadores, relés, contadores e temporizadores (em geral), podendo também os mais diversos sensores, como barômetros e termômetros. Esses itens são divididos em três grandes grupos: alimentação, atuação e comando.

2.1.1 Alimentação de Um Sistema Eletropneumático

O primeiro estágio da alimentação do sistema pneumático é a preparação do ar comprimido, onde é propriamente, comprimido, desumidificado e injetado lubrificante. Para a compressão do ar os tipos mais comuns de compressores utilizados são os compressores a parafuso e os compressores a pistão. No primeiro tipo, o ar é comprimido entre dois corpos helicoidais, sendo um com cavidade convexas enquanto o outro possui as cavidades concavas, com a movimentação restringindo o volume disponível, comprimindo então o ar.

Figura 2.1 – Princípio de funcionamento de um compressor a parafuso.

Ciclo de Trabalho de um Compressor de Parafuso

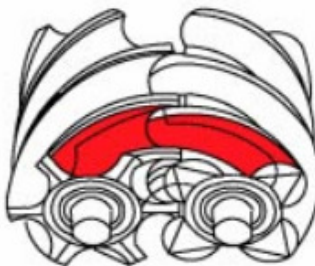
a - O ar entra pela abertura de admissão preenchendo o espaço entre os parafusos. A linha tracejada representa a abertura da descarga.



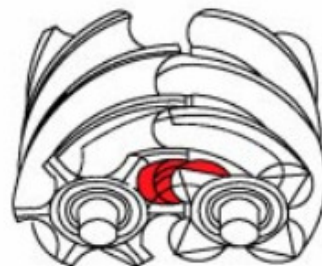
b - À medida que os rotores giram, o ar é isolado, tendo início a compressão.



c - O movimento de rotação produz uma compressão suave, que continua até ser atingido o começo da abertura de descarga.



d - O ar comprimido é suavemente descarregado do compressor, ficando a abertura de descarga selada, até a passagem do volume comprimido no ciclo seguinte.

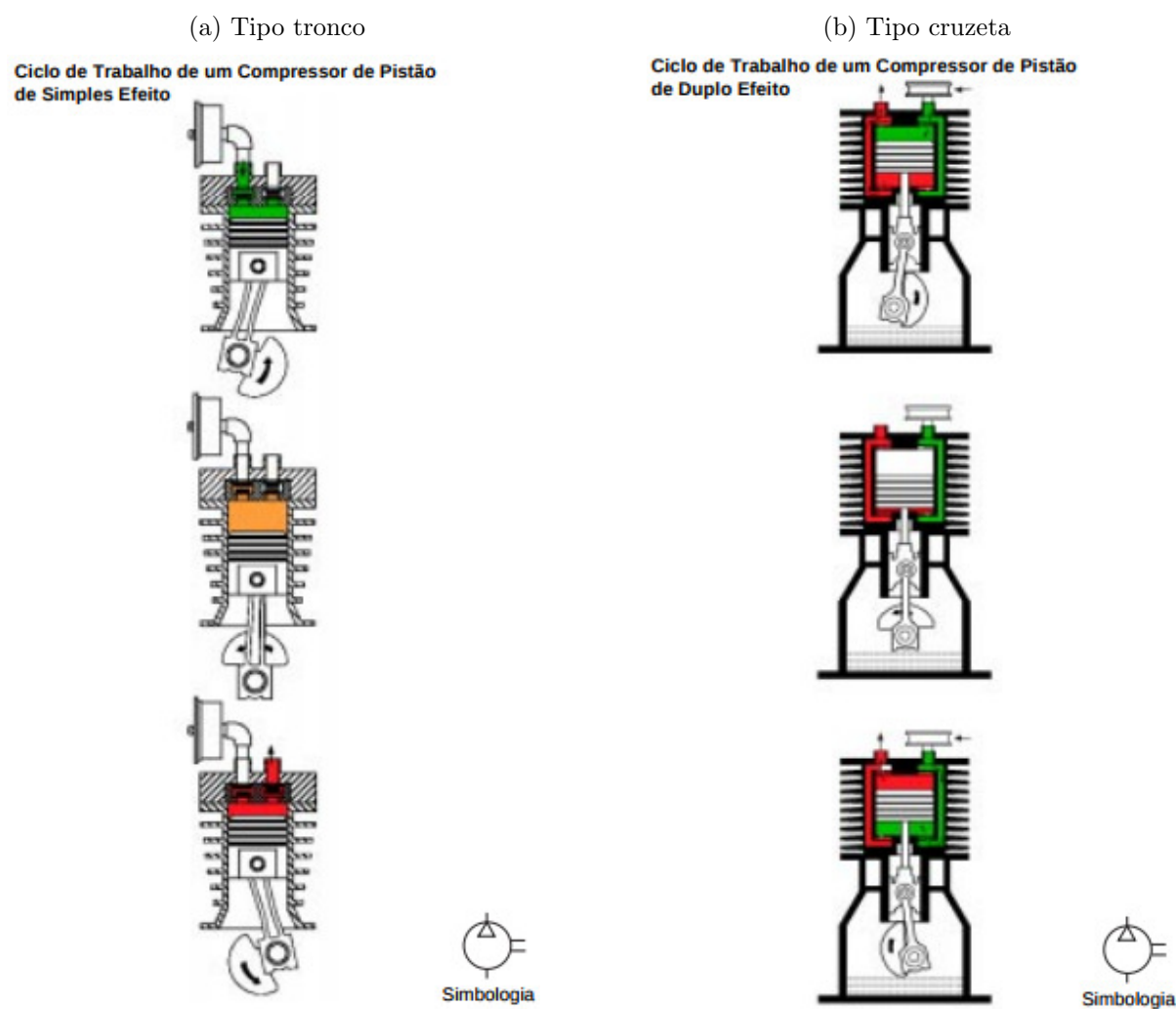


Fonte: PARKER TRAINING (2004).

O compressor a pistão, apresenta o processo de compressão do ar por meio do movimento de avanço e de recuo do pistão da câmara de compressão, Figura 2.2. Esse seguimento de compressores se subdividem em dois modelos: o de simples efeito (Figura 2.2a); os de duplo efeito (Figura 2.2b).

O compressor movido a pistão do tipo tronco (Figura 2.2a) recebe esse nome por sua funcionalidade mais simples, onde apenas a parte superior do pistão entra em contato com a compressão do ar, enquanto que o compressor movido a pistão do tipo cruzeta (Figura 2.2b), ambos os lados do pistão atuam na compressão do ar.

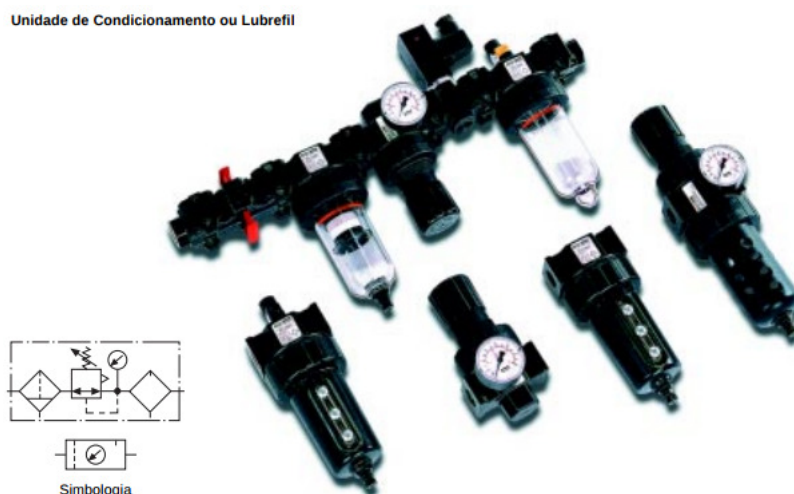
Figura 2.2 – Princípio de funcionamento de um compressor a pistão.



Fonte: PARKER TRAINING (2004).

Algumas questões podem afetar a qualidade do ar distribuído, tais como, o mau condicionamento do compressor e a grande quantidade de partículas suspensas no ar, onde há a necessidade de uma etapa de tratamento do ar antes de sua utilização. Para solucionar isso, existem as unidades de condicionamento de ar responsáveis por filtrar, lubrificar e regularizar a pressão do ar, como ilustrado na Figura 2.3.

Figura 2.3 – Exemplos de unidades de tratamento de ar.



Fonte: PARKER TRAINING (2004).

A etapa de filtragem na unidade de condicionamento de ar visa a retirada de todos os tipos de partículas suspensas no ar como poeira, pó, água e outros detritos, para que não sejam danificadas as partes móveis internas dos componentes que estarão em contato direto com o ar comprimido. A etapa de lubrificação do ar consiste na adição de pequenas unidades de óleo lubrificante com a finalidade de lubrificar as partes móveis já citadas. Por fim, a etapa da regularização da pressão é utilizada para garantir que não seja disponibilizado para o sistema, maiores quantidades de pressão que a configurada.

2.1.2 Atuação de Sistemas Eletropneumáticos

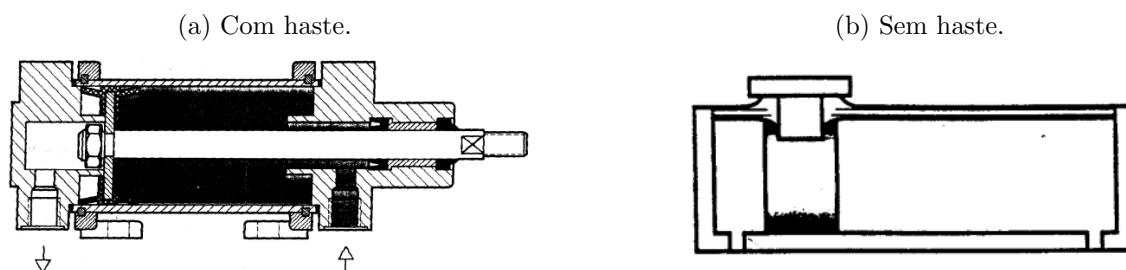
Entende-se por atuador (eletro)pneumático todo o equipamento que exerce-se determinada função utilizando ar comprimido. A esse grupo estão equipamentos tais como, cilindros, motores e membranas, sendo estes classificados como atuadores lineares e rotativos, no qual os atuadores lineares são os que apresentam movimentação linear após a injeção de ar comprimido, e os atuadores rotativos são dotados de movimentos rotativos com o ar comprimido.

Atuadores Lineares

Dentre os atuadores (eletro)pneumáticos presentes nas instalações industriais estão os atuadores lineares, sendo esses, majoritariamente, cilindros de dupla ou simples ação. O primeiro recebe essa denominação pois os movimentos de avanço e recuo são realizados por meio da admissão de ar nas câmaras, não sendo necessária a presença de um eixo (haste), conforme ilustrado na Figura 2.4.

Além das diferenças construtivas, a presença de uma haste interna no cilindro torna-o adequado para situação como estampagem e prensagem de itens, tendo a desvantagem de

Figura 2.4 – Ilustração de cilindros de dupla ação.

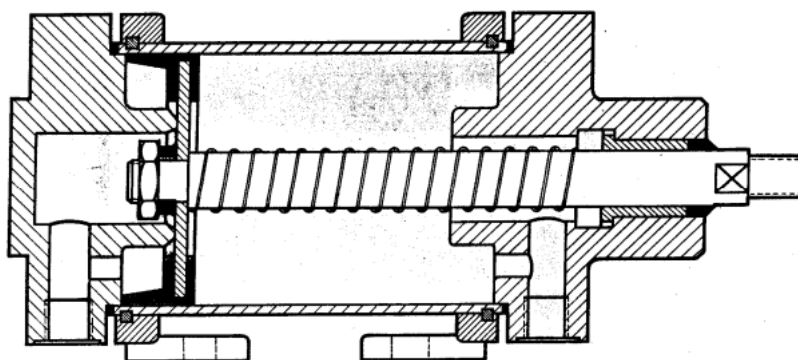


Fonte: PARKER TRAINING (2004).

não possuir alta resiliência de sua parte interna, a questões como temperatura elevada do ar ou umidade residual. Em contra partida, o cilindro sem haste é mais adequado para trabalhos de deslocamento, visto que, a igualdade de área nas suas câmaras internas facilita o controle de posicionamento, tendo também maior resistência a condições de trabalho mais intensas em comparação ao cilindro anterior.

Alternativo aos atuadores de dupla ação a modalidade mais simples consiste em atuadores com simples ação, na qual o cilindro apresenta o movimento de avanço ou de recuo, realizado de forma mecânica, que enquanto o movimento residual dar-se por ação pneumática, como ilustrado na Figura 2.5, onde o movimento de avanço é realizado por meio do ar comprimido e sua volta acontece devido a mola em seu interior.

Figura 2.5 – Ilustração de um cilindro de simples ação.



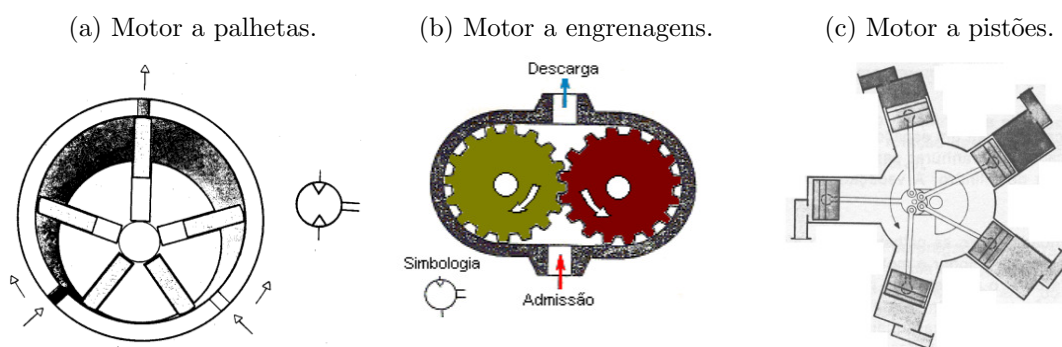
Fonte: PARKER TRAINING (2004).

Atuadores Rotativos

Como apresentado pelo nome, esse tipo de atuador, uma vez acionado, adota a movimentação circular sobre um eixo instalado em seu corpo, podendo esse movimento ser livre ou restritivo (limitado a um determinado ângulo). Nesse tipo de atuador, apresentam-se os motores pneumáticos de livre rotação e os servomotores pneumáticos com sua limitação de rotação baseada em graus.

Dentre os motores de livre rotação tem-se os motores a palhetas, a engrenagens e a pistão. No primeiro a expansão do ar entre as palhetas é responsável pela movimentação do eixo, conforme representado na figura 2.6a. Já o motor de engrenagens ilustrado pela figura 2.6b, a geração de torque é realizada pela pressão injetada nos flancos dos dentes. Por último, os motores a pistão tem seu funcionamento contrário ao compressor, visto que este motor utiliza a descompressão do gás para movimentar os pistões e, conseqüentemente, o virabrequim ligado a esses, assim como ilustrado pela Figura 2.6c.

Figura 2.6 – Ilustração de tipos de motores de livre rotação.



Fonte: PARKER TRAINING (2004).

2.1.3 Comando de Sistemas Eletropneumáticos

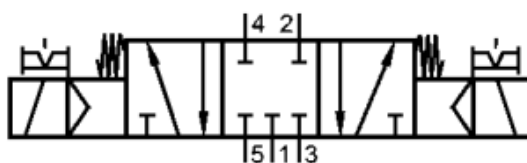
Dentre os itens presentes em sistemas eletropneumáticos estão os elementos responsáveis pelo direcionamento do ar comprimido e pelo acionamento desses, sendo (eletro)válvulas e circuitos de comando, respectivamente. Dentre as válvulas existem as direcionais, reguladoras de fluxo ou mistas. Os circuito de comando por sua vez são circuito eletroeletrônicos dotados de fontes de tensão, contadores, temporizadores, contadores e sensores usualmente.

As válvulas (eletro)pneumáticas são classificadas por meio do seu número de posições (a quantidade de posições internas) e vias (a quantidade de passagens de ar disponíveis para o ar por posição). Por exemplo, uma válvula 5/3 vias possui três posições e cinco passagens de ar, como ilustrado na Figura 2.7 .

O acionamento dessas, por sua vez, pode ser realizado por meio de sinal pneumático, sinal eletrônico ou atuação mecânica. Para os casos de acionamentos mecânicos e pneumáticos, trabalha-se com um circuito puramente pneumático, visto que a mudança de posições é realizada por meio da ativação de pedais, alavancas, fins de curso e sinais pneumáticos. Uma vez que as válvulas são acionadas eletronicamente desenvolve-se algum tipo de circuitos eletropneumáticos.

Para sistemas puramente pneumáticos, o circuito de comando é dotado de sensores fins de curso responsáveis pelo acionamento das válvulas direcionais, utilizando sinais de

Figura 2.7 – Ilustração de uma válvula 5/3 vias.

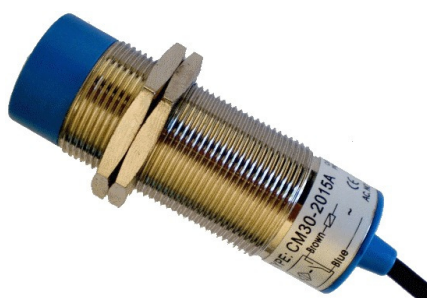


Fonte: PARKER TRAINING (2004).

pressão apenas. Contudo, para o acionamento de eletroválvulas, presentes em sistemas eletropneumáticos, tornam-se presentes no circuito de comando, elementos eletroeletrônicos como fonte de tensão, relés, contadores além de equipamentos para sensoriamento como sensores ultrassônicos, capacitivos, resistivos e chaves fim de curso, como ilustrado na Figura 2.8.

Figura 2.8 – Exemplos de sensores.

(a) Sensor capacitivo.



(b) Sensor indutivo.



(c) Chaves fim de curso.



Fonte: PARKER TRAINING (2004).

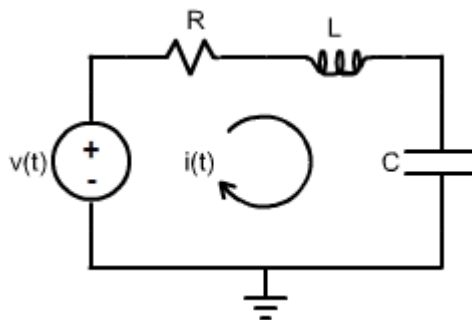
2.2 Identificação de Sistemas e Representação Matemática

Um modelo matemático de um sistema real é um análogo matemático que representa algumas das características observadas em tal sistema (AGUIRRE, 2007). Sendo assim, o modelo matemático é uma *aproximação* das características biológicas, químicas e físicas do sistema não existindo, portanto, um modelo exato para um processos ou evento e sim um conjunto de modelos de variadas famílias que atendem ou não as especificações necessárias para modelagem do sistema. Os modelos encontrados podem ser classificados como *dinâmicos*, *estáticos*, *lineares*, *não lineares*, *discretos* e *contínuos*.

Entende-se por um modelo estático, a descrição matemática de determinada variável em que sua quantificação temporal é substituído pelo relacionamento com outra variável como, por exemplo, kgf (quilograma-força) onde é relacionado a força exercida pela massa utilizada, onde normalmente esse tipo de modelo é representado por equações algébricas. Por outro lado, modelos dinâmico quantificam variáveis com o tempo, normalmente representados a partir de equações diferenciais (no caso de modelos contínuos) ou equações a diferenças (no caso de modelos discretos).

A determinação dos parâmetros desses modelos influencia na qualidade do modelo obtido, podendo ser realizada a modelagem do sistema por meio de uma Equação Diferencial Ordinária (EDO) podendo representar o comportamento dinâmico do sistema. Com isso é possível encontrar os parâmetros totalmente relacionados as propriedades do itens pertencentes ao sistema, como por exemplo o circuito RLC ilustrado na Figura 2.9, e suas equações que regem o comportamento dinâmico baseado nas leis de Kirchorff (Eq. 2.1 - 2.2)

Figura 2.9 – Circuito RLC.



$$L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) + v_c(t) = v(t) \quad (2.1)$$

$$C \frac{dv_c(t)}{dt} = i(t) \quad (2.2)$$

onde: L , R e C são a indutância, resistência e capacitância, respectivamente; $i(t)$ e $\frac{di(t)}{dt}$ são a corrente elétrica do circuito e sua derivada, respectivamente; $v_c(t)$ e $\frac{dv_c(t)}{dt}$ são a tensão elétrica no capacitor e sua derivada, respectivamente; $v(t)$, a tensão na fonte.

Aplicando-se a transformada de Laplace nas Equações 2.1 - 2.2 e desenvolvendo o sistema, pode-se chegar a relação entre a corrente elétrica que atravessa o circuito RLC, considerada como a saída do sistema dinâmico, e a tensão na fonte, considerada como a entrada desse sistema:

$$\frac{I(s)}{V(s)} = \frac{Cs}{CLs^2 + RCs + 1} \quad (2.3)$$

Assim, a aplicação da transformada de Laplace em E.D.O's possibilita a representação do sistema na forma de Função de Transferência onde parâmetros como tempo de subida, tempo de acomodação, estabilidade e sobressinal são melhor explorados por relações entre os dados presentes no numerador e denominador. Por meio dessa representação, análises como estabilidade e erro de regime estacionário também podem ser melhores explorados utilizando métodos como Routh-Hurwitz e Teorema do Valor Final, respectivamente.

A terceira representação, mais utilizada em sistemas discretos, são equações de diferenças normalmente apresentadas sob a forma apresentada por Fadali e Visioli (2012):

$$\begin{aligned} b_n x(k-n) + b_{n-1} x(k-n-1) + \dots + b_1 x(k-1) + b_0 x(k) = \\ = a_n y(k-n) + a_{n-1} y(k-n-1) + \dots + a_1 y(k-1) + a_0 y(k) \end{aligned} \quad (2.4)$$

sendo: n , a ordem do sistema; k , instante no tempo discreto; x , vetor de valores de entrada do sistema; y , vetor de valores da saída do sistema.

2.2.1 Método dos Mínimos Quadrados

Quando se trata de sistemas discretos, a representação por equação à diferenças, com os parâmetros identificados via mínimos quadrados apresenta algumas vantagens como as citadas por Coelho e Coelho (2004):

- Identificação de modelo com alto grau de fidelidade;
- Exploração de diversos modelos permitindo a escolha dos polinômios mais adequados;
- Facilidade de implementação em sistemas embarcados;
- Maior exploração das técnicas de controle.

Conforme apresentado por Costa Junior e Menezes Filho (2016), um modelo discreto linear invariante no tempo, que relaciona a saída $y(k)$, com a entrada $u(k)$, sendo $v(k)$ um ruído branco gaussiano, com média zero e variância unitária, pode ser escrito por:

$$y(k) = H(q)u(k) + G(q)v(k) \quad (2.5)$$

onde $H(q)$ e $G(q)$ são as representações das funções de transferências do sistema e do ruído, respectivamente.

A Equação 2.5 pode ser reescrita para o modelo generalizado apresentado por Costa Junior e Menezes Filho (2016) para um sistema monovariável, dado por:

$$A(z^{-1})y(k) = \frac{B(z^{-1})}{F(z^{-1})}u(k) + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})}v(k) \quad (2.6)$$

Os polinômios $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1})$, $D(z^{-1})$, $F(z^{-1})$ são definidos pelas Equações 2.7 - 2.11

$$A(z^{-1}) = 1 + a_2z^{-2} + \dots + a_{na}z^{-na} \quad (2.7)$$

$$B(z^{-1}) = b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_{nb}z^{-nb} \quad (2.8)$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_2z^{-2} + \dots + c_{nc}z^{-nc} \quad (2.9)$$

$$D(z^{-1}) = 1 + d_2z^{-2} + \dots + d_{nd}z^{-nd} \quad (2.10)$$

$$F(z^{-1}) = 1 + f_2z^{-2} + \dots + f_{nf}z^{-nf} \quad (2.11)$$

com na , nb , nc , nd , nf sendo as ordens dos polinômios $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1})$, $D(z^{-1})$, $F(z^{-1})$, respectivamente.

Dessa forma é possível classificar os modelos originados desses polinômios conforme a Tabela 2.1 (COSTA JUNIOR; MENEZES FILHO, 2016).

Tabela 2.1 – Modelos discretos SISO.

Polinômios	Nomenclatura do modelo
A	FIR
A,B	ARX
A,B,C	ARMAX
A,C	ARMA
A,B,D	ARARX
A,B,C,D	ARARMAX
B,F	<i>Output Error</i>
B,F,C,D	<i>Box-Jenkins</i>

Fonte: Costa Junior e Menezes Filho (2016).

O princípio do estimador dos mínimos quadrados é:

$$\mathbf{y} = \mathbf{X}\theta + \xi \quad (2.12)$$

sendo y , o vetor dos valores de saída; X , o vetor dos valores de entrada; θ , o vetor de parâmetros (regressores); ξ , o vetor de resíduos.

O vetor θ pode ser encontrado como a minimização da função de custo do resíduo, apresentada por Ljung (1998) e Aguirre (2007), fazendo:

$$J_{MQ} = \sum_{k=1}^n (\xi)^2 = \xi^T \xi = \|\xi\|^2 \quad (2.13)$$

Conforme Aguirre (2007), minimizando J_{MQ} obtêm-se que o vetor de parâmetros passa a ser calculado como:

$$\theta_{MQ} = \arg_{\theta} \min J_{MQ} = [X^T X]^{-1} X^T y \quad (2.14)$$

2.2.2 Projeto de Testes

Para que o modelo seja adequadamente identificado, fatores como o sinal de teste aplicado e o tempo de amostragem selecionado para o sistema, precisam ser ajustados de forma precisa, posto que mau selecionado, afeta a qualidade do modelo identificado devido ao desvio de estimação dos parâmetros. De maneira a evitar essa problemática, métodos para a estimação do tempo de amostragem como o proposto por Isermann e Münchhof (2011), sugere que a faixa adequada de amostragem do sistema está entre a razão:

$$\frac{t_{95\%}}{15} \leq t_a \leq \frac{t_{95\%}}{5} \quad (2.15)$$

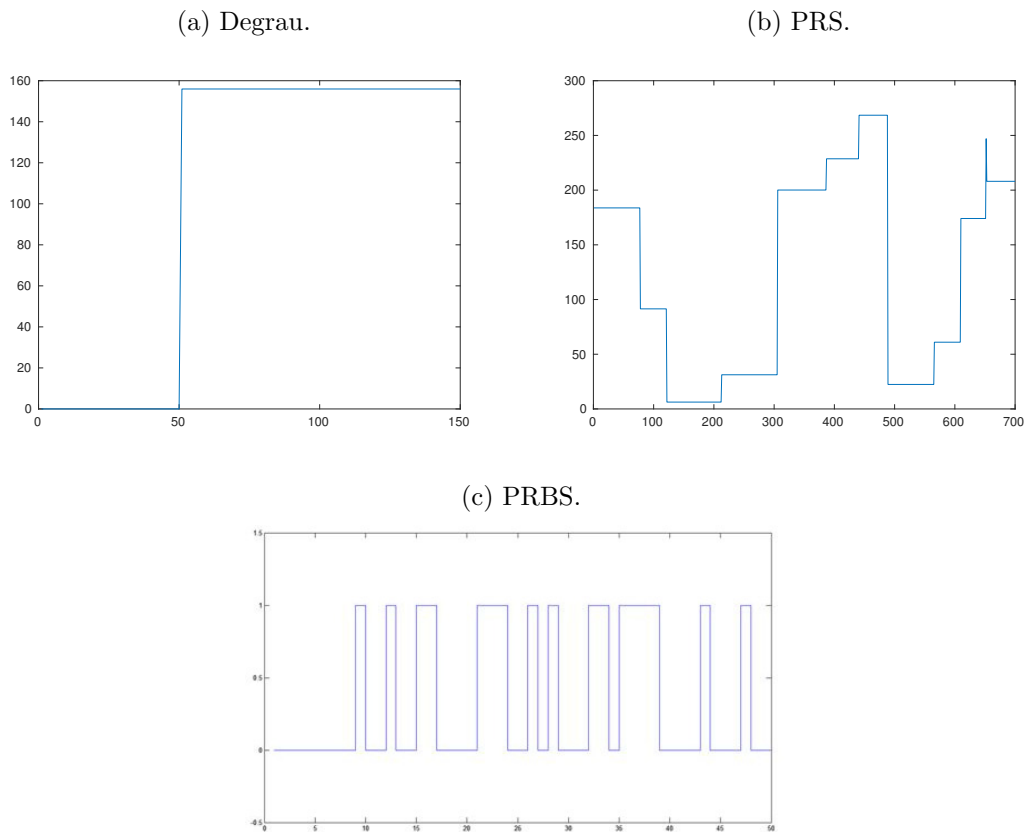
com $t_{95\%}$, sendo o instante que a resposta ao degrau do sistema alcança 95% do valor final; e t_a , o tempo de amostragem a ser investigado.

Para a determinação dessa faixa é inicialmente realizado um teste da resposta ao degrau com o tempo de amostragem muito inferior ao necessário para o sistema, gerando um sistema superamostrado. Uma vez determinado o tempo de amostragem do sistema, a investigação passa a ser do sinal de estímulo do sistema em estudo, tendo em vista que tal sinal determinará a dinâmica do processo durante o processo de identificação.

Dentre os tipos de sinais utilizados para a excitação de sistemas estão: o degrau, o PRS (*Pseudo Random Signal*) e o PRBS (*Pseudo Random Binary Signal*), cada qual com suas próprias características e influências. O sinal do tipo degrau apresenta uma mudança súbita de referência e estimula o sistema em apenas uma frequência, em contra partida, o sinal PRBS trata-se de uma sequencia de degraus de mesma amplitude, usualmente na faixa de 0 a 1, tendo a largura de cada degrau durações aleatórias, tornando possível a análise da resposta em diversas frequências de excitação (MENDES, 2007).

Uma variante desse sinal é o PRS que além de possuir a largura de pulso aleatória, gera níveis alternados de referência, permitindo uma resposta abrangente do sistema a variados sinais de referências.

Figura 2.10 – Sinais de excitação.



2.2.3 Validação de modelos

A validação dos modelos matemáticos encontrados é uma das etapas principais que compõe a identificação de sistemas, onde o uso apenas de análises qualitativas não apresentam confiabilidade, sendo necessários métodos quantitativos. Dessa forma são avaliadas a estrutura do modelo selecionado e o fator de correspondência com o sistema real por meio de métodos estatísticos como o erro médio quadrático e a variância, além de critérios de informação para o modelo selecionado.

Para Aguirre (2007):

a necessidade de se escolher um valor adequado para a ordem de um sistema pode ser apreciada verificando-se que, se a ordem for (muito) menor que a efetiva, o modelo não terá a complexidade estrutural necessária para reproduzir a dinâmica do sistema. Por outro lado, se a ordem do modelo for muito maior do que a necessária, a estimação de parâmetros será mal condicionada.

Segundo Hang e Chin (1991 *apud* COELHO; COELHO, 2004), a determinação da ordem do sistema é uma importante tarefa na estimação de parâmetros. Assim para a determinação se um modelo com determinada ordem é adequado ou não, podem ser utilizados critérios de verificação tais como Criterio de Informação de Akaike (*AIC - Akaike Information*

Criterion) , Erro de Predição Final (*FPE - Final Prediction Error*), Criterio de Informação de Bayes (*BIC - Bayesian Information Criterion*).

Coelho e Coelho (2004) apresentam de forma simplificada esses critérios sendo, respectivamente:

$$AIC = N \ln[J_n] + 2p \quad (2.16)$$

$$FPE = N \ln[J_n] + N \ln \left[\frac{N + p}{N - p} \right] \quad (2.17)$$

$$BIC = N \ln[J_n] + p \ln[N] \quad (2.18)$$

$$J_n = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [y(k) - \hat{y}(k)]^2 \quad (2.19)$$

onde: J_n , é a função de custo básica do mínimos quadrados; N , é o numero de amostras utilizadas na identificação; p , é a quantidade de termos estimados; \hat{y} , o modelo estimado.

Assim é possível medir o ponto em que o modelo apresenta um ponto minimo de custo para a identificação e para a validação, uma vez que, para o mesmo sistema, modelos de diferentes ordens, apresentaram índices diferentes, sendo notório o ponto de minimo.

Enquanto isso, na etapa de validação do modelo é verificado se os valores dos parâmetros atingiram valores adequados à um máximo ajuste de curva, essa verificação é realizada por meio de índices com propriedades estatísticas como o RMSE (*Root Mean Squared Error*) e o MRSE (*Mean Root Square Error*), sendo em ambos os índices valores aproximados a unidade apresentam maiores níveis de ajusta a curva.

$$RMSE = 1 - \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N (y(k) - \hat{y}(k))^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^N (y(k) - \bar{y})^2}} \quad (2.20)$$

$$MRSE = 1 - \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^N (y(k) - \hat{y}(k))^2}}{\sum_{k=1}^N y(k)^2} \quad (2.21)$$

com: y , o conjunto de dados para validação; \hat{y} , o conjunto de dados a ser validado; \bar{y} , a média do conjunto de dados para validação.

2.3 Controlador RST por Alocação Algébrica

O uso de sistemas digitais como computadores, microprocessadores e afins, trazem diversos benefícios para o controle de processos podendo ser citadas:

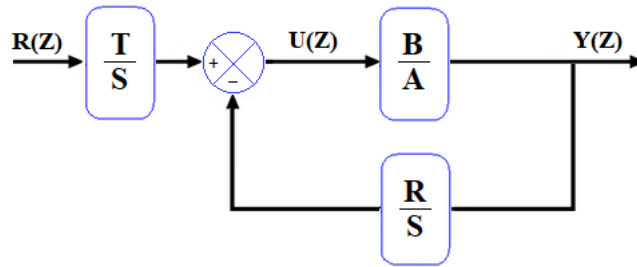
- Maior possibilidade de estratégias de controle;
- Possibilidade de uso de estratégias mais complexas que o PID;

- Maior flexibilidade de sintonia dos parâmetros do controladores.

Dentre as possíveis estratégias de controle apresenta-se o controlador RST, com seus dois graus de liberdade, o que possibilitando a sintonia dos parâmetros de forma independente, para um controlador *feedforward* e outro controlador *feedback*. Com isso é possível tratar de forma diferenciada a referência do sistema (*setpoint*) das perturbações, diferente do controladores com apenas um grau de liberdade que normalmente apresentam bom desempenho para seguir determinada trajetória, porém com um desempenho fraco para rejeição de perturbações.

O controlador *feedforward* é responsável pelo processamento do sinal de entrada eliminando possíveis ruídos na entrada do sistema, enquanto que o controlador *feedback* atua de forma similar a controladores PID ou IMC (*Internal Mode Control*), tratando de corrigir perturbações na realimentação do sistema. Conforme pode ser visto na Figura 2.12, a nomenclatura deriva dos três polinômios presentes no controlador sendo, $T(z)$ e $R(z)$ responsáveis pelos dois graus de liberdade tendo em mente que $S(z)$ é compartilhado para ambos.

Figura 2.11 – Estrutura típica do controlador RST.



A partir das definições encontradas em Ogata (1995), seja o sistema dinâmico identificado dada pela função de transferência:

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (2.22)$$

sendo $Y(z)$ e $U(z)$, respectivamente, a saída e a entrada de um sistema dinâmico, e os polinômios $A(z)$ e $B(z)$, sendo escritos como:

$$A(z) = z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_{n-1} z + a_n \quad (2.23)$$

$$B(z) = b_0 z^n + b_1 z^{n-1} + \dots + b_{n-1} z + b_n \quad (2.24)$$

Assume-se que essa função de transferência é completamente controlável e observável, e que não há nenhum cancelamento entre os polos e os zeros dela, ou seja, $A(z)$ e $B(z)$ não tem fatores comuns, também denominados polinômios coprimos. Além disso, $A(z)$ deve ser mônico.

Definindo um polinômio $D(z)$ estável e de ordem $2n - 1$, então:

$$D(z) = d_0 z^n + d_1 z^{n-1} + \dots + d_{n-1} z + d_n \quad (2.25)$$

Existe uma solução única com os polinômios de ordem $2n - 1$, $R(z)$ e $S(z)$, tal que:

$$A(z)S(z) + B(z)R(z) = D(z) \quad (2.26)$$

com:

$$R(z) = r_0 z^n + r_1 z^{n-1} + \dots + r_{n-1} z + r_n \quad (2.27)$$

$$S(z) = s_0 z^n + s_1 z^{n-1} + \dots + s_{n-1} z + s_n \quad (2.28)$$

A Equação 2.26 é denominada de equação Diofantina, podendo ser resolvida em relação aos polinômios $R(z)$ e $S(z)$ pelo uso da matriz de Sylvester E , de ordem $n \times n$, definido em termos dos coeficientes dos polinômios coprimos $A(z)$ e $B(z)$, dado por:

$$\mathbf{E} = [\mathbf{ma} : \mathbf{mb}] \quad (2.29)$$

com: ma , sendo a matriz auxiliar com os coeficiente dos polinômios $A(z)$; mb , sendo a matriz auxiliar com os coeficiente dos polinômios $B(z)$.

$$\mathbf{ma} = \begin{pmatrix} a_n & 0 & \dots & 0 \\ a_{n-1} & a_n & \dots & 0 \\ \vdots & a_{n-1} & \dots & 0 \\ a_1 & \vdots & & \vdots \\ 1 & a_1 & \dots & a_n \\ 0 & 1 & \dots & a_{n-1} \\ \vdots & 0 & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

$$\mathbf{mb} = \begin{pmatrix} b_n & 0 & \dots & 0 \\ b_{n-1} & b_n & \dots & 0 \\ \vdots & b_{n-1} & \dots & 0 \\ b_1 & \vdots & & \vdots \\ 0 & b_1 & \dots & b_n \\ 0 & 1 & \dots & b_{n-1} \\ \vdots & 0 & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & b_1 \\ 0 & 0 & \dots & b_0 \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} a_n & 0 & \dots & 0 & b_n & 0 & \dots & 0 \\ a_{n-1} & a_n & \dots & 0 & b_{n-1} & b_n & \dots & 0 \\ \vdots & a_{n-1} & \dots & 0 & \vdots & b_{n-1} & \dots & 0 \\ a_1 & \vdots & & \vdots & b_1 & \vdots & & \vdots \\ 1 & a_1 & \dots & a_n & 0 & b_1 & \dots & b_n \\ 0 & 1 & \dots & a_{n-1} & 0 & 1 & \dots & b_{n-1} \\ \vdots & 0 & & \vdots & \vdots & 0 & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_1 & 0 & 0 & \dots & b_1 \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots & b_0 \end{pmatrix} \quad (2.32)$$

Para que a Equação 2.32 possa ser utilizada, o polinômio $A(z)$ deve ser mônico. Definindo os vetores D e M , tem-se:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} s_{n-1} \\ s_{n-2} \\ \vdots \\ s_0 \\ r_{n-1} \\ r_{n-2} \\ \dots \\ r_0 \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} d_{2n-1} \\ d_{2n-2} \\ \vdots \\ d_1 \\ d_0 \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

Assim, os coeficientes das matrizes $R(z)$ e $S(z)$ podem ser determinados utilizando:

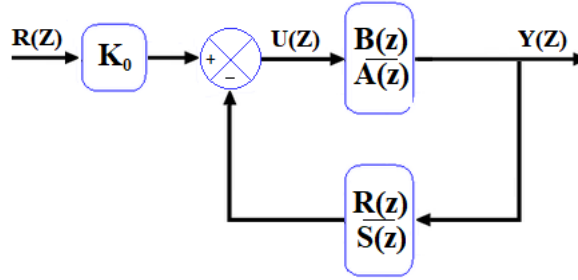
$$M = E^{-1}D \quad (2.35)$$

A Equação 2.35 fornece uma possível solução para a equação Diofantina.

Entre diversas possibilidades de configuração para um sistema de controle utilizando o controlador RST, neste trabalho será utilizada a configuração 1 dado em Ogata (1995), ilustrada na Figura 2.12.

Nessa configuração, há um ganho ajustável denominado de K_0 , em que a saída em regime permanente $Y(z)$ seja igual a entrada do sistema dinâmico $R(z)$. Em algumas

Figura 2.12 – Estrutura proposta por Ogata (1995) para o controlador RST.



Fonte: Adaptado de Ogata (1995)

referências, como Chen (1995), o K_0 pode ser relacionado como o polinômio $T(z)$ de ordem 0. Dessa forma, a função de transferência em malha fechada $Y(z)/R(z)$ é dada por:

$$\frac{Y(Z)}{R(z)} = K_0 \frac{\frac{B(z)}{A(Z)}}{1 + \frac{B(Z)R(Z)}{A(Z)S(Z)}} \quad (2.36)$$

$$= K_0 \frac{S(Z)B(Z)}{A(Z)S(Z) + B(Z)R(Z)} \quad (2.37)$$

$$= K_0 \frac{S(Z)B(Z)}{D(z)} \quad (2.38)$$

Deve ser notado que o sistema em malha fechada possui ordem $2n - 1$, a menos que haja algum cancelamento entre $R(z)B(z)$ e $D(z)$. Também é percebido que o numerador do sistema em malha fechada foi modificado para $K_0 S(z)B(z)$.

Para determinar o ganho K_0 , deve-se utilizar o teorema do valor final, tal que:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} y(k) = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} Y(z) \quad (2.39)$$

$$= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{z-1}{z} K_0 \frac{S(Z)B(Z)}{A(Z)S(Z) + B(Z)R(Z)} \frac{z}{z-1} \quad (2.40)$$

$$= K_0 \frac{S(1)B(1)}{D(1)} \quad (2.41)$$

$$= \textit{amplitude} \quad (2.42)$$

onde *amplitude* é igual ao valor amplitude do sinal do tipo degrau aplicado à entrada do sistema em malha fechada. Dessa forma, obtem-se o valor do ganho K_0 :

$$K_0 = \textit{amplitude} \times \frac{D(1)}{S(1)B(1)} \quad (2.43)$$

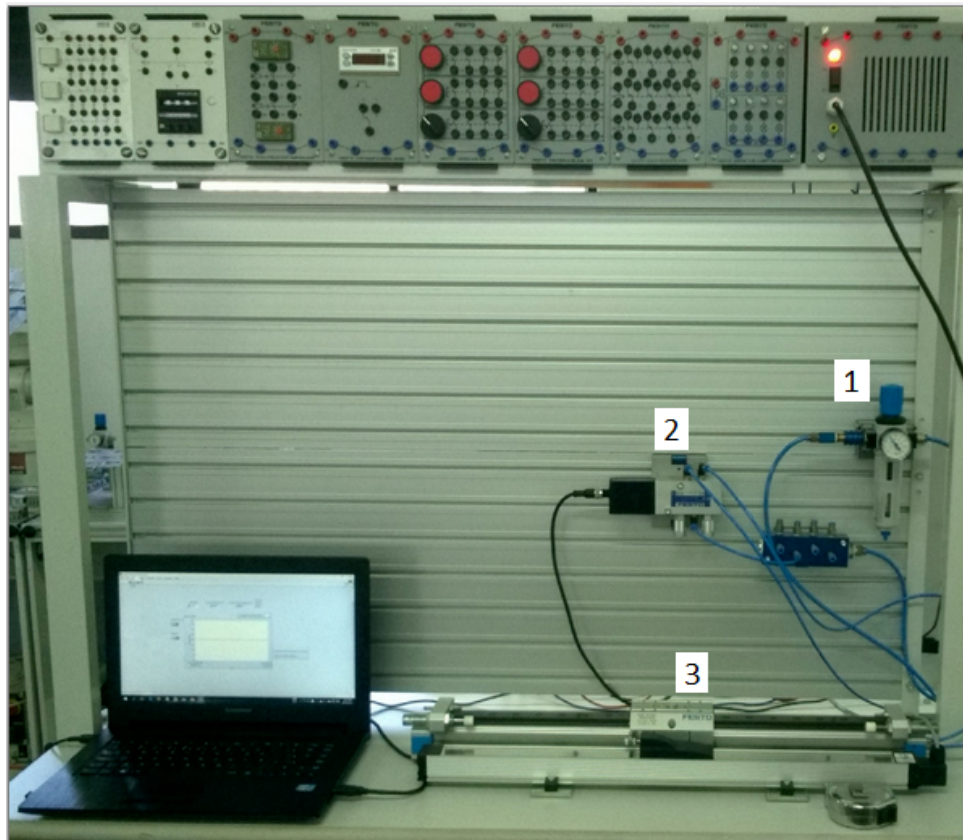
3 Materiais

Neste capítulo é apresentado o sistema eletropneumático utilizado para o desenvolvimento do trabalho, sendo esse composto por:

- Cilindro de dupla ação sem haste;
- Sensor de posição linear;
- Eletroválvula proporcional;
- Regulador de pressão;
- Fonte de bancada 24V e fonte chaveada 12V;
- Circuito para a eletroválvula;
- Arduino Due.

O *setup* experimental é ilustrado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – *Setup* experimental do sistema eletropneumático para testes.

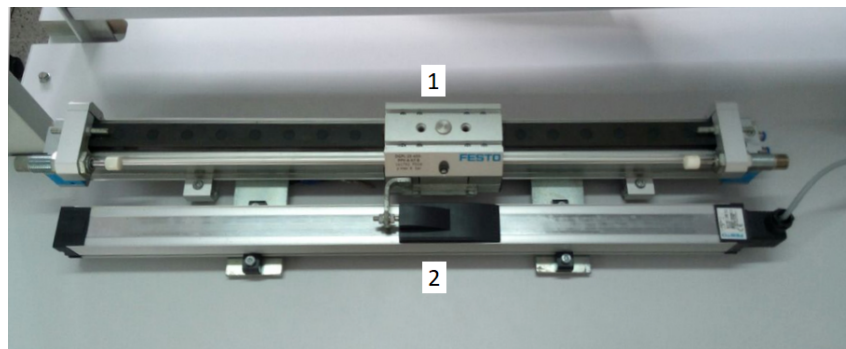


sendo: (1) regulador de pressão; (2) eletroválvula pneumática proporcional; (3) conjunto atuador e sensor.

3.1 Cilindro de Dupla Ação sem Haste e Sensor de Posição

O cilindro de dupla ação pneumático utilizado no *setup* experimental possui 415 mm de comprimento cujo acionamento é realizado pela liberação de pressão da válvula proporcional para suas ambas câmaras, trabalho com a pressão máxima de 8 bar. Na realização do ensaio experimental, a pressão do sistema foi de 6 bar.

Figura 3.2 – Cilindro de dupla ação acoplado ao sensor linear



O sensor de posição por sua vez é um potenciômetro linear de comprimento 415 mm (2), alimentado pelos 24 V da fonte de bancada e com sinal de saída de 10 V.

3.2 Eletroválvula

A eletroválvula utilizada é do tipo 5/3 vias de centro fechado, acionada por sinal eletrônico, onde na medida que é aplicada tensão elétrica no sinal de entrada, seu carretel interno é deslocado liberando as passagens de ar em ambos os sentidos, porém com pressões proporcionais. Por exemplo se na saída A está sendo liberado 70% da pressão a saída B está com vazão de 30%, permitindo que a pressão em ambas as câmaras do cilindro sejam controladas possibilitando o posicionamento do carro central do atuador.

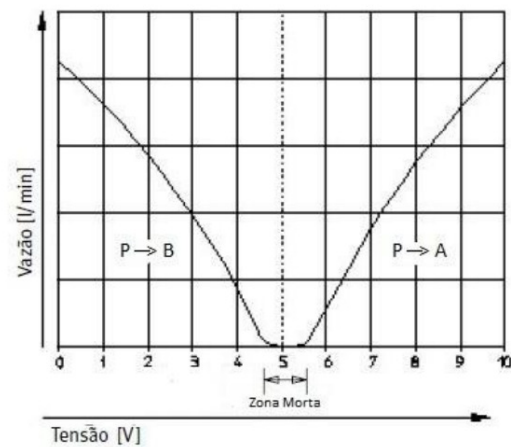
O modelo utilizado no sistema tem o seguinte funcionamento: aceita tensões contínuas na faixa de 0 a 10 V, sendo que na faixa entre 0 e 5V, o cilindro apresenta o movimento de recuo, alterando sua velocidade, ficando mais rápido conforme a tensão for próxima a zero; na faixa entre 6 a 10 V apresenta movimento de avanço, também tomando maiores velocidades conforme se aproxima dos 10V; a tensão de 5,23 V, determinada de modo empírico após testes de comportamento da eletroválvula, impede a vazão de ar por quaisquer dos caminhos da válvula fazendo o atuador parar na posição em que se encontra.

Figura 3.3 – Eletroválvula pneumática proporcional utilizada.

(a) Eletroválvula.



(b) Relação tensão-pressão.



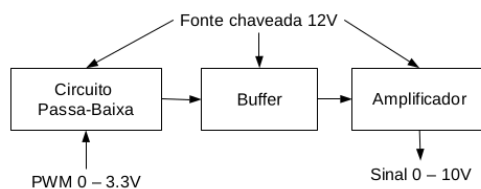
3.2.1 Circuito de acionamento e Arduino Due

O Arduino Due é uma placa de prototipagem eletrônica Arduino sendo a primeira com um microcontrolador ARM de 32-bits, possuindo 54 portas de E/S sendo 12 PWM, duas saídas analógicas, 12 entradas analógicas, quatro UARTs. Possui ainda *clock* de operação de 84 MHz, cinco vezes mais rápida com sua antecessora, além de ter sua tensão de operação em 3,3 V.

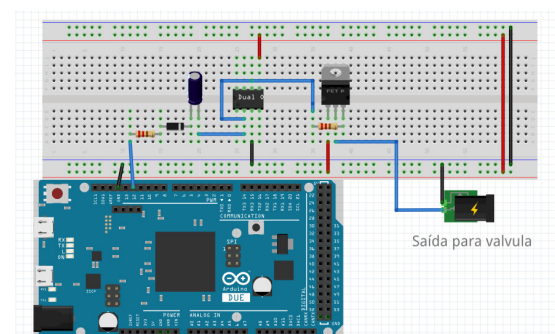
O circuito de acionamento para a eletroválvula converte o sinal PWM de 3,3 V do Arduino para um sinal contínuo dentro da faixa 0-10 V. Para isso o circuito contém um filtro passivo passa-baixa, um seguidor de tensão (*buffer*) baseado no amplificador operacional LM741 e um amplificador à transistor baseado no IRFN540, conforme a Figura 3.4.

Figura 3.4 – Circuito para acionamento da eletroválvula.

(a) diagrama de blocos



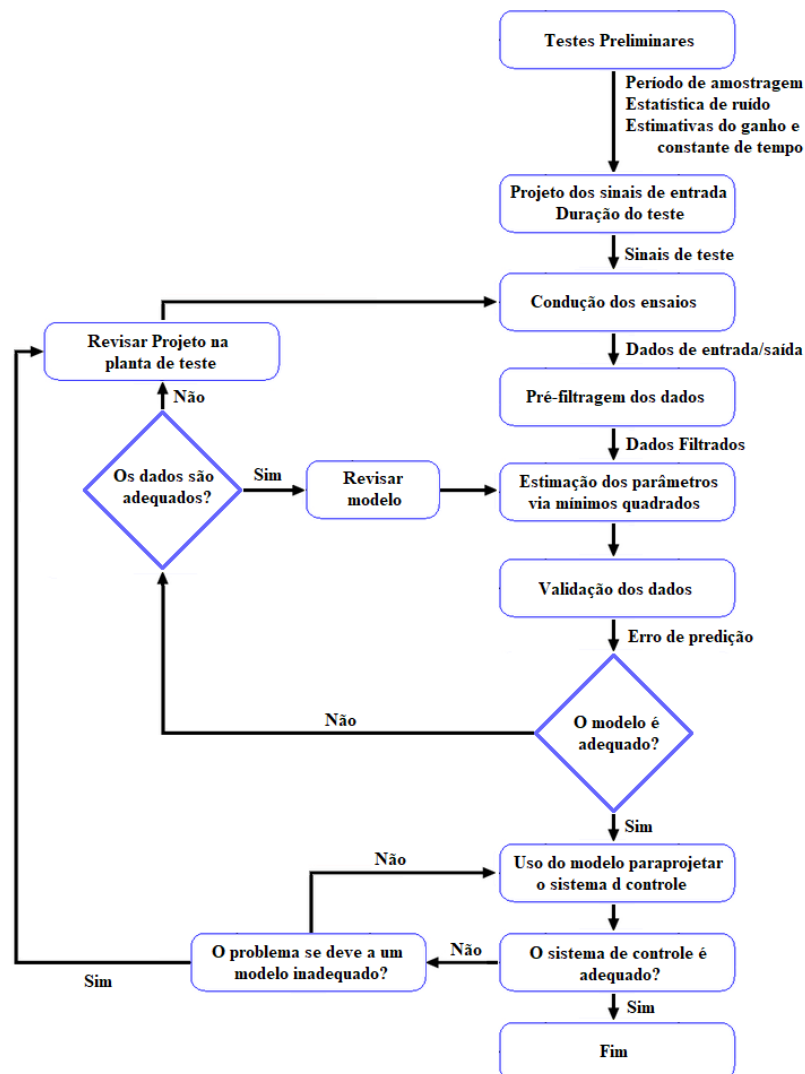
(b) Circuito montado



4 Metodologia

Neste capítulo são abordados os meios para a obtenção de dados e os parâmetros do controlador para exercícios de simulação dos algoritmos implementados na pesquisa. Para o processo de identificação fora seguido rigorosamente o processo de identificação de sistemas em malha aberta apresentado por Coelho e Coelho (2004). Enquanto para o projeto do controlador RST foram utilizados os algoritmos e estruturas apresentados no capítulo Referencial Teórico e ilustrado na Figura 4.1.

Figura 4.1 – Processo de identificação de processos.



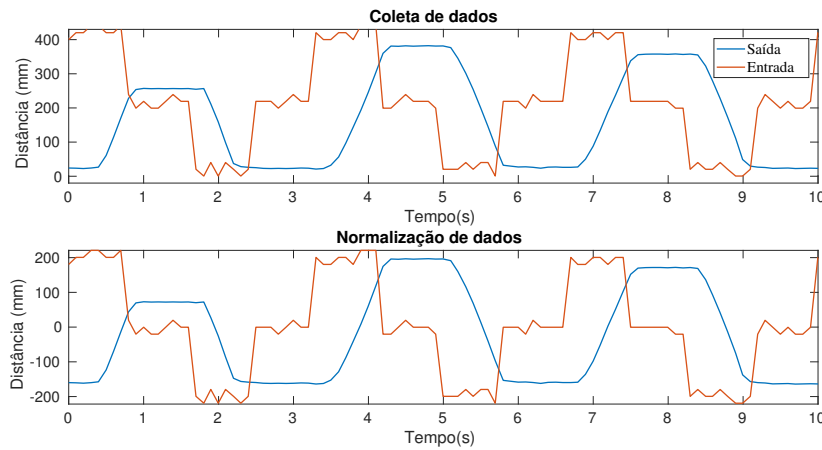
Fonte: Adaptado de Coelho e Coelho (2004).

4.1 Metodologia de Identificação

A aquisição de dados fora executada no *software* LabView onde realizada feita a programação para a simulação do estímulo e a aquisição de dados, utilizando a plataforma Arduino como placa de aquisição de dados, com o sistema em malha aberta. O sinal de estímulo foi uma sequência de sinais do tipo degrau com adição do sinal PRBS observando a característica da eletroválvula de serem necessários três valores de tensão para que fosse possível a movimentação de avanço e retorno do cilindro, além da estimulação do sistema em várias frequências, possibilitando um estudo mais adequado.

No experimento foram adquiridos dados de 42 ciclos de avanço e de retorno para que fosse possível observar e estudar o efeito da histerese e da zona morta presente na eletroválvula. A Figura 4.2 ilustra alguns dos ciclos, sendo o sinal vermelho o sinal de entrada aplicado na entrada da eletroválvula e o sinal azul a movimentação do cilindro monitorado pelo potenciômetro linear.

Figura 4.2 – Amostras coletadas para identificação.



Após a coleta de dados utilizando o método da interpolação polinomial foi encontrada a Equação 4.2 responsável por converter o nível de tensão aplicado no sinal de estímulo para sua interpretação em milímetros.

$$\begin{bmatrix} 1 & x_1 \\ 1 & x_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & x_n \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$y_1(x) = 0.0016x^2 + 7.3440x - 961.7600 \quad (4.2)$$

sendo: $y_1(x)$, o vetor de valores resultantes da conversão da referência em tensão para distância em milímetros; \mathbf{x} , vetor com os valores de tensão do sinal de estímulo; \mathbf{a} , vetor com os coeficientes do polinômio responsável pela conversão.

Foi realizado o mesmo método para a conversão do sinal monitorado de movimentação do atuador eletropneumático, obtendo a equação:

$$y_2(x) = -0.9760x^2 + 52.7968x + 3.0276 \quad (4.3)$$

onde: $y_2(x)$, o vetor de valores resultantes da conversão da resposta em tensão para distância em milímetros; \mathbf{x} , vetor com os valores de tensão da respostas.

Realizada a caracterização do sistema para milímetros, os sinais foram pré tratados sendo removidas a média e a tendência de modo a evitar a polarização dos modelos investigados. Também foi estabelecido o tempo de amostragem do sistema dinâmico, utilizando o teorema proposto por Isermann e Münchhof (2011) sendo $t_a = 100ms$.

Realizada a etapa do tratamento de sinais foi iniciado a investigação das famílias de modelos a serem utilizadas neste trabalho, tendo como bases trabalhos como Bavaresco (2007) e Ritter (2011) cujos processos de identificação apontaram melhores performances para representações de 4º a 5º grau, sendo portanto adaptados para o *software* MATLAB os algoritmos relacionados ao mínimos quadrados não-recursivo e recursivo responsáveis pela estimação de parâmetros.

Como explorado na seção 2.2.1 é apresentada a equação geral do método mínimos quadrados na Equação 2.12. Para a estimação do vetor de parâmetros, em Coelho e Coelho (2004) e Aguirre (2007) são apresentados os algoritmos para o calculo dos mínimos quadrados e suas variações, sendo o algoritmo para a estimação do vetor de parâmetros para o método não recursivo apresentado na Equação 2.14. Para a versão recursiva o algoritmo sofre alterações passando a existir o ganho do identificador, desta forma obtém-se as Equações 4.4- 4.7.

$$K_k = \frac{P_{k-1}\hat{\theta}_k}{\hat{\theta}_k^T P_{k-1} \hat{\theta}_k + 1} \quad (4.4)$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k \xi_k \quad (4.5)$$

$$\xi_k = y(k) - \hat{\theta}_k^T \xi(k) \quad (4.6)$$

$$P_k = P_{k-1} - \hat{\theta}_k^T P_{k-1} K_k \quad (4.7)$$

com: K_k , o ganho do modelo para o instante k ; $\hat{\theta}$, o vetor de parâmetros estimado; ξ_k , o erro de estimação para o instante k ; P_k , a matriz de covariância no instante k ;

O algoritmo que desenvolve os mínimos quadrados recursivos, apresentadas pelas Equações 4.4 - 4.7 possui suscetibilidade a polarização dos modelos uma vez que a identificação recursiva pode criar tendências para sistemas com diversas medições no mesmo ponto. Para contornar essa questão é adicionado um fator de esquecimento representado por λ , onde amostras passadas não tenham a mesma influência que as amostras presentes. Dessa forma, as Equações 4.4 - 4.7, utilizadas para o método dos mínimos quadrados recursivos são levemente modificados, com a inserção de λ , dados por:

$$K_k = \frac{P_{k-1}\hat{\theta}_k}{\hat{\theta}_k^T P_{k-1} \hat{\theta}_k + \lambda} \quad (4.8)$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + K_k \xi_k \quad (4.9)$$

$$\xi_k = y(k) - \hat{\theta}_k^T \xi(k) \quad (4.10)$$

$$P_k = \frac{1}{\lambda} \left(P_{k-1} - \frac{P_{k-1} \hat{\theta}_k \hat{\theta}_k^T P_{k-1}}{\hat{\theta}_k^T P_{k-1} \hat{\theta}_k + \lambda} \right) \quad (4.11)$$

Geralmente, λ possui valores típicos na faixa entre 0,9 e 0,99 Coelho e Coelho (2004). Uma vez identificados variados modelos de 3ª a 5ª ordem das famílias ARX e ARMAX, eles foram validados mediante os métodos *RMSE* e *MRSE* apresentados nas equações 2.21 e 2.21.

4.2 Metodologia do Controlador RST

O controlador por sua vez fora calculado e testado conforme as especificações presentes em Ogata (1995), tendo sido investigados o modelo apresentado na Figura 2.12, para duas situações distintas: escolha arbitrária de polos dentro do círculo unitário, tendo como critério que fossem reais; escolha pautada em características do sistema desejado.

De acordo com as regras apresentadas para a solução da equação Diofantina o polinômio característico para ambos os controladores desenvolvidos foram de 2º grau, sendo assim o controlador projetado para parâmetros desejados fora desenvolvido de modo que atende-se as seguintes características:

- Sobressinal ($UP\%$) = 0%;
- Tempo de assentamento (T_s) = 3s ;
- Fator de amortecimento (ζ) = 1,5.

Assim foram obtidos os polos de malha fechada como sendo:

$$P_{1,2} = -\zeta W_n \pm W_n \sqrt{1 - \zeta^2} = 0.0606 \text{ e } -0.66 \quad (4.12)$$

Cujo polinômio característico é representado na Equação 4.13:

$$z^2 + 0,5994z - 0,0400 = 0 \quad (4.13)$$

Tal como foi desejado para o controlador sob parâmetros definidos, também fora imposto que esse controlador não teria sobressinal (efeito não desejável em sistemas eletropneumáticos). Para esse controlador, os polos foram selecionados aleatoriamente por

uma função randômica limitada a geração de dois valores no intervalo $[0-1]$, proporcionando os novos polos da equação de malha fechada como sendo $[0,4389$ e $0,3983]$.

Cujo polinômio característico é representado na Equação 4.14:

$$z^2 - 0,8372z + 0,1748 = 0 \quad (4.14)$$

Determinados os polos para ambas as situações de teste, foram determinadas duas matrizes D (D_1 e D_2), uma para cada proposta de teste, estabelecidas por:

$$\mathbf{D}_1 = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ -0,04 \\ 0,5994 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{D}_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0,1748 \\ -0,8372 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (4.16)$$

5 Resultados da Identificação e do Controlador

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos da investigação de modelos lineares para o circuito eletropneumático em estudo, utilizando os dados de entrada e saída e também os resultados obtidos com o projeto do controlador RST. Modelos de 3ª a 5ª ordem, com as estruturas ARX e ARMAX foram identificados com o objetivo de determinar o modelo que melhor representa o comportamento do sistema dinâmico.

Conforme ilustrado na Tabela 2.1 o modelo ARX é formado pelos polinômios $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$, enquanto que o modelo ARMAX conta ainda com o polinômio $C(z^{-1})$. Conforme apresentado na seção 4.2 do Capítulo Metodologia, foram explorados modelos recursivos e não recursivos para a estimação dos parâmetros dos modelos ARX e ARMAX de terceira a quinta ordem.

Conforme exposto na metodologia deste trabalho, foram abordadas duas frentes de pesquisa sobre a eficácia do controlador RST:

- Controlador projetado sobre parâmetros desejados para o sistema controlado;
- Controlador projeto sobre escolha aleatória dos polos de malha fechada.

Em ambas as situações foi imposto que a resposta do sistema dinâmico não possui sobressinal, tendo em mente que esta não traz benefícios para um sistema de controle eletropneumático aplicado.

5.1 Identificação de Modelos de 3ª Ordem

Os modelos de terceira ordem investigados são ilustrados nas Tabelas 5.1 - 5.2

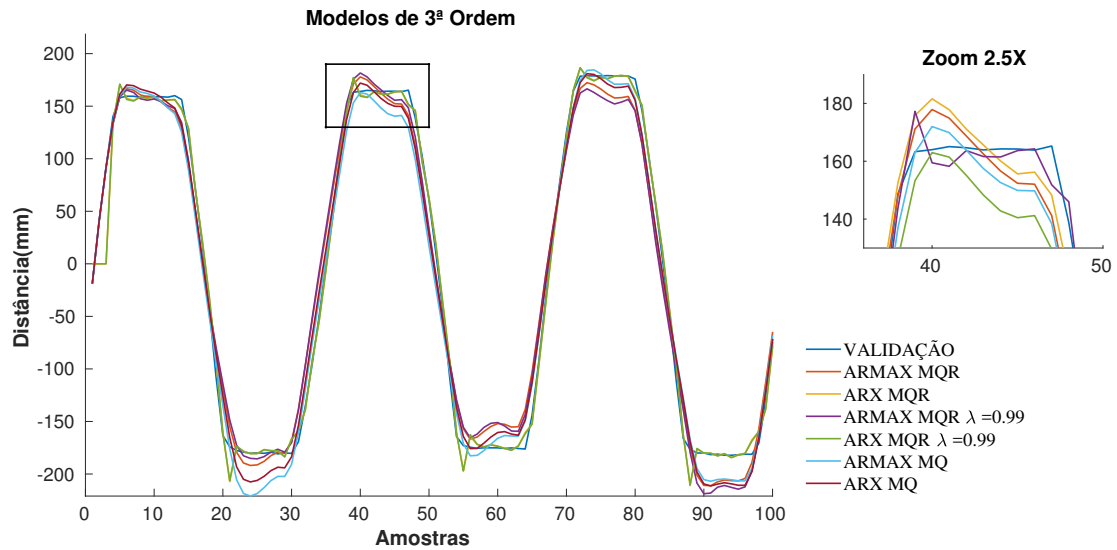
Tabela 5.1 – Estrutura para os modelos ARX de 3ª ordem.

Polinômios	Estrutura
$A(z^{-1})$	$1 + a_0z^{-1} + a_1z^{-2} + a_2z^{-3}$
$B(z^{-1})$	$b_0z^{-2} + b_1z^{-3}$

Tabela 5.2 – Estrutura para os modelos ARMARX de 3ª ordem.

Polinômios	Estrutura
$A(z^{-1})$	$1 + a_0z^{-1} + a_1z^{-2} + a_2z^{-3}$
$B(z^{-1})$	$b_0z^{-2} + b_1z^{-3}$
$C(z^{-1})$	$c_0z^{-2} + c_1z^{-3}$

Figura 5.1 – Resultados da validação dos modelos de 3ª ordem.



Conforme ilustrado na figura 5.1 os modelos ARX e ARMAX de terceira ordem investigados apresentaram resultados que indicam que os modelos são satisfatórios para representar o comportamento dinâmico do sistema, em especial os modelos *ARX MQR* e *ARX MQR*, com $\lambda = 0.99$, de acordo com os índices ilustrados nas Tabelas 5.3 e 5.4. Na mesma Figura 5.1 também é ilustrada a validação dinâmica com o algoritmo não-recursivo.

Tabela 5.3 – Parâmetros estimados e os índices RMSE e MRSE para o modelos ARX de 3ª ordem.

Parâmetros			Modelo	Índice	Validação
a_0	a_1	a_2	ARX	RMSE	0.8193
-1.7880	1.0923	-0.3002		MRSE	0.82
b_0	b_1	-	ARX MQR	RMSE	0.94
0.0675	0.0404	-		MRSE	0.9329
a_0	a_1	a_2	ARX MQR, $\lambda = 0.99$	RMSE	0.9320
-1.7565	1.049	-0.2859		MRSE	0.9323
b_0	b_1	-		RMSE	
0.069	0.0392	-		MRSE	
a_0	a_1	a_2		RMSE	
-1.7937	1.1291	-0.3298		MRSE	
b_0	b_1	-		RMSE	
0.0641	0.0444	-		MRSE	

Tabela 5.4 – Parâmetros estimados e os índices RMSE e MRSE para o modelos ARMAX de 3ª ordem.

Parâmetros			Modelo	Índice	Validação
a_0	a_1	a_2	ARMAX	RMSE	0,8156
-1,7933	1,1007	-0,3034			
b_0	b_1	-		MRSE	0,8152
0,0677	0,0401	-			
c_0	c_1	-			
-0,5687	-0,0144	-			
a_0	a_1	a_2	ARMAX MQR	RMSE	0,8350
-1,7615	1,0506	-0,2832			
b_0	b_1	-		MRSE	0,8338
0,0694	0,0366	-			
c_0	c_1	-			
0,7235	0,0761	-			
a_0	a_1	a_2	ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8420
-1,7937	1,1291	-0,3298			
b_0	b_1	-		MRSE	0,8408
0,0641	0,0444	-			
c_0	c_1	-			
0,0675	0,0404	-			

5.2 Identificação de Modelos de 4ª Ordem

Assim como executado nos modelos de 3ª ordem, foram investigadas as famílias ARX e ARMAX para os modelos de 4ª com as estruturas ilustradas nas Tabelas 5.5 e 5.6. Contudo os modelos aqui investigados possuíram menor representatividade, uma vez comparados com os modelos de 3ª ordem já apresentados. Os resultados da validação dinâmica são ilustradas na Figura 5.2 e os valores dos parâmetros e os índices RMSE e MRSE para os modelos ARX e ARMAX de 4ª ordem são ilustrados nas Tabelas 5.7 e 5.8, respectivamente.

Tabela 5.5 – Estrutura para os modelos ARX de 4ª ordem.

Polinômios	Estrutura
$A(z^{-1})$	$1 + a_0z^{-1} + a_1z^{-2} + a_2z^{-3} + a_3z^{-4}$
$B(z^{-1})$	$b_0z^{-2} + b_1z^{-3} + b_2z^{-4}$

Tabela 5.6 – Estrutura para os modelos ARMAX de 4ª ordem

Polinômios	Estrutura
$A(z^{-1})$	$1 + a_0z^{-1} + a_1z^{-2} + a_2z^{-3} + a_3z^{-4}$
$B(z^{-1})$	$b_0z^{-2} + b_1z^{-3} + b_2z^{-4}$
$C(z^{-1})$	$c_0z^{-2} + c_1z^{-3} + c_2z^{-4}$

Figura 5.2 – Resultados da validação dos modelos de 4ª ordem.

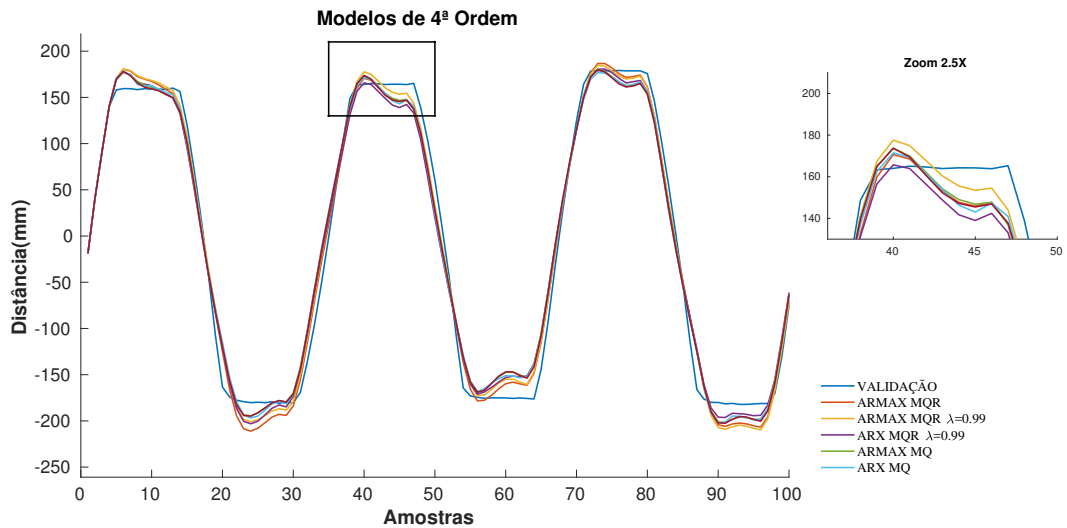


Tabela 5.7 – Parâmetros estimados e os índices RMSE e MRSE para o modelo ARX de 4ª ordem.

Parâmetros				Modelo	Índice	Validação
a_0	a_1	a_2	a_3	ARX	RMSE	0,7817
-1,7407	0,9969	-0,1946	-0,0596		MRSE	0,7817
b_0	b_1	b_2	-	ARX MQR	RMSE	0,8480
0,0684	0,0383	0,139	-		MRSE	0,8478
a_0	a_1	a_2	a_3	ARX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8475
-1,7125	0,9191	-0,1108	-0,0928		MRSE	0,8475
b_0	b_1	b_2	-	ARX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8475
0,0691	0,0373	0,0115	-		MRSE	0,8475
a_0	a_1	a_2	a_3	ARX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8475
-1,7449	1,0092	-0,1779	-0,0838		MRSE	0,8475
b_0	b_1	b_2	-	ARX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8475
0,0637	0,0432	0,0141	-		MRSE	0,8475

Tabela 5.8 – Parâmetros estimados e os índices RMSE e MRSE para o modelo ARMAX de 4ª ordem.

Parâmetros				Modelo	Índice	Validação
a_0	a_1	a_2	a_3	ARMAX	RMSE	0,7740
-1.7408	0,9972	-0,1951	-0,0594		MRSE	0,7740
b_0	b_1	b_2	-	ARMAX MQR	RMSE	0,8340
0,0684	0,0383	0,0140	-		MRSE	0,8347
c_0	c_1	-	-	ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8472
0,0536	0,0158	-	-		MRSE	0,8475
a_0	a_1	a_2	a_3	ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8472
-1,7110	0,9199	-0,3002	XX		MRSE	0,8475
b_0	b_1	b_2	-	ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8472
0,0675	0,0404	XX	-		MRSE	0,8475
c_0	c_1	c_2	-	ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8472
0,0675	0,0404	XX	-		MRSE	0,8475
a_0	a_1	a_2	a_3	ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8472
-1,7565	1,092	-0,1131	-0,0933		MRSE	0,8475
b_0	b_1	b_2	-	ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8472
0,0688	0,0381	0,0113	-		MRSE	0,8475
c_0	c_1	-	-	ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8472
-0,1338	-0,3079	-	-		MRSE	0,8475

5.3 Identificação de Modelos de 5ª Ordem

Em consonância com as investigações de 3ª e 4ª ordem, também foram investigados os modelos ARX e ARMAX de 5ª ordem (estruturas ilustradas nas Tabelas 5.9 e 5.10, respectivamente), sendo que esses apresentaram resultados não satisfatórios, semelhantes aos modelos de 4ª ordem ilustrados na seção 5.2. Os resultados gráficos ilustrados pela Figura 5.3 podem ser confirmados pelas Tabelas 5.11 e 5.12, que apresentam os parâmetros estimados dos modelos, além dos valores dos índices RMSE e MRSE.

Tabela 5.9 – Estrutura para os modelos ARX de 5ª ordem.

Polinômios	Estrutura
$A(z^{-1})$	$1 + a_0z^{-1} + a_1z^{-2} + a_2z^{-3} + a_3z^{-4} + a_4z^{-5}$
$B(z^{-1})$	$b_0z^{-2} + b_1z^{-3} + b_2z^{-4} + b_3z^{-5}$

Tabela 5.10 – Estrutura para os modelos ARMAX de 5ª ordem.

Polinômios	Estrutura
$A(z^{-1})$	$1 + a_0z^{-1} + a_1z^{-2} + a_2z^{-3} + a_3z^{-4} + a_4z^{-5}$
$B(z^{-1})$	$b_0z^{-2} + b_1z^{-3} + b_2z^{-4} + b_3z^{-5}$
$C(z^{-1})$	$c_0z^{-2} + c_1z^{-3} + c_2z^{-4} + c_3z^{-5}$

Figura 5.3 – Resultados da validação dos modelos de 5ª ordem.

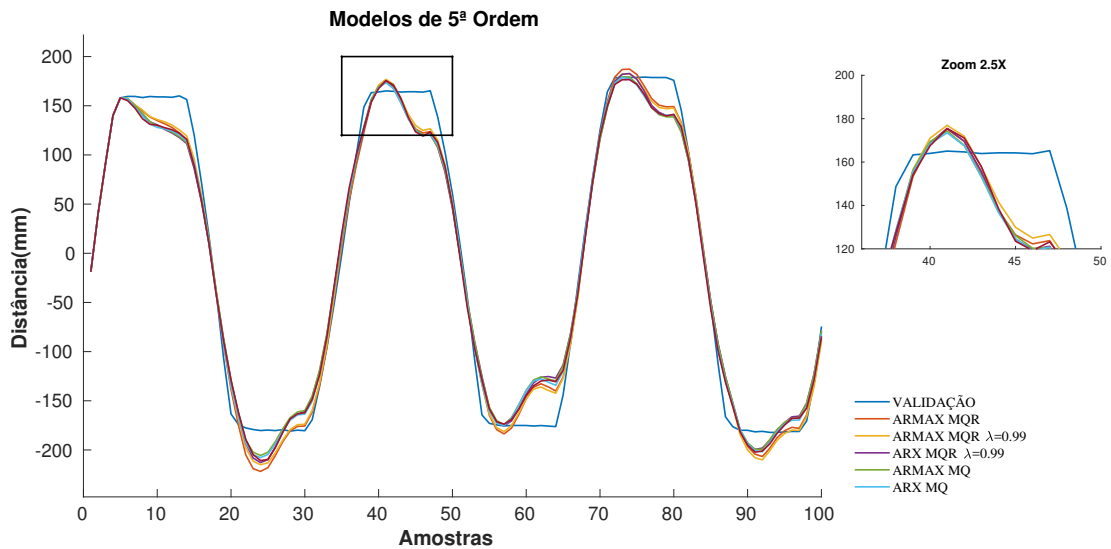


Tabela 5.11 – Parâmetros estimados e o índice RMSE e MRSE para o modelos ARX de 5ª ordem.

Parâmetros					Modelo	Índice	Validação
a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	ARX	RMSE	0,8557
-1,7201	1,0691	-0,2600	0,0814	-0,1516		MRSE	0,8557
b_0	b_1	b_2	b_3		ARX MQR	RMSE	0,8313
0,0845	0,0067	0,345	0,416			MRSE	0,8313
a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	ARX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8389
-1,6855	0,9431	-0,1200	0,0083	-0,1241		MRSE	0,8388
b_0	b_1	b_2	b_3				
0,0815	0,0032	0,339	0,329				
a_0	a_1	a_2	a_3	a_3			
-1,7218	1,0227	-0,1516	0,0038	-0,1319			
b_0	b_1	b_2	b_3				
0,0789	0,0085	0,341	0,0370				

Tabela 5.12 – Parâmetros estimados e o índice RMSE e MRSE para o modelos ARMAX de 5ª ordem.

Parâmetros					Modelo	Índice	Validação
a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	ARMAX	RMSE	0,8550
-1,7201	1,0708	-0,2642	0,0858	-0,1535		MRSE	0,8552
b_0	b_1	b_2	b_3		ARMAX MQR	RMSE	0,8302
0,0843	0,0069	0,345	0,418			MRSE	0,8342
c_0	c_1	—	-		ARMAX MQR, $\lambda = 0,99$	RMSE	0,8422
0,3090	0,1072	-	-			MRSE	0,8402
a_0	a_1	a_2	a_3	a_4			
-1,6915	0,9547	-0,3002	XX	XX			
b_0	b_1	b_2	b_3				
0,0675	0,0404	XX	-				
c_0	c_1	c_2	-				
0,0675	0,0404	XX	-				
a_0	a_1	a_2	a_3	a_4			
-1,7565	1,092	-0,1459	0,0412	-0,1367			
b_0	b_1	b_2	b_3				
0,0815	0,0028	0,333	0,334				
c_0	c_1	-	-				
0,3355	-0,3582	-	-				

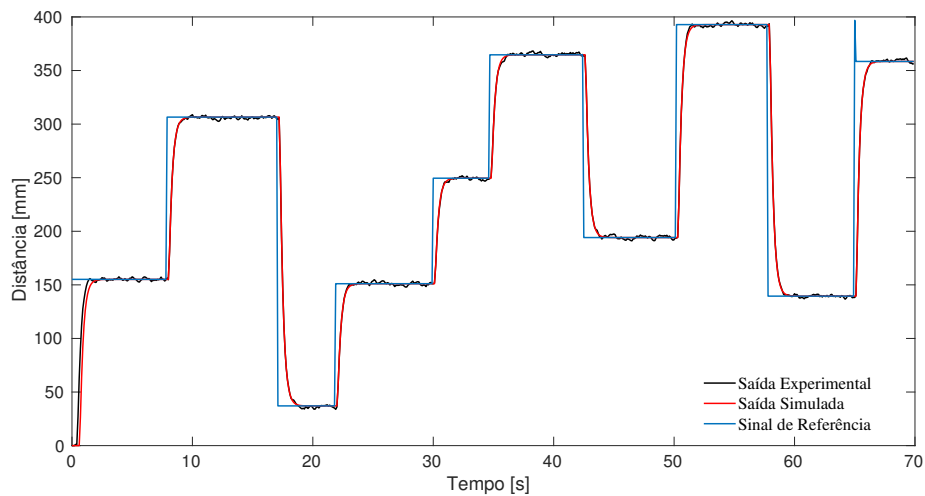
5.4 Resultados do Controlador

Conforme ilustrado na Tabela 5.3, os índices RMSE e MRSE apontam os modelos de terceira ordem ARX recursivo e ARX recursivo com fator de esquecimento sendo 0.99 com elevada representatividade do sistema dinâmico, sendo portanto os melhores modelos para o projeto do controlador. Contudo, devido ao menor custo computacional no algoritmo de identificação, o projeto do controlador RST fora definido para o modelo ARX recursivo sem fator de esquecimento.

Para o teste dos controladores foram utilizados uma sequência de sinais do tipo degrau afim de obter-se uma resposta integral do sistema a mudanças aleatórias da referência na entrada, também foram realizados testes com perturbações para a verificação da resposta do controlador RST, frente a interferências externas.

Os resultados gráficos do controlador projetado sob parâmetros desejados podem ser analisados na Figura 5.4, onde nota-se que apesar do ruído de medição, o controlador obteve um bom desempenho atendendo ao parâmetros impostos sobre ele.

Figura 5.4 – Resultados do projeto do controlador RST, com os polos desejados da Equação 4.13.



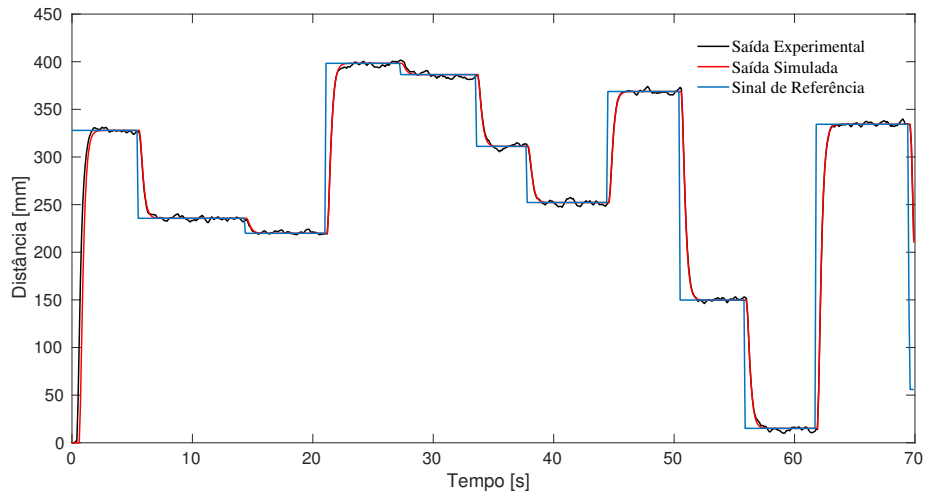
Para o controlador RST, com os polos desejados da Equação 4.13, foram obtidos os polinômios ilustrados no Quadro 5.13:

Tabela 5.13 – Parâmetros do controlador RST.

Parâmetros			Polinômio
R_0	R_1	R_2	$R(z^{-1})$
29,5529	-22,7706	7,3566	
S_0	S_1	S_2	$S(z^{-1})$
1,0000	2,3565	1,0096	
K_0	—	-	Ganho
14,4077	-	-	

Assim como o controlador a parâmetros desejados, o projeto do controlador para parâmetros aleatórios também foi experimentado utilizando como sinal de estímulo uma sequencia de sinais do tipo degrau com amplitudes aleatórias, sendo o resultado obtido verificado na Figura 5.5

Figura 5.5 – Resultados do projeto do controlador RST, com os polos arbitrários da Equação 4.14.



Para o controlador RST, com os polos desejados da Equação 4.14, foram obtidos os polinômios ilustrados no Quadro 5.14:

Tabela 5.14 – Parâmetros do controlador

Parâmetros			Polinômio
R_0	R_1	R_2	$R(z^{-1})$
6,2520	-5,5214	2,2508	
S_0	S_1	S_2	$S(z^{-1})$
1,0000	0,9193	0,3089	
K_0	—	-	Ganho
3,1185	-	-	

Nota-se, portanto, no gráfico presente na Figura 5.5 que o controlador mantém seu desempenho satisfatório ainda que seus parâmetros sejam impostos de forma aleatória e sujeito a perturbações externas.

6 Conclusões

O trabalho apresentado gerou resultados dentro do contexto esperado no que diz respeito a controle de sistemas eletropneumáticos com erros de regime de estado estacionário abaixo de 3 mm. Na outra via, os resultados obtidos com a identificação do sistema dinâmico apresentaram resultados satisfatórios, uma vez que, divergente de pesquisadores como French e Cox (1990), Bavaresco (2007), Couto e Xavier (2013) e Abry *et al.* (2016) que obtiveram resultados satisfatórios utilizando modelos caixa branca não-lineares de 4 e 5ª ordem. Dessa forma, o trabalho aqui explorado obteve modelos com alto rendimento utilizando métodos de identificação caixa preta e famílias de modelo lineares de 3ª ordem.

Assim abre-se como possibilidades de trabalhos futuros a implementação do controlador utilizando modelos não lineares ou de ordem mais elevada, também tem a possibilidade de outros métodos de identificação como pela lógica *fuzzy* ou rede neural, para modelos de ordem maior que os aqui apresentados, ou modelos de ordem mais baixa, por exemplo, modelos de segunda ordem. Além desses fatores, pode-se evoluir o trabalho para que seja embarcado em outro sistema alternativo ao Arduino Due, como por exemplo a RaspberryPI ou mesmo controlador lógicos programáveis (CLPs) largamente utilizados na indústria.

Outra frente de trabalhos futuros será a investigação de outras arquiteturas de sistemas de controle propostas para o controlador RST e seu uso em conjunto com técnicas de controle avançado, baseado em controle adaptativo, preditivo, robusto e ótimo.

Os resultados deste trabalho mostram ainda a possibilidade do controle de posição de elementos eletropneumáticos utilizando o controlador apresentado, obtendo eficiência necessária para sobrepujar questões como velocidade não controlada e erro de regime estacionário elevado.

Referências

- ABRY, F. *et al.* Electropneumatic cylinder backstepping position controller design with real-time closed-loop stiffness and damping tuning. **IEEE Transactions on Control Systems Technology**, v. 24, n. 2, p. 541–552, 2016.
- AGUIRRE, L. A. **Introdução à identificação de sistemas—Técnicas lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais**. 3. ed. Belo Horizonte: Editora UFMG, 2007.
- BAVARESCO, D. **Modelagem matemática e controle de um atuador pneumático**. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Modelagem Matemática da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUÍ), 2007.
- BENDJEDIA, M.; TEHRANI, K.; AZZOUZ, Y. Design of RST and fractional order PID controllers for an induction motor drive for electric vehicle application. In: **7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)**. Manchester (United Kingdom): [s.n.], 2014.
- BRAHIM, M.; BAHRI, I.; BERNARD, Y. Real time implementation of h-infinity and RST motion control of rotary traveling wave ultrasonic motor. **Mechatronics**, v. 44, p. 14–23, 2017.
- CHEN, C.-T. **Linear system theory and design**. New York: Oxford University Press, 1995.
- CHEN, S.-Y.; GONG, S.-S. Speed tracking control of pneumatic motor servo systems using observation-based adaptive dynamic sliding-mode control. **Mechanical Systems and Signal Processing**, v. 94, p. 111–128, 2017.
- COELHO, A. A. R.; COELHO, L. S. **Identificação de sistemas dinâmicos lineares**. Florianópolis: Editora da UFSC, 2004.
- COSTA JUNIOR, A. G.; MENEZES FILHO, J. B. **Estudos e aplicações em sistemas de controle, telecomunicações, acionamentos e sistemas elétricos: enfoques com Inovações Tecnológicas**. João Pessoa: Editora IFPB, 2016.
- COUTO, I. P.; XAVIER, R. S. **Sistema de controle de posicionamento de peças utilizando a pneumática proporcional**. Monografia (TCC) — Bacharelado em Engenharia de Controle e Automação, Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia Fluminense, IFF, 2013.
- FADALI, M. S.; VISIOLI, A. **Digital control engineering: analysis and design**. Wyman Street, Waltham, USA: Academic Press, 2012.
- FRENCH, I. G.; COX, C. S. Modelling, design and control of a modern electropneumatic actuator. **IEE Proceedings D (Control Theory and Applications)**, v. 137, n. 3, p. 145–156, 1990.
- GRANCHAROVA, A.; JOHANSEN, T. A. Design and comparison of explicit model predictive controllers for an electropneumatic clutch actuator using on/off valves. **IEEE/ASME Transactions on Mechatronics**, v. 16, n. 4, p. 665–673, 2011.

GRIGAITIS, A.; GELEZEVICIUS, V. A. Electropneumatic servo system with adaptive force controller. In: **13th Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)**. Poznan (Poland): [s.n.], 2008. p. 1144–1148.

HANG, C. C.; CHIN, D. Reduced order process modelling in self-tuning control. **Automatica**, v. 27, n. 3, p. 529–534, 1991.

HERZIG, N. *et al.* Nonlinear position and stiffness backstepping controller for a two degrees of freedom pneumatic robot. **Control Engineering Practice**, v. 73, p. 26–39, 2018.

HUBER, O. *et al.* Implicit discrete-time twisting controller without numerical chattering: Analysis and experimental results. **Control Engineering Practice**, v. 46, p. 129–141, 2016.

ISERMANN, R.; MÜNCHHOF, M. **Identification of dynamic systems**. : Springer, 2011.

LJUNG, L. System identification. In: **Signal analysis and prediction**. : Springer, 1998. p. 163–173.

MENDES, E. M. A. M. Aspectos práticos de identificação de sistemas. In: AGUIRRE, L. A. (Ed.). **Enciclopédia de Automática Controle & Automação**. São Paulo: Blucher, 2007. v. 3, cap. 5, p. 123–157.

OGATA, K. **Discrete-time control systems**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1995.

PARKER TRAINING. **Tecnologia pneumática industrial: apostila M1001-1 BR**. Jacareí (SP), 2004.

RANI, L. T. *et al.* Design and implementation of RST controllers for a nonlinear system. In: **2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE)**. Coimbatore (India): [s.n.], 2014. p. 1–6.

RITTER, C. S. **Modelagem matemática das características não lineares de atuadores pneumáticos**. Dissertação (Mestrado) — Programa de Pós-Graduação em Modelagem Matemática da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul (UNIJUÍ), 2011.

WATTON, J. **Fundamentos de controle em sistemas fluidomecânicos**. Rio de Janeiro: Grupo Gen / LTC, 2000.