



CNEN/SP

ipen Instituto de Pesquisas
Energéticas e Nucleares

AUTARQUIA ASSOCIADA A UNIVERSIDADE
DE SÃO PAULO

ESTUDO DA METODOLOGIA DE ANÁLISE DE SÉRIES TEMPORAIS APLICADA À MONITORAÇÃO DO TEMPO DE RESPOSTA DOS INSTRUMENTOS LIGADOS AO SISTEMA DE PROTEÇÃO DE REATORES NUCLEARES

PAULO ROBERTO DE LIMA LOPES

**Dissertação apresentada como parte
dos requisitos para obtenção do Grau
de Mestre em Ciências na Área de
Reatores Nucleares de Potência e
Tecnologia do Combustível Nuclear.**

**Orientador:
Prof. Dr. Adalberto José Soares**

**São Paulo
1995**

INSTITUTO DE PESQUISAS ENERGÉTICAS E NUCLEARES (IPEN)

AUTARQUIA ASSOCIADA À UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO

**ESTUDO DA METODOLOGIA DE ANÁLISE DE SÉRIES
TEMPORAIS APLICADA À MONITORAÇÃO DO TEMPO DE
RESPOSTA DOS INSTRUMENTOS LIGADOS AO SISTEMA
DE PROTEÇÃO DE REATORES NUCLEARES**

PAULO ROBERTO DE LIMA LOPES



Dissertação apresentada ao Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Tecnologia de Reatores de Potência e Tecnologia do Combustível Nuclear.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Adalberto José Soares, IPEN/CNEN-SP

SÃO PAULO

1995

Aos meus pais e a minha esposa
pelo amor, dedicação, equilíbrio e
por tudo que representam para
mim...

AGRADECIMENTOS

Durante o desenvolvimento deste trabalho tive o apoio e incentivo de muitas pessoas e entidades. Gostaria de agradecer, em especial:

Ao Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares da Comissão Nacional de Energia Nuclear (IPEN/CNEN-SP) pelos cursos ministrados, e pela utilização do acervo bibliográfico e instalações.

À Comissão de Pós-graduação (CPG), na pessoa da Dr. Linda V.E. Caldas, presidente da comissão, pela compreensão e deferimento dos pedidos realizados à comissão para conclusão deste trabalho.

Ao Centro Tecnológico da Marinha (CTM-SP, antiga Coordenadoria para Projetos Especiais do Ministério da Marinha / COPESP) pelo apoio e fornecimento de equipamentos, possibilitando a realização deste trabalho.

Ao Conselho Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento (CNPq) pelo auxílio financeiro (Bolsa de Mestrado) durante o início de desenvolvimento do presente trabalho.

Ao Dr. Adalberto José Soares pela orientação, confiança e amizade desenvolvidos ao longo de todos estes anos de convívio.

Ao Dr. Daniel K. S. Ting e ao Dr. Eduardo L.L. Cabral pelas sugestões e discussões realizadas.

Ao Dr. Paulo Rogério Pinto Coelho pelas sugestões e estímulo para realização deste trabalho.

Ao M.Sc. Sérgio Ricardo Pereira Perillo, companheiro de discussões, pelo auxílio nos problemas encontrados.

Ao Sr. José Carlos de Almeida pelo auxílio na operação das instalações e montagens com os instrumentos.

À M.Sc. Maria José de J. Silva pela revisão e sugestões no texto da dissertação.

Ao M.Sc. Alfredo José Alvim de Castro pelas sugestões e orientação na utilização dos equipamentos.

À M.Sc. Iraci M. P. Gonçalves pelas sugestões e orientação na realização de alguns testes.

Ao Sr. Válter e o Pércio pelo auxílio na solução de alguns problemas.

Ao M.Sc. Reinaldo Issao Takata pela ajuda na elaboração de algumas figuras do trabalho.

Às bibliotecárias do IPEN pelo auxílio prestado na procura das referências bibliográficas e na formatação da dissertação em sua forma final.

Aos amigos do RT e da ETE "Lauro Gomes" pelo incentivo e apoio que se fizeram necessários durante a realização deste trabalho.

Aos meus amigos Reinaldinho, Raquel, Katinha, Leonardo, Valéria, Kátia e Sérgio pelo companheirismo e amizade de longos anos na jornada científica, e que se tornaram exemplos de perseverança, dedicação e idealismo.

Aos Sogros, Cunhados e sobrinhos pelo carinho com que torceram pelo meu sucesso.

Aos meus irmãos (Cássia e Maurício) que incentivaram a realização deste trabalho.

À minha esposa (Maria José) e aos meus pais (Rubens e Léo) por estarem sempre próximos, apoiando, orientando, contribuindo para o meu equilíbrio pessoal, torcendo, auxiliando, discutindo e acreditando na finalização deste trabalho.

Muito Obrigado!

Ao M.Sc. Alfredo José Alvim de Castro pelas sugestões e orientação na utilização dos equipamentos.

À M.Sc. Iraci M. P. Gonçalves pelas sugestões e orientação na realização de alguns testes.

Ao Sr. Válter e o Pércio pelo auxílio na solução de alguns problemas.

Ao M.Sc. Reinaldo Issao Takata pela ajuda na elaboração de algumas figuras do trabalho.

Às bibliotecárias do IPEN pelo auxílio prestado na procura das referências bibliográficas e na formatação da dissertação em sua forma final.

Aos amigos do RT e da ETE "Lauro Gomes" pelo incentivo e apoio que se fizeram necessários durante a realização deste trabalho.

Aos meus amigos Reinaldinho, Raquel, Katinha, Leonardo, Valéria, Kátia e Sérgio pelo companheirismo e amizade de longos anos na jornada científica, e que se tornaram exemplos de perseverança, dedicação e idealismo.

Aos Sogros, Cunhados e sobrinhos pelo carinho com que torceram pelo meu sucesso.

Aos meus irmãos (Cássia e Maurício) que incentivaram a realização deste trabalho.

À minha esposa (Maria José) e aos meus pais (Rubens e Léo) por estarem sempre próximos, apoiando, orientando, contribuindo para o meu equilíbrio pessoal, torcendo, auxiliando, discutindo e acreditando na finalização deste trabalho.

Muito Obrigado!

ESTUDO DA METODOLOGIA DE ANÁLISE DE SÉRIES TEMPORAIS APLICADA À MONITORAÇÃO DO TEMPO DE RESPOSTA DOS INSTRUMENTOS LIGADOS AO SISTEMA DE PROTEÇÃO DE REATORES NUCLEARES

Paulo Roberto de Lima Lopes

RESUMO

A medida do tempo de resposta de sensores é muito importante para a segurança de um reator nuclear e faz parte do conjunto de testes periódicos de uma central nuclear exigidos por norma. O tempo de resposta é medido periodicamente para garantir que os limites estabelecidos para a atuação dos dispositivos de proteção do reator não sejam ultrapassados, mesmo que o sensor tenha se desgastado, envelhecido, ou que tenha sofrido alguma alteração pela presença de radiação, ao longo do tempo de operação. Uma técnica utilizada para medida do tempo de resposta de um sensor é a análise das flutuações estatísticas dos sinais medidos pelo sensor. O presente trabalho estuda um método de análise no domínio do tempo, que consiste em ajustar os coeficientes de um modelo auto-regressivo da seqüência amostral do sinal de saída do sensor. Dos coeficientes estimados extrapola-se a resposta do sensor a um impulso, a um degrau e a uma rampa, e a partir dos resultados, obtém-se os valores da constante de tempo e do tempo de atraso. Os resultados obtidos indicam que, apesar de haver limitações quanto à precisão, a análise das flutuações do sinal do sensor permite a caracterização da resposta dinâmica do sensor e do processo (assinatura) em determinadas condições de operação. A mudança da assinatura, naquelas condições de operação, é um indicativo de alguma alteração ou do sensor ou do processo. Dessa forma, a metodologia do teste por análise de ruído permite aplicá-la na monitoração das características dinâmicas dos sensores, podendo, dependendo das condições de medida, quantificar o grau de degradação ocorrido.

STUDY OF TIME SERIES ANALYSIS IN SENSOR RESPONSE TIME MONITORATION OF NUCLEAR REACTORS PROTECTION SYSTEMS

Paulo Roberto de Lima Lopes

ABSTRACT

Sensor time response measurement represents an important requirement to be observed in the maintenance of a nuclear reactor protection system. This measurement has to be performed periodically to ensure that the protection reactor limits are respected since we can have response time degradation due to many factors like radiation, fatigue, and others. In this work an auto-regressive model is used to analyze the time series of signal fluctuations and to investigate how the hypothesis and parameters involved in the analysis can affect the time response estimation. The results demonstrated that under special conditions and considering that there are limitations on the accuracy, the analysis of the fluctuations of the signal sensor can be used to characterize both, the sensor and the dynamic response of the process. An important conclusion is that time series analysis is a very simple and powerful way to monitor response time degradation of instruments in a nuclear power station.

SUMÁRIO

	Página
AGRADECIMENTOS	i
RESUMO	iii
ABSTRACT	iv
SUMÁRIO	v
LISTA DE FIGURAS	viii
LISTA DE TABELAS	xvi
GLOSSÁRIO DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS.....	xviii
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Objetivo	2
1.2. Organização da Dissertação	2
2. IMPORTÂNCIA DO TEMPO DE RESPOSTA EM CENTRAIS NUCLEARES.....	4
2.1. Transdutores de Processo Utilizados em Centrais Nucleares.....	4
2.2. Tempo de Resposta de Sensores de Processo	8
2.2.1. Degradação do Tempo de Resposta dos Sensores.....	9
2.3. Transientes em Centrais Nucleares	10
2.4. Requisitos de Tempo dos Sistemas de Proteção do Reator	13
2.5. Monitoração do Tempo de Resposta dos instrumentos ligados ao Sistema de Proteção do Reator.....	14
3. MÉTODOS DE MEDIDA DE TEMPO DE RESPOSTA	15
3.1. Utilização da Análise de Ruído em Centrais Nucleares	17

4. ANÁLISE DA DINÂMICA DE SISTEMAS UTILIZANDO MODELOS AUTO-REGRESSIVOS DE SÉRIES TEMPORAIS.....	20
4.1. Modelo Auto-regressivo (AR)	20
4.2. Critérios de Seleção da Ordem do Modelo AR.....	26
4.2.1. Aproximação Probabilística (AIC)	30
4.2.2. Estimativa do Erro Final (FPE).....	32
4.2.3. Critério de Comparação Bayesiana (BPC).....	33
4.3. Estimativa do Tempo de Resposta utilizando um modelo AR.....	34
4.4. Validação dos Modelos AR	36
4.5. Seqüência Metodológica para Medida do Tempo de Resposta dos Sensores	39
5. VALIDAÇÃO DA METODOLOGIA.....	41
5.1. Descrição Geral dos Testes	41
5.2. Descrição e Resultados dos Testes	45
5.2.1. Função autocorrelação calculada para sistemas de 1ª ordem (CP)	45
5.2.2. Função autocorrelação calculada para sistemas de 2ª ordem (CS)	54
5.2.3. <i>Simulação computacional de sistemas de 1ª ordem (SP)</i>	57
5.2.4. <i>Simulação computacional de sistemas de 2ª ordem (SS)</i>	76
5.3. Conclusões dos Testes para Validação	82
6. PROGRAMA EXPERIMENTAL.....	84
6.1. Experimentos Realizados com Modelos Físicos (MF).....	84
6.2. Experimentos Realizados com Instrumentos de Processo	94
6.2.1. Os Experimentos Realizados na BAV.....	95

6.2.2. Os Experimentos Realizados no CTE-70.....	106
7. CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES.....	115
7.1. Conclusões.....	115
7.2. Recomendações.....	118
8. APÊNDICES	121
APÊNDICE A - Termos Aplicados à Instrumentação sobre Condições Dinâmicas	121
APÊNDICE B - Processos Estocásticos e Sistemas Lineares	126
B.1. Classificação dos Sinais.....	126
B.1.1. Classificação de Sinais Aleatórios.....	127
B.1.2. Descrição de Sinais Aleatórios.....	129
B.2. Resposta de Sistemas Lineares à Transientes.....	137
B.2.1. Sistema linear de 1ª ordem.....	140
B.2.2. Sistema linear de 2ª ordem.....	144
B.3. Resposta de Sistemas Lineares Excitados por Ruído Branco.....	148
B.3.1. Autocorrelação e Densidade Espectral de Potência para Sistemas de Entrada e Saída Simples.....	148
B.3.2. Sistema linear de 1ª ordem.....	150
B.3.3. Sistema linear de 2ª ordem.....	153
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	157

LISTA DE FIGURAS

	Página
Figura 2-01: Esquema típico de conexão do transdutor de temperatura no processo [27]	5
Figura 2-02: Esquema típico de conexão do transdutor de pressão no processo. 1. Linhas de Impulso de pressão, 2. Transmissor de Pressão (Elemento Transdutor e Eletrônica), 3. Válvulas de Isolação e 4. Válvula de equalização [42]	7
Figura 2-03: Transiente de Pressão no Pressurizador devido à retirada acidental das barras de controle [19]	12
Figura 4-01: a. Fonte de ruído e Saída de um processo estocástico para um instante k . b. Diagrama de blocos do modelo linear auto-regressivo do sensor, onde z^{-1} representa o bloco atraso.....	21
Figura 4-02: Fluxograma do processo de identificação das características dinâmicas de sistemas por análise de ruído, utilizando modelos auto-regressivos (AR) de séries temporais de sinais aleatórios (gerados por ruído branco).	39
Figura 5-01: Exemplo de uma função autocorrelação utilizada para análise e seus parâmetros.	44
Figura 5-02: Diagrama que ilustra a categoria de testes com a função autocorrelação calculada para sistemas de 1ª ordem (CP).	45
Figura 5-03: Gráfico da função autocorrelação.	48
Figura 5-04: Gráficos da resposta dinâmica do modelo AR: a impulso, a degrau e à rampa (* - indica a curva teórica).	49
Figura 5-05: Gráfico do PSD obtido do modelo AR (* - indica a curva teórica).	50

Figura 5-06: Variação de dos resultados com o deslocamento D para a análise, para modelos de ordem 1 e 20.....	52
Figura 5-07: Função autocorrelação para um sistema de 2ª ordem comparado com a função autocorrelação calculada para um sistema de 1ª ordem.....	54
Figura 5-08: Diagrama que ilustra a seqüência da análise nos testes de Simulação Computacional.	58
Figura 5-09: Variação dos resultados com a ordem do modelos. a. Critérios de seleção <u>normalizados</u> . b. Tempos de Resposta.....	60
Figura 5-10: Resultado da função autocorrelação do sinal de saída obtido da simulação de um sistema de 1ª ordem com constante de tempo $\delta=2s$	61
Figura 5-11: Flutuações da função autocorrelação. a. 15 autocorrelações obtidas da simulação da resposta de um sistema excitado com 15 diferentes séries temporais do tipo RBG. b. Comparação das funções autocorrelação médias (Média de 10 funções e 15 funções) com a função autocorrelação teórica esperada para este sistema submetido a um RBG na entrada.....	63
Figura 5-12: Funções autocorrelação de saída de sistemas com constantes de tempo diferentes, para uma mesma excitação do tipo RBG (continua na próxima página).	65
Figura 5-13: Funções autocorrelação normalizadas do sinal de saída de um sistema de primeira ordem e constante de tempo de 2s, excitado por um sinal do tipo RBG adicionado a um valor constante, cuja amplitude é um percentual do valor unitário.....	68
Figura 5-14: Registros do sinal de excitação de um sistema de 1ª ordem (constante de tempo de 2s) do tipo RBG acrescido de um valor crescente com o tempo do sistema e funções autocorrelação do sinal de resposta.....	70

Figura 5-15: Resposta e respectiva função autocorrelação de um sistema de primeira ordem e constante de tempo de 2s, excitado por um registro do tipo RBG acrescido de um sinal senoidal de frequência de 1Hz.....	71
Figura 5-16: Gráfico da função autocorrelação assumindo RBG com superposição de composição AC de 1Hz. a. Modelo de ordem 7. b. Modelo de ordem 18.....	72
Figura 5-17: Gráficos do PSD obtido do modelo AR assumindo RBG com superposição de composição AC de 1Hz. a. Modelo de ordem 7. b. Modelo de ordem 18.....	73
Figura 5-18: Resposta e respectiva função autocorrelação de um sistema de primeira ordem e constante de tempo de 2s, excitado por um registro do tipo RBG acrescido de um sinal senoidal de frequência de 5Hz.....	74
Figura 5-19: Gráfico do PSD obtido do modelo AR assumindo RBG com superposição de composição AC de 5Hz.	75
Figura 5-20: Comparação entre as funções autocorrelação utilizadas e o valor teórico.	77
Figura 5-21: Resultados da Simulação de um sistema de 2ª ordem subamortecido.	79
Figura 5-22: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR.	80
Figura 5-23: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR.	80
Figura 5-24: Gráfico do PSD obtido do modelo AR.	81
Figura 6-01: Medida direta da constante de tempo do circuito RC1. O gráfico apresenta a resposta do circuito a uma perturbação na forma de um degrau de tensão.	84
Figura 6-02: Diagrama ilustrando a categoria de testes com a utilização de um Modelo Físico (MF).	85

Figura 6-03: Gráficos das funções autocorrelação obtidas dos circuitos RC excitados por RBG acrescido de um valor constante (Nível DC=0,1 V). a. Gráfico obtido do DSA sem a utilização do filtro interno. b. Gráfico obtido do DSA com a utilização do filtro interno.....	88
Figura 6-04: Gráficos da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR. a. Modelo de ordem 9. b. Modelo de ordem 10 é modelo é "instável" (a variância do ruído estimada foi negativa).....	90
Figura 6-05: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 1.....	91
Figura 6-06: Gráfico de PSD do modelo AR de ordem 1.....	91
Figura 6-07: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 4.....	92
Figura 6-08: Diagrama ilustrando o processo de medida do tempo de resposta de instrumentos de processo.....	94
Figura 6-09: Diagrama simplificado da BAV. PI é um indicador de pressão e TI é um indicador de temperatura.....	95
Figura 6-10: Resposta em frequência do LD-200 (com 100% de amortecimento) de 12 mHz a 10 Hz.....	97
Figura 6-11: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 0%].	99
Figura 6-12: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 6. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 100%].	99
Figura 6-13: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 6. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 0%].	100

Figura 6-14: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 3. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 100%].	100
Figura 6-15: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 0%].	101
Figura 6-16: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR de ordem 6. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 100%].	101
Figura 6-17: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 Instalado na BAV3, com amortecimento de 0%].	102
Figura 6-18: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR de ordem 3. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 100%].	102
Figura 6-19: Gráfico de resposta em frequência do modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 0%].	103
Figura 6-20: Gráfico de resposta em frequência do modelo AR de ordem 6. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 100%].	103
Figura 6-21: Gráfico de resposta em frequência do modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 0%].	104
Figura 6-22: Gráfico de resposta em frequência do modelo AR de ordem 3. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 100%].	104

Figura 6-23: Diagrama simplificado do CTE-70. TI representa medidor de temperatura. PI representa medidor de pressão. PDI representa medidor de pressão diferencial. FI representa medidor de vazão.	106
Figura 6-24: Gráfico da função autocorrelação medida. Em destaque, o instante de tempo que a amplitude atinge 36,8% do valor inicial. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 100%].	109
Figura 6-25: Gráfico de PSD obtida experimentalmente. Em destaque a freqüência de rotação da bomba. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 100%].	110
Figura 6-26: Gráfico de PSD obtido do modelo AR de ordem 9. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 100%].	110
Figura 6-27: Gráfico da função autocorrelação medida. Em destaque o instante de tempo que a amplitude atinge 0,368 do valor inicial. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12, com amortecimento de 0%].	112
Figura 6-28: Gráfico do PSD medido. Em destaque a freqüência de rotação da bomba. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 0%].	113
Figura 6-29: Gráfico do PSD do modelo AR de ordem 24. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 0%].	113
Figura A-01: Reposta com sobre sinal para uma entrada tipo degrau.	123
Figura A-02: Curvas de resposta à degrau para vários sistemas com fator de amortecimento diferente.	124
Figura B-01: Classificação dos tipos de dados gerados em processos físicos.	125

- Figura B-02: Coleção de registros históricos definindo um processo aleatório $\{x(t)\}$ 126
- Figura B-03: I. Quatro registros especiais. (a) onda senoidal, (b) onda senoidal mais ruído, (c) ruído de banda de frequências estreita, e (d) ruído de banda de frequências larga. II Funções Densidade de Probabilidade. III Funções autocorrelação. IV Funções Densidade Espectral de Potência. 134
- Figura B-04: Diagrama de bloco equivalente ao sistema linear com sinal de entrada x e de saída y , onde $H(s)$ é a função transferência do sistema. 135
- Figura B-05 **a.** Diagrama de um circuito elétrico equivalente a um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta=RC$, assumindo um gerador de sinal aplicado à entrada V_x , **b.** Diagrama de bloco equivalente ao filtro com sinal de entrada x e de saída y , onde $H(s)$ é a função transferência do filtro. 138
- Figura B-06: Resposta de um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta=RC$: **a.** para uma entrada do tipo impulso unitário, **b.** para uma entrada do tipo degrau unitário e **c.** para uma entrada do tipo rampa unitário. 141
- Figura B-07: **a.** Diagrama de um circuito elétrico equivalente ao acoplamento de dois filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo $\delta_1=R_1C_1$ e $\delta_2=R_2C_2$ respectivamente, assumindo um gerador de sinal aplicado à entrada V_x , **b.** Diagrama de bloco equivalente ao acoplamento dos dois filtros, **c.** Diagrama de bloco equivalente ao sistema de 2ª ordem com sinal de entrada x e de saída y , onde $H(s)$ é a função transferência do filtro. 142

- Figura B-08: Respostas de um sistema com acoplamento de dois filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo $\delta_1 = R_1 C_1$ e $\delta_2 = R_2 C_2$ respectivamente. **a.** para uma entrada do tipo impulso unitário, **b.** para uma entrada do tipo degrau unitário e **c.** para uma entrada do tipo rampa unitário. 145
- Figura B-09: **a.** Função Densidade Espectral $G_{yy}(f)$ de um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta = RC$, assumindo um gerador de ruído branco gaussiano aplicado à entrada, **b.** Função autocorrelação do sinal de saída y 149
- Figura B-10: **a.** Função Densidade Espectral $G_{yy}(f)$ de um sistema com acoplamento de dois de filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo δ_1 e δ_2 respectivamente, tal que $\delta_2 = \delta_1 = \delta$. **b.** Função autocorrelação do sinal de saída y 154

LISTA DE TABELAS

	Página
Tabela 2-01: Transdutores de processo ligados ao sistema de proteção da central nuclear Angra I [18]	4
Tabela 2-02: Seqüência de eventos para um acidente de grande ruptura do circuito primário do Reator de Angra I [19], onde C_D representa o coeficiente de descarga	12
Tabela 2-03: Valores máximos permitidos para os tempos de resposta na geração do sinal de desligamento do reator de Angra I [19]	13
Tabela 5-01: Resultados de coeficientes, valores dos critérios de seleção e constante de tempo (δ) e tempo de atraso (φ) estimados para o caso CP-1	46
Tabela 5-02: Resultados de constante de tempo (δ) e tempo de atraso (φ) estimados para o teste CP-1 e diversos sistemas de 1ª ordem com constantes de tempo nominais($\varphi_{Nominal}$) diferentes	51
Tabela 5-03: Resultados de constante de tempo (δ) e tempo de atraso (φ) estimados para o teste CS-1	55
Tabela 5-04: Testes realizados na categoria de Simulação de Sistemas de 1ª ordem (SP)	59
Tabela 5-05: Resultados da constante de Tempo para vários sistemas de 1ª ordem	67
Tabela 5-06: Testes realizados na categoria de Simulação de Sistemas Físicos de 2ª ordem (SS)	76
Tabela 5-07: Resultados do Teste SS-1	77

Tabela 6-01: Testes realizados na categoria de utilização de Modelo Físico (MF).....	86
Tabela 6-02: Resultados de Tempo de Resposta para os LD-200 instalados na BAV.....	97
Tabela 6-03: Resultados de Tempo de Resposta para o PDI-12 instalado no CTE-70.....	108

GLOSSÁRIO DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

$\{ \}$	Processo estocástico
$ () $	Módulo de ()
$\hat{\phi}$	Estimativa do parâmetro ϕ
s^2	Variância da amostra
\bar{x}	Média da amostra
$\bar{\theta}^N$	Vetor de valores θ de dimensão N
$\hat{\bar{\theta}}^N$	Vetor de parâmetros θ estimados de dimensão N
δ	Constante de tempo, definido como o tempo necessário para a pressão atingir 63,2% do valor final após sofrer uma perturbação em forma de degrau. Válido para sistemas lineares de primeira ordem
ψ	Tempo de atraso, definido como o atraso entre o sinal de saída do sensor e o sinal proveniente de um sensor de referência. Válido para sistema lineares de primeira e segunda ordem. Para sistemas lineares de primeira ordem o tempo de atraso é igual a constante de tempo
ω	Frequência angular em rad/s e está relacionada a frequência f em unidade de Hz por: $\omega = 2\pi \cdot f$
τ	Variável deslocamento de tempo
ξ	Variável de integração
ζ	Fator de amortecimento
α, β, γ	Constantes reais
δ_{fc}	Constante de tempo obtida a partir da frequência de corte f_c
ω_n	Frequência angular natural em rad/s
Δt	Intervalo de tempo da amostragem do sinal ou intervalo de tempo entre as amostras do registro da função autocorrelação
μ_x	Valor Médio de x
σ_x^2	Variância de x
$\{x(t)\}$	Processo aleatório, ou coleção de funções amostrais

AC	Corrente Alternada; no trabalho, representa um sinal, elétrico ou não, periódico no tempo
AIC	Critério de Seleção do Modelo de Ordem Ótima AIC (<i>Akaike's Information Criterion</i>)
AR	Modelo auto-regressivo
α	Coefficientes do modelo auto-regressivo
BPC	Critério de seleção do modelo de ordem ótima BPC - Critério de Comparação Bayesiana (<i>Bayes Probability Criterion</i>)
C	Capacitância elétrica
CP	Função autocorrelação calculada para sistemas de 1ª ordem
CS	Função autocorrelação calculada para sistemas de 2ª ordem
DC	Corrente Contínua; no trabalho, representa um sinal, elétrico ou não, com amplitude constante no tempo
DSA	Analisador de Sinais Dinâmicos (HP 3562A)
dB	Decibel
$E[\phi]$	Operador esperança de ϕ , ou valor esperado de ϕ
$F(j\omega)$ ou $F(f)$	Transformada de Fourier de $f(t)$.
$F(s)$	Transformada de Laplace de $f(t)$.
FDP	Função Densidade de Probabilidade
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transformer</i>)
FPE	Critério de seleção do modelo de ordem ótima FPE - Previsão do Erro Final (<i>Final Prediction Error</i>)
f	Frequência, ou Frequência de amostragem em Hz
f_c	Frequência de Corte em Hz: Frequência em que a potência do sinal é a metade do valor máximo, ou na qual a amplitude da potência diminui em 3 dB. Em sistemas lineares de primeira ordem esta frequência na função de transferência, multiplicada por 2π , corresponde ao inverso da constante de tempo.
$G(f)$	Função Densidade Espectral de Potência (<i>Power Spectral Density - PSD</i>)
$H(f)$	Resposta em Frequência ou Função Transferência de um sistema no domínio da frequência

$H(s)$	Função Transferência de um sistema no domínio complexo
$h(t)$ ou h_i	Resposta impulsiva
ITA	Intervalo de tempo da função autocorrelação utilizada para análise
i	Índice
<i>in-situ</i>	Condição na qual o instrumento é ensaiado enquanto permanece instalado no processo.
j	$\sqrt{-1}$ ou índice
k	Índice
L	Função de Verossimilhança (<i>Likelihood</i>)
l	Índice
MA	Modelo de Média Móvel
MF	Modelo Físico
MMQ	Método dos Mínimos Quadrados
M^T	Matriz transposta
N	Número de pontos da amostra
NUREG	<i>Nuclear Regulatory Guide</i>
n	Ordem do modelo, graus-de liberdade, ou índice
<i>on-line</i>	Método de medida contínuo em linha. Condição na qual o instrumento é ensaiado enquanto o processo continua em operação.
PC	Computador Pessoal (<i>Personal Computer</i>)
PSD	Densidade Espectral de Potência (<i>Power Spectrum Density</i>)
$p(x)$	Função densidade de probabilidade (FDP)
$p(x y)$	FDP condicional de x dado y
R	Resistência elétrica
$R(\tau)$	Função autocorrelação
RBG	Ruído Branco Gaussiano
RTD	Termômetro de Resistência (<i>Resistance Temperature Detectors</i>)
RTS	Subsistema do SPR de Desligamento do Reator (<i>Reactor Trip System</i>)
S/N	Razão Sinal-ruído

SP	Simulação computacional de sistemas físicos de 1ª ordem
SPR	Sistema de Proteção do Reator
SS	Simulação computacional de sistemas físicos de 2ª ordem
s	Variável complexa $s = \alpha + j\omega$
T	Tempo total do registro amostral ou da função auto-correlação do sinal
TR	Tempo de Resposta
t	Variável tempo
USNRC	<i>United States Nuclear Regulatory Commission</i>
UT	Unidade de tempo
$x(t), y(t)$	Variáveis dependentes do tempo contínuo t
x_i, y_i	Variáveis dependentes do tempo discreto i
$x_k(t)$	k -ésima função amostral do processo aleatório $\{x(t)\}$
x_r ou x^r	Resposta a rampa
x_p ou x^p	Resposta a degrau

**ESTUDO DA METODOLOGIA DE ANÁLISE DE SÉRIES
TEMPORAIS APLICADA À MONITORAÇÃO DO TEMPO DE
RESPOSTA DOS INSTRUMENTOS LIGADOS AO SISTEMA
DE PROTEÇÃO DE REATORES NUCLEARES**

"O insignificante é tão
importante quanto tudo mais"

Walt Whitman
1819-1892

1. INTRODUÇÃO

A segurança de uma central nuclear depende, entre outros fatores, da monitoração contínua de certas variáveis consideradas críticas, como por exemplo, a temperatura do fluido que resfria o núcleo do reator, a pressão no pressurizador, o nível de água no pressurizador e no gerador de vapor, o fluxo de nêutrons, etc. A instrumentação utilizada para monitorar é parte integrante do **Sistema de Proteção do Reator (SPR)**. Espera-se que as informações deste sistema sejam precisas e, em caso de um transiente, devem ser recebidas rapidamente para que eventuais ações de proteção sejam iniciadas no devido tempo. A precisão das informações é verificada periodicamente através de aferições, e a velocidade de transmissão de tais informações é determinada pela medida do tempo de resposta do sensor, dos equipamentos do canal de instrumentação e da linha de processo no qual o sensor está instalado. Em geral, a precisão e o tempo de resposta são tratados de forma independente [23].

Tempo de resposta é um termo genérico utilizado para caracterizar a dinâmica de sistemas; outros termos (tempo de atraso, tempo de subida e constante de tempo) também são utilizados para caracterizar a resposta dinâmica de sistemas [8,9,47]. Entretanto, qualquer que seja o parâmetro utilizado, o importante é que seja bem definido para evitar falsa interpretação (apêndice A).

Os limites para o tempo de resposta dos sensores do sistema de segurança são fornecidos nas especificações técnicas da instalação. Estes limites estão associados aos cálculos de análise de segurança da instalação e devem ser mantidos dentro de um limite previamente estabelecido. No entanto, o tempo de resposta do sensor pode variar ao longo do tempo [22,25,26,45] devido ao seu desgaste, envelhecimento, ou alterações provocadas pela presença de radiação e, desta forma, testes periódicos para monitoração de possíveis degradações que coloquem em risco a segurança da instalação devem ser realizados. Os intervalos destes testes dependem da taxa de degradação do tempo de resposta, o que a priori é desconhecido. Assim para evitar que a segurança do reator seja comprometida, um programa de testes periódicos deve ser implantado para que o tempo de resposta dos instrumentos seja monitorado,

de modo a se detectar degradações e promover a sua substituição sempre que necessário [34,35,46].

1.1. Objetivo

O objetivo deste trabalho é estudar a metodologia que utiliza a análise de séries temporais das flutuações estatísticas dos sinais, para a monitoração do tempo de resposta dos instrumentos ligados ao sistema de proteção de um reator nuclear.

1.2. Organização da Dissertação

Este trabalho descreve a metodologia utilizada para determinar o tempo de resposta de sensores semelhantes àqueles utilizados no sistema de proteção de um reator nuclear, utilizando a análise de séries temporais das flutuações estatísticas dos sinais dos sensores e ajustes de modelos auto-regressivos.

No capítulo 2 é considerada a importância do tempo de resposta em centrais nucleares, descrevendo-se as características dos sensores utilizados, sua degradação dinâmica, transientes a que são submetidos e requisitos de tempo de resposta.

No capítulo 3 são descritas as técnicas utilizadas na monitoração e determinação do tempo de resposta de sensores de processo, sua evolução histórica, a viabilidade de aplicação de cada técnica, além da importância deste trabalho.

No capítulo 4 é descrita a metodologia utilizada no trabalho, assim como os critérios utilizados para a escolha do modelo auto-regressivo de ordem ótima, as limitações e as influências do processo sobre a metodologia.

No capítulo 5 são apresentados vários experimentos "teóricos", isto é, a partir de modelos dinâmicos matemáticos, foram gerados dados "teóricos", que, a partir da metodologia proposta, deveriam reconstruir o modelo. O objetivo do

experimento teórico foi de avaliar o programa computacional desenvolvido para análise dos dados, bem como determinar a precisão do método, e a influência de fatores externos, já que aos dados "teóricos" são adicionados valores que simulam perturbações do sinal. É importante destacar que, pelo fato da metodologia adotada utilizar muita computação numérica e ser sensível a uma série de parâmetros de análise, foi desenvolvido um programa para microcomputador que permite a análise e a apresentação de resultados de forma automática. Este programa é considerado uma ferramenta básica para o estudo da metodologia.

No capítulo 6 são descritos os testes e os resultados, respectivamente, da metodologia aplicada a modelos físicos e sensores de temperatura e pressão, instalados em circuitos termo-hidráulicos experimentais.

As conclusões e a capacitação adquirida com a realização deste trabalho são, finalmente, apresentados no capítulo 7, em conjunto com as recomendações.

Nos apêndices são fornecidos um resumo teórico sobre alguns tópicos utilizados no desenvolvimento deste trabalho.

Para a realização do trabalho foram utilizados recursos computacionais (microcomputadores e estações de trabalho, etc...) e equipamentos (gravador de sinais, registradores gráficos, analisador de sinais dinâmicos) existentes na COPESP e instrumentos de processo instalados no Circuito Experimental existente no Departamento de Tecnologia de Reatores (do IPEN).

2. IMPORTÂNCIA DO TEMPO DE RESPOSTA EM CENTRAIS NUCLEARES

2.1. Transdutores de Processo Utilizados em Centrais Nucleares

Um transdutor é qualquer dispositivo capaz de transformar um tipo de sinal em outro, com o objetivo de transformar uma forma de energia em outra.

Entre todos os transdutores de uma central nuclear destacamos os de temperatura e pressão, pois estas variáveis são fundamentais no controle de processos, da mesma forma que são importantes na medida de outras variáveis. Deste modo, os transdutores de temperatura e pressão são largamente utilizados tanto em instalações nucleares quanto em instalações convencionais, para diversas finalidades, lembrando que os transdutores de pressão diferencial, em geral, são utilizados para medidas de nível e vazão. A Tabela 2-01 mostra as variáveis de processo ligadas ao sistema de proteção da **Central Nuclear "Almirante Álvaro Alberto" - Unidade I (Angra I)**, a quantidade e o tipo de transdutores utilizados.

Tabela 2-01: Transdutores de processo ligados ao sistema de proteção da central nuclear Angra I [18]

VARIÁVEL MONITORADA	QUANTIDADE DE TRANSDUTORES	MEDIDA
Temperatura no Circuito Primário	8	Temperatura
Pressão no Pressurizador	4	Pressão Absoluta
Vazão no Circuito Primário	6	Pressão Diferencial
Pressão de Vapor	6	Pressão Absoluta
Vazão no Circuito Secundário	4	Pressão Diferencial
Nível no Gerador de Vapor	6	Pressão Diferencial
Nível no Pressurizador	3	Pressão Diferencial
Vazão de Vapor	4	Pressão Diferencial
Pressão no Envoltório (Contenção)	4	Pressão Absoluta
TOTAL DE TRANSDUTORES	45	

Os transdutores de temperatura normalmente utilizados em sistemas de proteção de centrais nucleares são do tipo termômetros de resistência (*Resistance Temperature Detector - RTD*) [36].

RTDs podem ser projetados para imersão direta na tubulação do fluido ou para ser instalado dentro de um poço térmico na tubulação do fluido, e neste caso, é utilizado um material de acoplamento térmico no espaço entre a bainha e o poço, conforme ilustrado na figura 2-01.

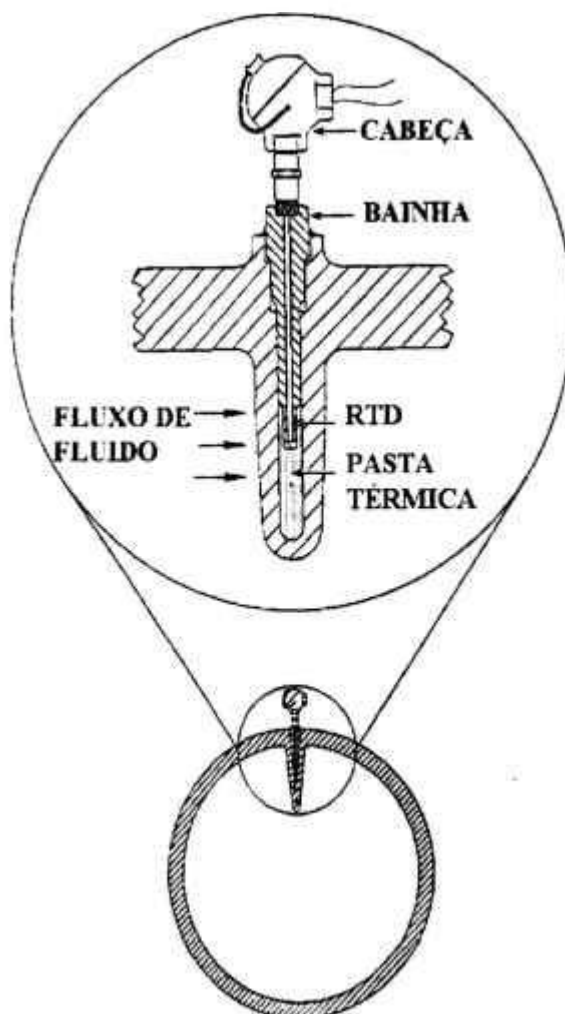


Figura 2-01: Esquema típico de conexão do transdutor de temperatura no processo [27].

O elemento resistivo é conectado por fios ao circuito eletrônico, que é responsável pela medida da resistência elétrica e sua conversão para um sinal elétrico. Este circuito eletrônico geralmente encontra-se no conversor localizado na sala de controle.

Os transdutores de pressão, em geral, possuem duas tomadas: uma de baixa pressão e outra de alta pressão, através das quais se estabelece o diferencial de pressão. A tomada de baixa pressão do transdutor pode ser aberta para a atmosfera (para medidas de pressão manométrica); selada e fechada a vácuo (para medidas de pressão absoluta), ou, ainda, conectada a baixa pressão (para medidas de pressão diferencial).

Como medidores de pressão diferencial, os transdutores de pressão são empregados para a medida de nível em tanques e vazões. Neste caso, elementos primários, geradores de depressão (placas de orifício, bocais, tubos de Venturi, etc.), são utilizados para gerar uma diferença de pressão e a partir dela calcula-se a vazão de gases, vapores e líquidos através de tubulações.

A ligação do processo às tomadas de pressão são realizadas por tubulações de bitola fina, denominadas de linhas de impulso (**sensing lines**) [12], conforme ilustrado na figura 2-02.

Os transdutores de pressão são instrumentos eletromecânicos complexos formados basicamente por dois sistemas: um mecânico e um eletrônico. O sistema mecânico de um transmissor possui um elemento sensor elástico (diafragma, fole, tubo Bourdon), que flete com a pressão. O movimento do elemento sensor é detectado e convertido pelo sistema eletrônico em um sinal elétrico mensurável.

Os transdutores de pressão podem ser classificados pela forma com que o deslocamento do elemento sensor é transformado em um sinal elétrico. Dois princípios são utilizados: o direto (**motion-balance**) e o balanço de forças (**force-balance**). No princípio de funcionamento do *motion-balance* o deslocamento do elemento sensor é proporcional à pressão aplicada, e permanece constante até que haja uma variação de pressão (o elemento sensor pode ser visto como uma mola cuja deformação é proporcional à força aplicada), o deslocamento do elemento sensor é, então, transformado em um sinal eletrônico através de um **strain gage**, **célula capacitiva**, **ponte de relutâncias** ou **fio ressonante**. Já no

force-balance o deslocamento do elemento sensor é visto como um sinal de erro, que, por sua vez, gera uma força eletromagnética que tende a reposicionar o elemento sensor na posição original. Neste caso, o sinal medido provém da "força" que está sendo aplicada para "balancear" o sistema, e que, por sua vez, deve ser igual à força causada pela pressão aplicada no elemento sensor [12,48,51].

O sistema eletrônico do transdutor de pressão é, então, responsável pela conversão do sinal de pressão, em um sinal elétrico.

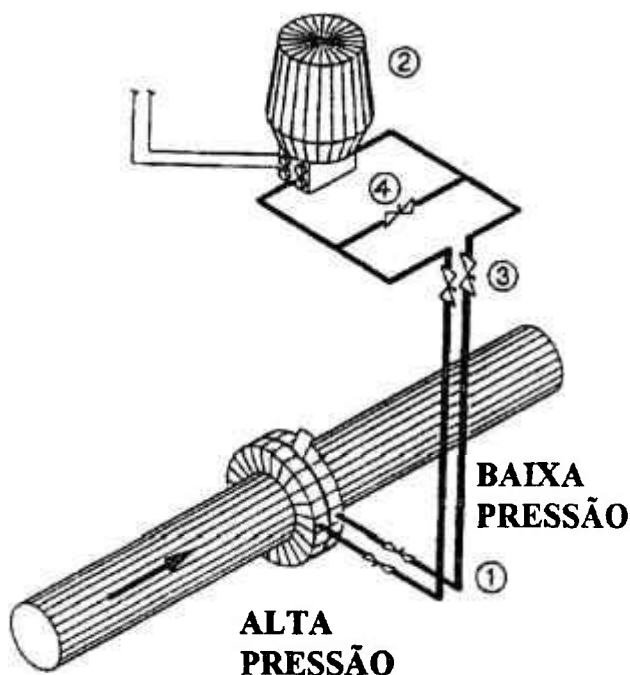


Figura 2-02: Esquema típico de conexão do transdutor de pressão no processo. 1. Linhas de Impulso de pressão, 2. Transmissor de Pressão (Elemento Transdutor e Eletrônica), 3. Válvulas de Isolação e 4. Válvula de equalização [42].

Tanto para os conversores de temperatura como para os transdutores de pressão, o sinal de saída é transmitido à instrumentação na sala de controle pelos mesmos fios que fornecem a alimentação para o seu funcionamento, ou

seja, são transmissores a dois fios, e, dependendo da opção utilizada, fornecem um sinal de saída em forma de corrente contínua que varia de 4 a 20 mA, ou de 10 a 50mA.

No presente trabalho, utilizaremos sensor ou instrumento para denominar, indistintamente, o conjunto formado pelo elemento transdutor e pelo elemento transmissor de sinal.

2.2. Tempo de Resposta de Sensores de Processo

De forma geral, os instrumentos possuem uma inércia, isto é, a resposta do instrumento a uma mudança no processo medido, não é instantânea [8,9]. Por exemplo, nos sistemas mecânicos, a massa caracteriza a inércia, enquanto que em sistemas elétricos e térmicos a inércia é caracterizada pela capacitância elétrica e térmica, respectivamente. Assim, a taxa de resposta de um sensor depende tanto das propriedades físicas do sensor, como das propriedades físicas e dinâmicas do processo. O tempo de resposta de um sensor pode, então, ser previsto através de um modelo que considera tais propriedades.

As características dinâmicas dos sensores de temperatura dependem fundamentalmente do coeficiente de transferência de calor entre o processo e o sensor, portanto, das condições do processo e do fluido onde está imerso, inclusive da existência (ou não) do poço térmico, que aumenta a inércia térmica do conjunto e, conseqüentemente, o tempo de resposta do mesmo [36].

Em geral, a dinâmica dos sensores de temperatura pode ser representada por um modelo dinâmico linear de **1ª ordem** [20,36]. Já os sensores de pressão costumam ser modelados como sistemas dinâmicos lineares de **2ª ordem** devido aos seus componentes mecânicos que armazenam energia [42,48,51]. Devemos ressaltar que, no caso de sensores de pressão, além da dinâmica da parte mecânica, existem dois outros fatores que afetam o tempo de resposta, a saber: a existência do "pote de selagem" e o amortecimento eletrônico.

O "pote de selagem" é um equipamento utilizado para isolar fisicamente o ambiente monitorado do sensor. A razão para o uso do "pote" pode ser para

evitar a contaminação do sensor ou a formação de bolhas de vapor nas linhas de impulso. O pote é formado internamente por um diafragma e por um fole, que podem aumentar significativamente o tempo de resposta do transdutor.

O amortecimento eletrônico (*damping*) consiste de uma espécie de filtro eletrônico que visa atenuar as oscilações causadas por vibrações nas estruturas mecânicas ligadas ao sensor.

Em relação aos transdutores de pressão descritos anteriormente, não podemos esquecer que um fator que afeta o tempo de resposta total é o "atraso hidráulico", que é tanto maior quanto maior for o volume de fluido que deve ser movimentado para indicar a respectiva variação de pressão. Assim, o "atraso hidráulico" é fortemente influenciado pelo diâmetro da linha de impulso. Outro fator que afeta o tempo de resposta é o "atraso acústico", que é tanto maior quanto maior for o comprimento da linha de impulso, pois maior será o tempo necessário para que a informação de pressão percorra a distância. Nestes casos o tempo de resposta do transdutor deve ser somado ao tempo de resposta devido à linha de impulso.

2.2.1. Degradação do Tempo de Resposta dos Sensores

Os transdutores utilizados em centrais nucleares normalmente são expostos a condições que podem degradar o seu desempenho dinâmico com o tempo.

Os principais fatores que modificam as características dinâmicas dos sensores de temperatura, quando instalados no processo, são [25,26]:

- efeitos de temperatura sobre os materiais e sobre as características térmicas dos materiais utilizados para a transferência de calor;
- efeitos de pressão sobre os espaços vazios, que são comprimidos;
- efeitos de corrosão sobre os materiais, criando camadas isolantes térmicas;

- efeitos de vibração sobre a estrutura mecânica que suporta o elemento resistivo e sobre a própria estrutura do elemento resistivo.
- danos de radiação no sensor ou na pasta térmica utilizada quando os mesmos são instalados em poço térmico.

Para os transdutores de pressão, um fator específico que afeta o tempo de resposta é a possível deterioração das linhas de impulso, pois dependendo da disposição física da instalação, estas linhas podem alcançar centenas de metros de comprimento, embora este comprimento deva ser o menor possível para minimizar seus efeitos sobre o tempo de resposta [22,45]. As linhas de pressão são menos suscetíveis à degradação do que os transdutores. Entretanto, há situações que podem levar ao aumento do tempo de resposta, resultante de problemas nestas linhas, tais como:

- bloqueios devido a partículas sólidas (resíduos de solda, etc.), boro solidificado, incrustações de impurezas etc;
- ar ou gás dentro da linha (**bolhas**);
- instalação imprópria ou defeito nas válvulas de equalização e bloqueio.

Além das condições ambientais, outros fatores podem contribuir para a degradação do transdutor, como por exemplo, os trabalhos de manutenção nos equipamentos [48].

2.3. Transientes em Centrais Nucleares

Na fase de projeto de uma instalação nuclear são feitas simulações através de modelos matemáticos, que utilizam as características de projeto da instalação como parâmetros de entrada, e cujos resultados servem para "prever" o comportamento dinâmico da instalação quando submetida a dois tipos de transientes: (i) transientes normais de operação e (ii) transientes que são considerados como sendo anormais.

Os transientes normais de operação são aqueles existentes em condições normais de operação, tais como partidas e desligamentos de bombas, alterações no nível de potência gerada pelo reator, e que geram variações com o aumento e diminuição da pressão de operação, alterações do nível no gerador de vapor e no pressurizador, entre outros.

Por situações anormais de operação deve-se entender como acidentes de baixa frequência ou probabilidade, postulados para testar a capacidade da instalação de reagir (através dos seus múltiplos sistemas de segurança) de maneira segura, para controlar e reverter a situação do acidente.

Entre as situações de operação consideradas como anormais estão, por exemplo [19]:

- retirada acidental das barras de controle, causando um aumento indesejado da potência do reator;
- abertura acidental da válvula de segurança do pressurizador, causando o abaixamento (indesejado) da pressão no circuito primário;
- ruptura na tubulação do circuito primário do reator ou de qualquer outra linha conectada ao sistema. Este acidente é considerado como o mais grave em uma instalação nuclear, e as conseqüências decorrentes dependem da magnitude da ruptura (coeficiente de descarga - C_D) e da eficácia dos sistemas de proteção.

Geralmente, tais acidentes podem ser aproximados por transientes do tipo rampa, podendo estas rampas serem "fortes" ou "suaves", positivas ou negativas. Na figura 2-03, apresentamos um exemplo de transiente utilizado nas simulações [19].

Baseado nestas informações, as simulações permitem estabelecer uma "seqüência de eventos" no tempo para cada acidente postulado. A Tabela 2-02 mostra, como exemplo, a seqüência de eventos para um acidente postulado de grande ruptura da tubulação do circuito primário da Usina de Angra I, considerando três valores para o coeficiente de descarga C_D . Como podemos ver na tabela 2-02, a partir da análise dos acidentes postulados, são estabelecidos tempos específicos para que o sistema de proteção acione os dispositivos necessários à segurança da instalação.

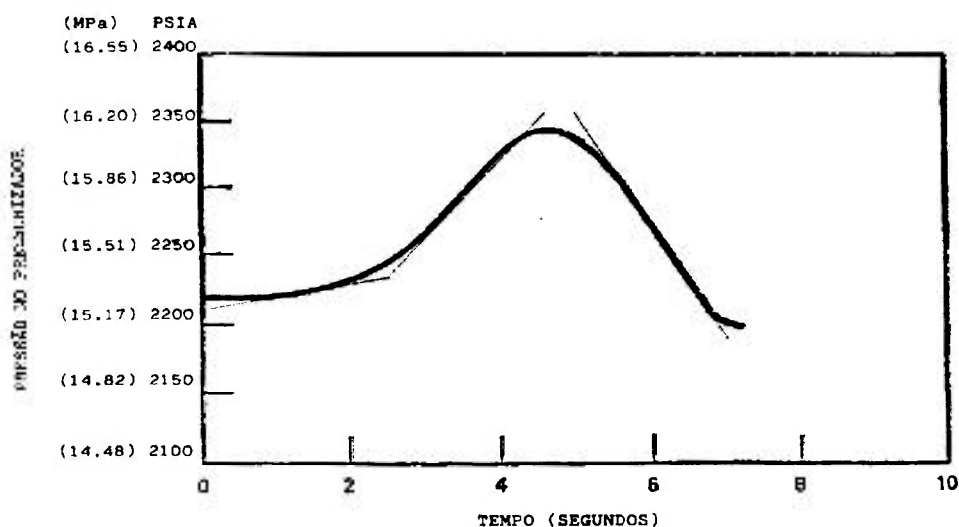


Figura 2-03: Transiente de Pressão no Pressurizador devido à retirada acidental das barras de controle [19]

Tabela 2-02: Seqüência de eventos para um acidente de grande ruptura do circuito primário do Reator de Angra I [19], onde C_D representa o coeficiente de descarga

SEQÜÊNCIA DE EVENTOS (TEMPOS EM SEGUNDOS)			
EVENTO	$C_D=0.4$	$C_D=0.6$	$C_D=1.0$
Início do acidente	0,00	0,00	0,00
Início do desligamento do reator por baixa pressão no pressurizador	0,37	0,36	0,35
Início da injeção do acumulador de emergência	0,64	0,53	0,44
Início do remolhamento da parte inferior do núcleo do reator	31,89	29,09	27,54
Acumuladores vazios	43,25	40,46	38,66
Início da refrigeração forçada de emergência	25,64	25,53	25,44

2.4. Requisitos de Tempo dos Sistemas de Proteção do Reator

Uma parte do Sistema de Proteção do Reator é o subsistema de desligamento do reator (**Reactor Trip System - RTS**). Sempre que uma variável do processo excede um valor prefixado (**setpoint**), o reator deve ser desligado, de forma a evitar danos severos no encamisamento do combustível ou perda de integridade do sistema, que poderiam levar à liberação de produtos de fissão radioativos para a contenção.

O RTS é dividido em vários tipos de circuitos de desligamento (**Trip circuits**), que atuam em condições pré-definidas e calculadas para uma larga variedade de acidentes postulados. Um dos requisitos desses circuitos é o tempo de resposta máximo. O tempo de resposta, na especificação de projeto, é definido como o tempo entre o instante em que uma variável monitorada atinge o valor ajustado como limite permissível, até o instante em que as barras de desligamento são liberadas e começam a "desligar" o reator. A tabela 2-03 mostra os valores típicos do tempo de resposta permitidos em uma central nuclear.

Tabela 2-03: Valores máximos permitidos para os tempos de resposta na geração do sinal de desligamento do reator de Angra I [19]

TIPO DE DESLIGAMENTO (TRIP CIRCUITS)	TEMPO DE RESPOSTA MÁXIMO PERMITIDO (s)
Nível alto ou baixo de fluxo neutrônico	0,5
Taxa variação ou positiva e negativa de fluxo neutrônico	0,5
Sobrepotência no Reator *	6,0
Sobretensão no Reator*	6,0
Baixa ou alta pressão no Pressurizador	1,0
Alto nível de água no Pressurizador	2,0
Perda de vazão no circuito primário	1,0
Baixa frequência no sistema de bombas do primário	0,6
Baixa tensão no sistema de bombas do primário	1,2
Baixa vazão de água de alimentação	2,0
Muito baixo nível de água de alimentação	2,0

* - Incluindo o tempo de transporte de 2s. O tempo de transporte é o tempo necessário para a informação originada no núcleo do reator chegar até onde esta localizado o sensor.

2.5. Monitoração do Tempo de Resposta dos instrumentos ligados ao Sistema de Proteção do Reator

Durante os testes pré-operacionais da central nuclear, deve ser demonstrado que os atrasos dos equipamentos instalados nos circuitos são menores do que os valores assumidos na análise de acidentes.

Conforme mencionado anteriormente, os tempos de resposta dos instrumentos ligados ao sistema de proteção de um reator nuclear podem sofrer alterações, principalmente pelo fato de os mesmos estarem instalados em ambientes muito agressivos.

Desta forma, o Sistema de Proteção do Reator deve ser sempre avaliado para se verificar significativas mudanças nesses valores, que poderiam comprometer a segurança da instalação.

Para assegurar que o tempo de resposta não se deteriore a ponto de colocar em risco a instalação, a *U. S. Nuclear Regulatory Commission (USNRC)*, forneceu, a partir da publicação do *Nuclear Regulatory Guide (NUREG) 1.118 [46]*, em 1977, uma nova importância para os valores de tempo de resposta de sensores instalados em centrais nucleares. No NUREG 1.118, a USNRC, fundamentada em outras normas [34,35], recomenda que sejam realizados testes periódicos a fim de verificar se o tempo de resposta dos canais de segurança dos reatores está, ou não, dentro dos limites estabelecidos na análise de segurança; recomenda, ainda, que o tempo de resposta seja medido *in-situ*, isto é, com o sensor instalado em seu local de operação normal. Caso isto não seja possível, a medida realizada deve assegurar que os valores, extrapolados para a condição real de operação, estejam dentro dos limites de aceitação.

3. MÉTODOS DE MEDIDA DE TEMPO DE RESPOSTA

O tempo de resposta do sensor pode ser medido em laboratório expondo o mesmo a uma entrada do tipo degrau ou rampa. Entretanto, um dos problemas nas medidas de tempo de resposta de alguns sensores é que o tempo depende, além das características do sensor, das condições de onde está localizado. Isto significa que o tempo de resposta de um sensor medido em laboratório não representa, necessariamente, o tempo de resposta do mesmo sensor quando instalado no processo, pois as condições locais de pressão, temperatura e vazão, são dificilmente reproduzíveis em laboratório. Outro problema é que, em se tratando de uma instalação nuclear, a retirada periódica do sensor para teste em laboratório é impraticável.

Quando o sensor está instalado no processo, teoricamente, o teste de tempo de resposta pode ser realizado perturbando-se a variável monitorada. Mas, novamente, é impraticável provocar perturbações no processo por motivos de dificuldades práticas e por segurança da instalação.

Tendo em vista toda esta problemática, métodos que permitam o teste de sensores instalados no processo, testes no sítio (**testes *in-situ***), em condições normais de operação, são altamente desejáveis. Adicionalmente, no caso de centrais nucleares, é importante que o teste possa ser realizado de um ponto remoto, pois deve-se evitar o acesso ao sensor, uma vez que o mesmo fica localizado dentro do sistema de contenção do reator, um ambiente com altos níveis de radiação quando o reator está em funcionamento.

A partir de 1975 foram desenvolvidos vários métodos que permitem o teste de sensores na instalação em operação normal. Os testes são:

Loop Current Step Response (LCSR), é um teste aplicável a sensores de temperatura do tipo resistência e do tipo termopares. O teste é baseado no aquecimento remoto do sensor com aplicação de uma corrente elétrica nos terminais. A corrente causa um transiente de temperatura no sensor que pode ser analisado de forma a se obter o seu tempo de resposta nas condições do teste [20,21,37,38].

Power Interrupt (PI), aplicável a transmissores de pressão do tipo balanço de forças de um determinado fabricante (Foxboro Co.). O teste PI é realizado remotamente, desligando e ligando a alimentação do transmissor. Quando a alimentação é ligada, a saída do transmissor é monitorada e analisada para, a partir dos dados coletados, se obter o tempo de resposta do sensor [50,51].

Rampa de Pressão, aplicado a todos os tipos de sensores de pressão. O teste ocorre sem a retirada do sensor da instalação, porém, requer o acesso às tomadas de pressão. Utiliza-se para o teste uma bancada que gera uma rampa de pressão hidráulica como sinal de entrada para o sensor de processo e, simultaneamente, para um sensor de referência de resposta rápida. O atraso de tempo entre a resposta do sensor sob teste e a resposta do sensor de referência para um valor de pressão é utilizado como característica do tempo de resposta [48].

O método do teste de rampa é normalmente referido como **teste direto**, uma vez que o valor do tempo de resposta é obtido diretamente por inspeção de um gráfico de resposta dinâmica do sensor. Já os testes LCSR e PI são **testes indiretos**, uma vez que o tempo de resposta é obtido a partir de uma análise que correlaciona os resultados obtidos com um modelo matemático do sensor.

Para todos os testes mencionados, apesar de não haver a retirada do instrumento da instalação, é necessário colocá-lo fora de serviço, ou seja, durante os testes os sensores não são utilizados para monitoração do processo. Tal fato representa um problema indesejável do ponto de vista da segurança da central nuclear, mesmo que haja redundância de sensores na monitoração da variável, ou, ainda, que os testes sejam rápidos.

No entanto, existe um outro teste, indireto e *in-situ*, que não tem esta limitação e cuja viabilidade de aplicação já era conhecido antes mesmo de 1975. Este teste de tempo de resposta para sensores de processo é baseado na **Análise de Ruído (Noise Analysis)** [29,53], que será abordado nas próximas seções.

3.1. Utilização da Análise de Ruído em Centrais Nucleares

Efeitos aleatórios representam o que chamamos de ruído e aparecem freqüentemente na natureza e em muitos sistemas dinâmicos com os quais o homem trabalha. O estudo dessas flutuações aleatórias permite obter informações importantes sobre o funcionamento desses sistemas. Resumindo, ruído é a variação aleatória de uma variável em torno de um valor médio e, neste trabalho, é a parte que nos interessa do sinal. A **Análise de Ruídos** é reconhecida como uma ferramenta analítica e experimental poderosa em diversas áreas de aplicações.

A análise de ruído para medida do tempo de resposta é baseada na existência das flutuações naturais que ocorrem nos locais onde estão instalados os sensores de processo enquanto a instalação está em operação [1]. Estas flutuações são, em geral, originadas nas turbulências induzidas pela vazão de água, nas transferências aleatórias de calor e em outros fenômenos que ocorrem naturalmente. Por exemplo, no caso de sensores de temperatura, as flutuações de temperatura são devidas às variações do coeficiente de transferência de calor entre o fluido e o sensor, sendo que o coeficiente varia em função do escoamento do fluido e por uma eventual formação de bolhas que posteriormente venham a colapsar. No caso de sensores de pressão, a origem das flutuações está nas ondas de choque produzidas pela passagem do fluido nas tubulações e nos equipamento termo-hidráulicos.

O tipo de teste analisado neste trabalho consiste em utilizar a resposta do sensor a estas flutuações para ajustar um modelo da função de transferência, que seja aceita como representante da dinâmica do sensor. A função de transferência, identificada a partir destas flutuações, pode ser utilizada para prever a resposta do sensor para diversos tipos de transientes, em particular, para prever a resposta do sensor a uma variação dos tipos impulso, degrau e rampa. A construção do modelo e os métodos de interpretação da resposta são baseados tanto na teoria de sistemas lineares, quanto nos processos estocásticos dos sistemas.

Os métodos de análise das flutuações podem ser classificados segundo o domínio no qual o sinal é medido, isto é, no domínio da freqüência ou no domínio

do tempo. Para análise no domínio da frequência utiliza-se a densidade espectral de potência (**Power Spectral Density - PSD**) do sinal analisado, obtida através da transformada rápida de Fourier. Então uma função matemática apropriada ajusta a densidade espectral de potência, e desta, é obtido o tempo de resposta do sensor.

O método possui limitações cuja origem está:

- nas incertezas das estimativas dos espectros;
- na suscetibilidade da incerteza do ajuste com relação à região do espectro escolhida para o ajuste; e
- na necessidade de se medir uma grande quantidade de dados para se obter um espectro significativo em baixas frequências.

Apesar destas limitações, o PSD obtido da análise de Fourier das flutuações do sinal do sensor é importante para caracterizar a resposta dinâmica do sensor e do processo (**assinatura do sensor**) em determinadas condições de operação. A mudança da assinatura naquelas condições de operação, é uma indicação de que ocorreu alguma alteração do sensor, ou do processo.

No domínio do tempo, uma seqüência amostral do sinal é utilizada para ajustar um modelo auto-regressivo do qual se extrapolam coeficientes que permitem prever a resposta do sensor a um impulso (função delta), a um degrau e a uma rampa (Capítulo 4).

Teoricamente a análise de ruído deve fornecer resultados precisos quando o ruído de excitação é perfeito, ou seja, é composto por uma somatória infinita de frequências, todas com mesma amplitude (**ruído branco - white noise**). Assim, o sinal de saída do sensor, que é visto como uma resposta à excitação, representa a "resposta em frequência" do sensor. O tratamento adequado da resposta em frequência permite obter a função de transferência do sensor e, conseqüentemente, prever o seu comportamento quando submetido a outros tipos de perturbações. Na prática, como descreveram H. M. Hashemian *et al.* [29], a análise de ruído tem falhado em fornecer resultados consistentes quando apenas resultados numéricos são procurados para o tempo de resposta, porque na verdade o ruído envolvido no processo não é do tipo branco, o que, de certa

forma, dificulta a interpretação dos resultados. Adicionalmente, no caso de uma análise do tipo auto-regressiva, os resultados mostram-se sensíveis aos parâmetros e ao tipo de modelo de ajuste utilizado. Assim, neste caso, deve-se avaliar a ordem apropriada do modelo para que um resultado seja devidamente compreendido.

Dificuldades da análise têm direcionado a utilização do teste por análise de ruído para monitoração da degradação do tempo de resposta dos sensores, isto é, quando o teste detectar uma significativa variação do resultado obtido, em relação a algum valor de referência, é utilizado um outro teste para precisar o valor do tempo de resposta.

Apesar dos testes LCSR, PI e rampa de pressão terem sido comprovadamente mais corretos do que o teste baseado na análise de ruído, eles não são versáteis. Ressaltamos que a análise de ruído é um teste *in-situ* e contínuo em linha (*on-line*), isto é, realizado durante a operação sem a necessidade do operador da planta desabilitar o sensor. Além disso, a análise de ruído é especialmente útil para teste de tempos de resposta de sensores de pressão, porque diferente dos outros métodos, ele considera a linha de impulso do sensor. Assim, a análise de ruído mantém-se uma opção viável, desde que seja validada e devidamente compreendida, para utilização em um programa de testes periódicos.

Este trabalho estuda a metodologia utilizada para a medida do tempo de resposta de sensores pela análise de ruído por séries temporais e modelos auto-regressivos, e representa uma contribuição para o desenvolvimento de futuros programas de testes periódicos do tempo de resposta de sensores do sistema de proteção de reatores de centrais nucleares.

4. ANÁLISE DA DINÂMICA DE SISTEMAS UTILIZANDO MODELOS AUTO-REGRESSIVOS DE SÉRIES TEMPORAIS

4.1. Modelo Auto-regressivo (AR)

Uma única história temporal representando um fenômeno aleatório é denominado função amostral (ou registro amostral quando observado sobre um intervalo de tempo finito). A coleção de todas as possíveis funções, que o fenômeno pode produzir é denominado um processo aleatório ou processo estocástico, uma vez que um registro amostral de dados para um fenômeno físico deve ser originado de uma realização física de um processo aleatório (Apêndice B.1).

Assumindo que há flutuação aleatória da grandeza do processo que o sensor mede, sem a superposição de sinais periódicos, sinais lentamente variáveis ou componentes constantes (sinal DC), a série temporal das flutuações do sinal medido pelo sensor pode ser representado por um modelo tipo Auto-regressivo (AR) de ordem n :

$$x_k = \sum_{i=1}^n a_i x_{k-i} + v_k \quad (4-01)$$

onde k denota o k -ésimo valor da série, $\{x\}$ um sinal **ergódico**¹ estacionário, e $\{v\}$ uma seqüência de **ruído branco gaussiano- RBG** (*White Noise*).

Assim, o modelo utilizado para representar o processo estocástico (figura 4-01) é um modelo linear utilizado para representar o sistema físico (sensor), alimentado apenas por um ruído branco gaussiano (RBG), v_k , e que representa as incertezas devido as perturbações não controladas, limitação do modelo e incerteza de medida do sinal [41].

¹ Hipótese Ergódica. Fís. Qualquer hipótese que permita provar a coincidência entre média de uma variável de um sistema termodinâmico fechado tomada sobre o tempo e a média da mesma variável calculada. [Novo Dicionário Aurélio da Língua Portuguesa]

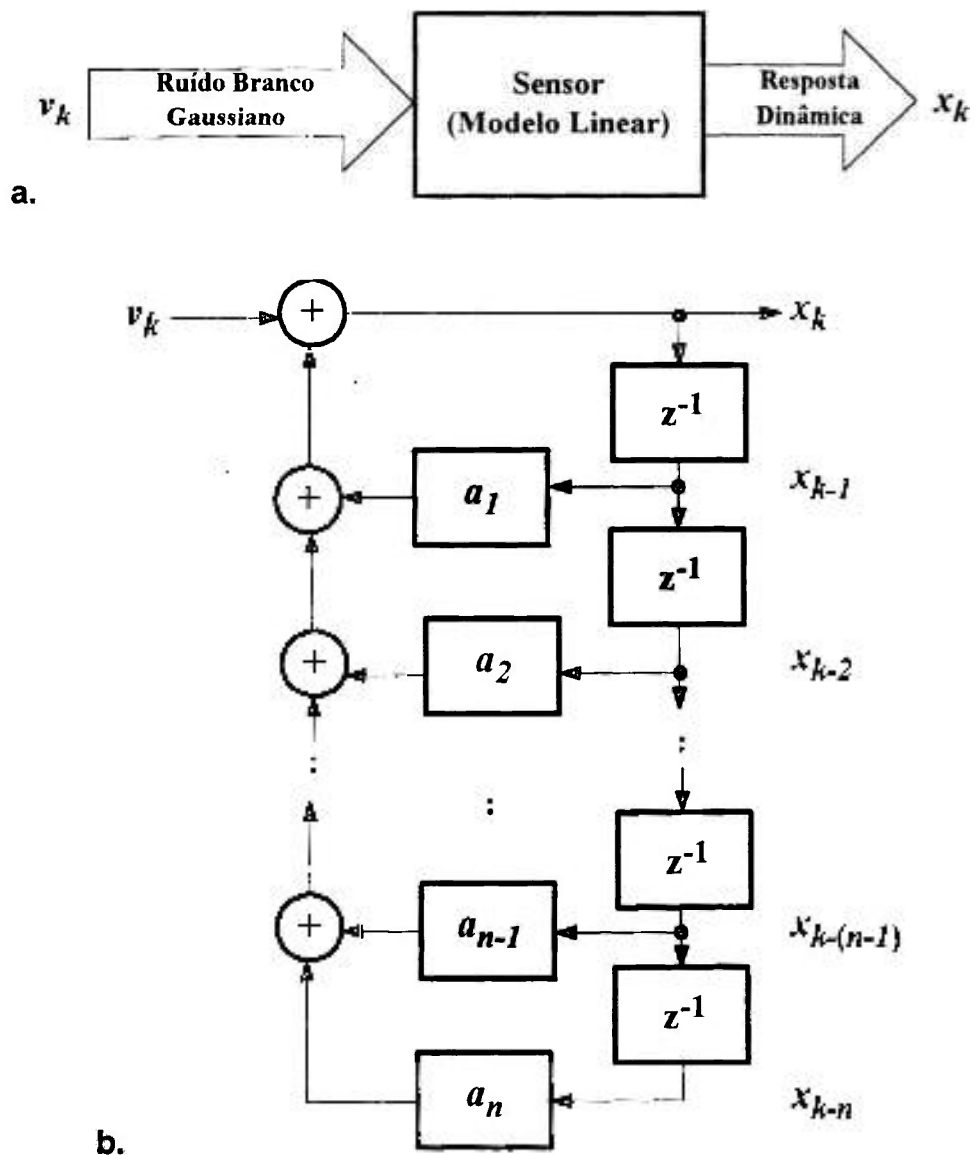


Figura 4-01: a. Fonte de ruído e Saída de um processo estocástico para um instante k . b. Diagrama de blocos do modelo linear auto-regressivo do sensor, onde z^{-1} representa o bloco atraso.

A estimativa dos coeficientes do modelo, teoricamente, poderia ser feita utilizando o Método de Mínimos Quadrados (MMQ) ou a estimativa de Máxima Verossimilhança. Entretanto, na prática, como os valores de x_k em média são

próximos de zero, os cálculos numéricos realizados têm difícil solução. Assim, utiliza-se a metodologia descrita a seguir para simplificar o cálculo.

Primeiro, como consideramos v_k um ruído branco gaussiano (RBG), então v_k é uma seqüência não correlacionada e têm uma estatística especificada pelo **valor médio** nulo, $\mu_v=0$ (portanto, o sistema fica totalmente representado pelo modelo AR da equação 4-01) e **variância** σ_v^2 igual a um valor σ^2 . Isto é:

$$\mu_v = E[v] = \int_{-\infty}^{\infty} vp(v)dv = 0 \quad (4-02)$$

$$\sigma_v^2 = E[(v - \mu_v)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (v - \mu_v)^2 p(v)dv = \sigma^2 \quad (4-03)$$

Onde :

- $p(v)$ é a **função densidade de probabilidade (FDP)** da variável aleatória v que, por hipótese, é gaussiana e é denotada por $G(0, \sigma^2)$.
- $E[f(v)]$ é o operador **Valor Esperado** de uma função da variável aleatória v , definido por:

$$E[f(v)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(v)p(v)dv \quad (4-04)$$

Definido ψ_v^2 como o valor quadrático médio de v , por:

$$\psi_v^2 = E[v^2] = \int_{-\infty}^{\infty} v^2 p(v)dv \quad (4-05)$$

e desenvolvendo a integral da equação 4-03 e utilizando a equação 4-02 temos:

$$\begin{aligned} \sigma_v^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} (v - \mu_v)^2 p(v)dv = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} v^2 p(v)dv - \mu_v^2 = \\ &= \psi_v^2 - \mu_v^2 = \\ &= \psi_v^2 - 0 = \psi_v^2 \end{aligned}$$

De forma que $\sigma^2 = \Psi_v^2 = E[v_k^2]$. Logo se o ruído for observado (amostrado) N vezes, σ^2 pode ser estimado por:

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_k^2 \quad (4-06)$$

Onde o chapéu (^) sobre uma quantidade ϕ , $\hat{\phi}$, é utilizado para denotar o valor estimado desta quantidade, isto é, a quantidade $\hat{\phi}$ representa uma estimativa de ϕ baseado em um intervalo finito de tempo ou em um número finito de pontos da amostra, e algum algoritmo de cálculo.

Segundo, vamos introduzir a **função autocorrelação**, $R_{xx}(\tau)$, de um processo ergódico $\{x_t\}$, e portanto, vamos nos valer do fato de que, neste caso, é possível descrever as propriedades de um processo aleatório calculando-se médias temporais sobre funções amostrais específicas do conjunto e não por meio de médias do conjunto em instantes específicos. Portanto, considerando uma das possíveis funções amostrais do processo aleatório, podemos escrever a função autocorrelação como [4]:

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)dt \quad (4-07)$$

Na prática o conceito de dados estacionários, é aplicado a dados de um registro histórico no tempo individual de um fenômeno aleatório. Isto envolve uma pequena diferença de interpretação do conceito. Quando um único registro histórico no tempo é definido ser estacionário, significa que as propriedades calculadas sobre um curto intervalo de tempo não variam significativamente de um outro intervalo de tempo. A palavra "significativamente" é usada aqui no sentido de que as variações observadas não são maiores do que poderiam ser esperados, devido a variações estatísticas normais. Assim, para uma **série temporal** com N valores de x do processo estocástico $\{x_t\}$, a função autocorrelação para um atraso discreto k , pode ser estimada como o valor esperado de $x_t \cdot x_{t+k}$:

$$\hat{R}(\tau = k) = E[x_t \cdot x_{t+k}] = \frac{1}{N-k} \sum_{i=1}^{N-k} x_i \cdot x_{i+k} = c_k \quad (4-08)$$

Como $E[x_t \cdot x_{t+k}] = E[x_{t-k} \cdot x_t]$, então $c_k = c_{-k}$, ou seja, c_k é simétrico.

Reescrevendo a equação 4-01 como:

$$x_t = \sum_{i=1}^n a_i x_{t-i} + v_t \quad (4-09)$$

e multiplicando a equação 4-09 por x_{t-k} , obtém-se:

$$x_{t-k} x_t = \sum_{i=1}^n a_i x_{t-i} x_{t-k} + x_{t-k} v_t \quad (4-10)$$

Determinando os valores esperados:

$$E[x_{t-k} x_t] = \sum_{i=1}^n \hat{a}_i E[x_{t-i} x_{t-k}] + E[x_{t-k} v_t] \quad (4-11)$$

Como os valores esperados de x_{t-k} são independentes do valor atual do ruído aleatório v_t (pelo modelo auto-regressivo, supõe-se que somente o valor x_t depende do valor v_t), então a última parcela da equação acima é nula, e utilizando a equação 4-08, podemos reescrever a equação 4-11 como:

$$c_k = \sum_{i=1}^n \hat{a}_i c_{k-i} \quad \text{para } k > 0 \quad (4-12)$$

Esta equação é denominada equação de **Yule-Walker**, que na forma matricial pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 & c_1 & \dots & c_{n-1} \\ c_1 & c_0 & \dots & c_{n-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n-1} & c_{n-2} & \dots & c_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}_2 \\ \vdots \\ \hat{a}_n \end{bmatrix} \Rightarrow \bar{c} = P \cdot \hat{a} \quad (4-13)$$

Na prática, os coeficientes do modelo AR de ordem n são estimados tomando-se apenas a inversão da matriz de autocorrelação (P) dos sinais observados, ou seja:

$$\hat{a} = P^{-1} \bar{c} \quad (4-14)$$

A estimativa dos coeficientes, calculada desta forma, depende não apenas dos valores estimados da função autocorrelação do sinal observado, mas também, da seqüência destes valores.

Uma vez estimados os coeficientes a_j , podemos calcular a função autocorrelação ajustada, que permite extrapolar a função autocorrelação, além dos valores utilizados no cálculo, para um análise qualitativa da estimativa dos coeficientes. Para isto calcula-se:

$$c_k^{\text{ajustado}} = \sum_{i=1}^n a_i c_{k-i}^{\text{ajustado}} \quad \text{para } k \geq 0 \quad (4-15)$$

onde, para valores $k-i < 0$, c_j^{ajustado} é aproximado por $c_j^{\text{ajustado}} = c_{-j}$, com $j = k-i$, uma vez que, como já dissemos, c_k é simétrico ($c_k = c_{-k}$).

Tomando novamente a equação 4-01, multiplicando ambos os lados da igualdade por x_k e calculando os valores esperados de cada parcela, obtemos:

$$E[x_k^2] = \sum_{i=1}^n \hat{a}_i E[x_k x_{k-i}] + E[x_k v_k] \quad (4-16)$$

Nota-se que o valor atual da variável aleatória, x_k , é dependente do valor atual de ruído, v_k , portanto o valor esperado do produto é calculado por:

$$\begin{aligned}
E[x_k v_k] &= E\left[\left(\sum_{i=1}^n a_i x_{k-i} + v_k\right) \cdot v_k\right] \\
&= E\left[\sum_{i=1}^n a_i x_{k-i} \cdot v_k + v_k \cdot v_k\right] \\
&= E\left[\sum_{i=1}^n a_i x_{k-i} \cdot v_k\right] + E[v_k \cdot v_k] \\
&= \sum_{i=1}^n \hat{a}_i \cdot E[x_{k-i} \cdot v_k] + E[v_k^2] \\
&= E[v_k^2]
\end{aligned}$$

Substituindo este resultado na equação 4-16, obtemos:

$$c_0 = \sum_{i=1}^n \hat{a}_i c_i + E[v_k^2] \quad (4-17)$$

Observando a equação 4-06, concluímos que a estimativa da variância do ruído pode ser estimada como:

$$\hat{\sigma}^2 = c_0 - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i c_i \quad (4-18)$$

4.2. Critérios de Seleção da Ordem do Modelo AR

Há muitos critérios que permitem decidir objetivamente qual o melhor modelo a ser adotado [53]. É muito difícil escolher o modelo ótimo baseado em um único critério, por isso são utilizados vários critérios simultaneamente, destacando-se os seguintes:

- Aproximação Probabilística (AIC) - Akaike's Information Criteria
- Estimativa do Erro Final (FPE)

- Critério de Comparação Bayesiana (BPC)

Em geral estes critérios são baseados em testes de hipóteses que utilizam quantidades estatísticas, como será discutido a seguir.

A Função densidade de probabilidade, **FDP**, para um espaço m -dimensional de m variáveis aleatórias x_1, \dots, x_m , denotado por $p\{x_1, \dots, x_m\}$, é tal que:

$$p(x_1, \dots, x_m) = \lim_{\substack{\Delta x_i \rightarrow 0 \\ \vdots \\ \Delta x_m \rightarrow 0}} \left[\frac{\text{Probabilidade}[(x_1 - \frac{1}{2} \Delta x_1 < x_1 \leq x_1 + \frac{1}{2} \Delta x_1) \cap \dots \cap (x_m - \frac{1}{2} \Delta x_m < x_m \leq x_m + \frac{1}{2} \Delta x_m)]}{\Delta x_1 \dots \Delta x_m} \right] \quad (4-19)$$

Em geral, a FDP combinada é uma função que pode ser muito difícil de ser construída e calculada. Alternativamente, supondo as variáveis aleatórias x e θ , define-se a FDP condicional, denotado por $p(x|\theta)$, como sendo a FDP de x dado que ocorreu θ , tal que a FDP conjunta $p(x, \theta)$ é agora calculada pelo produto de $p(x|\theta)$ pela FDP de θ , $h(\theta)$, ou seja:

$$p(x, \theta) = p(x|\theta) \cdot h(\theta) \quad (4-20)$$

E vice-versa,

$$p(x, \theta) = q(\theta|x) \cdot g(x) \quad (4-21)$$

Utilizando as equações 4-20 e 4-21, obtemos

$$p(x|\theta) = \frac{q(\theta|x) \cdot g(x)}{h(\theta)} \quad (4-22)$$

Esta equação relaciona $p(x|\theta)$ com $q(\theta|x)$, e é denominada de teorema de Bayes. Generalizando para um conjunto de variáveis aleatórias x_1, \dots, x_m , $h(\theta)$ é

uma distribuição marginal e que pode ser calculada [14] pela projeção $\int q(\theta|x_i) \cdot g(x_i) \cdot dx_i$, logo obtemos

$$p(x, \theta) = \frac{q(\theta|x_i) \cdot g(x_i)}{h(\theta)} = \frac{q(\theta|x_i) \cdot g(x_i)}{\int q(\theta|x_i) \cdot g(x_i) \cdot dx_i} \quad (4-23)$$

Quando as variáveis aleatórias não são eventos mas hipóteses, o significado do teorema de Bayes toma um significado denominado Bayesiano. Todo o conhecimento prévio é representado por uma lei de probabilidade de um parâmetro θ (ou hipótese) estudado. O experimento modifica este conhecimento, transformando uma lei *a priori* em uma lei *a posteriori*. Classicamente o parâmetro θ , tem um valor verdadeiro e fixo, mas desconhecido, e que pode ser estimado. Porém nesta interpretação, θ não tem um valor fixo, e se descreve o conhecimento de θ pela FDP $p(\theta)$, a qual define o grau de convicção (*degree of belief*) de uma hipótese, em diferentes valores possíveis de θ . Para construirmos $p(\theta)$ usamos um conhecimento *a priori* quando selecionamos uma faixa de valores de θ ou acreditamos que alguns valores são mais razoáveis. Então podemos escrever

$$p(\theta_i|x) = \frac{p(x|\theta_i) \cdot p(\theta_i)}{\int p(x|\theta_i) \cdot p(\theta_i) \cdot d\theta_i} \quad (4-24)$$

onde:

θ_j é uma hipótese diferente e x representa as variáveis experimentais;

$p(\theta_j|x)$ representa o conhecimento *a posteriori* ;

$p(x|\theta_j)$ representa a FDP para obter o valor atual da medida x , dada a hipótese θ_j ;

$p(\theta_j)$ representa o conhecimento *a priori* ou o grau de convicção em uma hipótese diferente.

A diferença entre $p(\theta_j)$ e $p(x|\theta_j)$ demonstra que o conhecimento a priori de θ_j pode ser alterado pela medida x .

A distribuição $p(\theta_j|x)$ resume todo o conhecimento de θ_j , e, conseqüentemente, pode ser utilizado para determinar o valor de θ_j que maximiza $p(\theta_j|x)$.

Quando, por exemplo, temos que $p(x|\theta) = p(x)$, dizemos que x e θ são variáveis aleatórias independentes e então temos que

$$p(x, \theta) = p(x) \cdot p(\theta) \quad (4-25)$$

Se agora tomarmos várias medidas, obtidas de N observações independentes de uma variável aleatória x , tal que $p_i(x_i|\bar{\theta})$ é a FDP da i -ésima variável, e $\bar{\theta}$ é o parâmetro aplicado a todas as variáveis, a FDP combinada de N observações, $\bar{x}^N = \{x_1, \dots, x_N\}$, é dada por

$$L(\bar{x}^N|\bar{\theta}) = L(x_1, \dots, x_N|\bar{\theta}) = \prod_{i=1}^N p_i(x_i|\bar{\theta}) \quad (4-26)$$

É usual denominar-se esta função de Função Verossimilhança (*Likelihood Function*) quando consideramos que L é somente função de $\bar{\theta}$, com \bar{x}^N fixado pelos valores observados no experimento. A estimativa de $\bar{\theta}$ utilizando esta função consiste em determinar o valor de $\bar{\theta}$ que maximiza a função de densidade probabilidade combinada para a medida com N observações.

4.2.1. Aproximação Probabilista (AIC)

Uma vez que a máxima probabilidade condicional (*Conditional Maximum Likelihood* - CML) estima os parâmetros $(\hat{a}^n, \hat{\sigma})$ de um modelo de ordem n , podemos calcular o valor esperado do logaritmo da função densidade de probabilidade, para a medida com N observações como sendo [53]:

$$E[\ln L(\bar{x}^N | (\bar{a}^n, \sigma))] = \ln L(\bar{x}^N | (\hat{a}^n, \hat{\sigma})) - (n+1) \quad (4-27)$$

Notamos que $\ln L(\bar{x}^N | (\hat{a}^n, \hat{\sigma}))$ poderia ser o valor correto do logaritmo da função verossimilhança se \bar{x}^N fosse originado de um modelo caracterizado por $(\hat{a}^n, \hat{\sigma})$, porém $(\hat{a}^n, \hat{\sigma})$ é somente uma estimativa de (\bar{a}^n, σ) . Esta ignorância sobre o valor verdadeiro de (\bar{a}^n, σ) manifesta-se pela redução do logaritmo da função verossimilhança pela quantidade $(n+1)$.

Assim, o critério (AIC) baseia-se na escolha de um modelo de ordem n que maximiza o valor de:

$$Q = \ln L(\bar{x}^N | (\hat{a}^n, \hat{\sigma})) - (n+1) \quad (4-28)$$

O cálculo de Q requer o conhecimento da FDP da seqüência de ruído v_k . Em muitos casos assume-se que v_k tem distribuição Gaussiana, $G(0, \sigma^2)$ (Apêndice B, eq. B-07). Logo:

$$L(\bar{x}^N | (\hat{a}^n, \hat{\sigma})) = \frac{1}{(2\pi\hat{\sigma}^2)^{N/2}} \exp\left(-\frac{1}{2\hat{\sigma}^2} \cdot \sum_{k=1}^N (x_k - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i x_{k-i})^2\right) \quad (4-29)$$

Porém, se utilizarmos as equações 4-01 e 4-06, temos que:

$$\sum_{k=1}^N (x_k - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i x_{k-i})^2 = \sum_{k=1}^N v_k^2 = N \cdot \hat{\sigma}^2 \quad (4-30)$$

Substituindo a equação 4-30 na equação 4-29, obtemos que Q (equação 4-28) é calculado como sendo:

$$Q = -\left\{ \frac{N}{2} \ln(2\pi) + 1 \right\} - \frac{N}{2} \ln \hat{\sigma}^2 - \frac{N}{2} - n \quad (4-31)$$

Como os termos constantes podem ser ignorados e maximizar L significa minimizar $-2Q$, então o critério AIC pode ser expresso como:

$$\text{AIC} = \text{Minimo}(N \ln(\hat{\sigma}^2) + 2n) \quad (4-32)$$

Que é conhecido como critério AIC (*Akaike's Information Criterion*), ou seja, o modelo de ordem ótima, n^* , é aquele no qual o valor do AIC é mínimo.

4.2.2. Estimativa do Erro Final (FPE)

A Estimativa do Erro Final é definida como

$$\text{FPE} = E[(x_N - \hat{x}_N)^2] \quad (4-33)$$

onde

$$\hat{x}_N = \sum_{i=1}^n \hat{a}_i x_{N-i} \quad (4-34)$$

O cálculo do FPE assume que à medida que N aumenta, a dependência dos coeficientes \hat{a}^n com N desaparece, pois os coeficientes convergem assintoticamente para os valores verdadeiros e, então, \hat{x}_N aproxima-se do valor verdadeiro, minimizando o resultado final de FPE. Ou seja, para N grande as estimativas de \hat{a}^n são independentes dos valores das observações presentes ou recentes, e, então, \hat{x}_N depende somente da estatística dos n valores anteriores, $\{x_{N-i}, i=1, 2, \dots, n\}$.

Baseado nisso e nos resultados da equação de Yule-Walker (equação 4-13), obtém-se [53].

$$FPE = \frac{N+n}{N-n} \left(c_0 - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i c_i \right) \quad (4-35)$$

Utilizando a equação 4-18 na equação 4-35, temos:

$$FPE = \frac{N+n}{N-n} \hat{\sigma}^2 \quad (4-36)$$

Que é conhecido como critério FPE (*Final Prediction Error Criterion*), ou seja, o modelo de ordem ótima, n^* , é aquele no qual o valor do FPE é mínimo.

Verifica-se que, tomando o logaritmo do FPE no limite, quando N tende ao infinito, obtemos

$$\begin{aligned} \ln(FPE) &= \ln \left(c_0 - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i c_i \right) + \ln \left(1 + \frac{n}{N} \right) - \ln \left(1 - \frac{n}{N} \right) \\ \lim_{N \rightarrow \infty} [\ln(FPE)] &= \ln \hat{\sigma}^2 + \left(\frac{n}{N} \right) - \left(-\frac{n}{N} \right) = \ln \hat{\sigma}^2 + \frac{2n}{N} = \frac{1}{N} AIC \end{aligned} \quad (4-37)$$

Ou seja, o critério do FPE se aproxima assintoticamente do critério AIC.

4.2.3. Critério de Comparação Bayesiana (BPC)

Considerando que existam q modelos e o i -ésimo modelo tem n_i parâmetros, a probabilidade do erro, ao selecionarmos o i -ésimo modelo para representar o conjunto de valores \vec{x}^N , é dada por:

$$\text{Probabilidade do Erro} = 1 - P(n_i | \vec{x}^N)$$

onde $P(n_i | \vec{x}^N)$ é a probabilidade *a posteriori*.

Queremos que este erro seja mínimo, logo, deve-se escolher a ordem n_i do modelo, para o qual $P(n_i | \vec{x}^N)$ é máxima.

Para um processo AR com distribuição Gaussiana, o valor BPC, conhecido como critério de seleção denominado de BPC (*Bayes Probability Criterion*), é calculado por [53]:

$$BPC = N \ln \sigma_v^2 - n \ln N - n \left[\ln \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_v^2} \right) - 1 \right] \quad (4-38)$$

onde:

σ_v^2 é a variância de v_k ,

σ_x^2 é a variância de x_k ($\sigma_x^2 = E[(x_k)^2] = E[x_k x_k] = C_0$)

Determinar n que maximiza $P(n_i | \vec{x}^N)$, minimizando a probabilidade de erro, é equivalente a determinar o modelo de ordem ótima, n^* , no qual o valor do BPC é máximo.

4.3. Estimativa do Tempo de Resposta utilizando um modelo AR

Estimados os coeficientes do modelo de ordem n que melhor ajustam os sinais observados e que atendam a condição da seção 4.1.2, tais valores são utilizados para calcular a resposta dinâmica do sensor. Para isto, inicialmente consideramos a existência de um modelo que represente a saída x do sistema em função da entrada v , denominado de média móvel (MA), dado por:

$$x_i = \sum_{k=0}^{M} h_k v_{i-k} \quad (4-39)$$

Esta equação é uma aproximação finita e discreta da integral de convolução

$$x(t) = \int_0^t h(\xi) v(t-\xi) d\xi \quad (4-40)$$

onde $h(\xi)$ é a função impulso do sistema. Assim, de forma semelhante, $\{h_k\}$ define a função impulso do sistema.

Se a entrada do sistema em condições iniciais nulas, é uma perturbação impulsiva, digitalmente isto significa que v_i é 1 para $i=0$ e nulo para qualquer outro valor de i . Segue-se, então, que a resposta do sistema, calculada utilizando as equações 4-01 e 4-39 são, respectivamente:

	Modelo Auto-regressivo:	Sistema de função impulso $h(i)$:
$i=0$	$x_0 = 0 + 1 = 1$	$x_0 = h_0 \cdot 1$
$i=1$	$x_1 = a_1 \cdot 1 + 0 = a_1$	$x_1 = h_0 \cdot 0 + h_1 \cdot 1 = h_1$
$i=2$	$x_2 = a_1 \cdot (a_1) + a_2 \cdot 1 + 0 = a_1^2 + a_2$	$x_2 = h_0 \cdot 0 + h_1 \cdot 0 + h_2 \cdot 1 = h_2$
\vdots	\vdots	\vdots
$i=n$	$x_n = (a_1^n + a_2 z^{n-1} + \dots + a_n)$	$x_n = h_n$

Logo, a resposta a um impulso pode ser calculada por $h_i = a_1^i + a_2 z^{i-1} + \dots + a_i$, para $i=1,2,3,\dots$

Desta forma, para calcular a resposta dinâmica do sensor, primeiro, calcula-se a resposta do sensor a um sinal de entrada do tipo impulso. Especificamente, a resposta a um impulso pode ser calculada recursivamente, computando x_k como uma função prévia de x quando $v_0 = 1$ e $v_k = 0$ para $k > 0$:

$$x_k^r = \sum_{i=1}^n \hat{a}_i x_{k-1}^r \quad (4-41)$$

Segundo, calculada a resposta do sensor a um impulso, a sua integração resulta na resposta do sistema a um degrau unitário [47].

$$x^s(t) = \int_0^t x^r(\xi) d\xi \quad (4-42)$$

Numericamente esta integral pode ser calculada através da regra do trapézio, a partir dos valores obtidos em 4-41. Neste caso, a **constante de tempo**, δ , pode ser estimada fazendo-se uma interpolação linear no intervalo de tempo no qual o valor da resposta x_k^s está imediatamente acima e imediatamente abaixo de 62,3% do valor da resposta final. No caso consideramos, para a resposta final, que o sistema atinge o estado estacionário após decorrido um tempo mínimo da ordem de 4δ (Apêndice B.2.1).

Terceiro, calculada a resposta do sensor a um degrau, a sua integração resulta na resposta do sensor a uma entrada na forma de rampa:

$$x^r(t) = \int_0^t x^s(\xi) d\xi \quad (4-43)$$

Novamente do ponto de vista prático, a equação 4.43 pode ser resolvida numericamente utilizando-se a regra do trapézio, a partir dos valores obtidos para x_k^s e, a partir do resultado obtido, podemos calcular o **tempo de atraso**, φ , como sendo a diferença no tempo entre a rampa de entrada (partindo de $t=0$) e a reta assintótica de x_k^r . Na prática, isto é realizado fazendo-se a extrapolação da reta assintótica, e determinando o instante de tempo em que a extrapolação intercepta o eixo do tempo.

4.4. Validação dos Modelos AR

Depois que um modelo de ordem ótima é selecionado, o modelo deve ser testado para as hipóteses assumidas considerando a estatística das observações. É importante realizar estes testes, pois o modelo ótimo pode não ser sempre adequado para representar os dados, uma vez que foram aventadas várias hipóteses acerca da natureza dos sinais aleatórios.

Destacamos três testes para validar os modelos:

- Comparação da função autocorrelação de x_k com a função autocorrelação obtida do modelo (equação 4-15).
- Avaliação das respostas dinâmicas (impulso, degrau e rampa) estimadas para o modelo.
- Comparação do PSD obtido da Transformada de Fourier do sinal x_k com o PSD obtido do modelo.

Uma vez que podemos obter a Densidade Espectral de Potência (**Power Spectrum Density - PSD**, Apêndice B) das flutuações medidas pelo sensor, utilizando equipamentos do tipo Analisador de Sinais Dinâmicos, é interessante calcularmos o PSD estimado pelo modelo para efeito de comparação. Isto pode ser feito, considerando que o PSD do sinal x_k , $|G_{xx}(f)|$, pode ser obtido a partir da transformada de Fourier de ambos os membros da equação 4-01, cujo resultado é descrito como [4]:

$$G_{xx}(f) = G_{xx}(f) \sum_{i=1}^n a_i e^{-j2\pi i \Delta t} + G_w(f) \quad (4-44)$$

onde Δt é o intervalo de tempo da amostragem do sinal x_k , em segundos. Desta equação obtém-se a resposta em frequência do sistema, como sendo:

$$H(f) = \frac{G_{xx}(f)}{G_{ww}(f)} = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^n a_i e^{-j2\pi i \Delta t}} \quad (4-45)$$

Assim, se observa que os coeficientes do modelo auto-regressivo determinam as raízes correspondentes aos pólos da resposta em frequência.

Se o PSD do ruído é igual a $|G_{vv}(f)| = \sigma^2 \Delta t$, uma vez que por hipótese o ruído é branco², então podemos estimar o PSD das flutuações medidas pelo sensor utilizando:

$$|G_{xx}(f)| = \frac{\hat{\sigma}^2 \Delta t}{\left| 1 - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i \exp(-j \cdot 2\pi \cdot i \cdot f \cdot \Delta t) \right|} \quad (4-46)$$

onde f é a frequência em Hz no intervalo $[0, 1/(2\Delta t)]$, de forma a respeitar o limite da metade da frequência de amostragem ($1/\Delta t$).

Utilizando o PSD podemos calcular a frequência de corte (f_c) do sistema, percorrendo a curva no sentido das frequências crescentes, até que o logaritmo da amplitude caia 3dB. Uma vez obtido o valor f_c , a constante de tempo δ_{fc} pode ser estimada como sendo:

$$\delta_{fc} = \frac{1}{2\pi f_c} \quad (4-47)$$

e então comparada com o valor δ obtido na seção 4.3.

² As características de tempo e frequência de um ruído branco são $R(\tau) = \sigma^2 \cdot \text{Dirac}(\tau)$ e $G(f) = \sigma^2$. Porém, o ruído real é representado como sendo um ruído exponencialmente tempo-correlacionado e de características

$$R(\tau) = \sigma^2 \exp(-\tau/\Delta t) \quad \text{e} \quad G(f) = \frac{\sigma^2 \Delta t}{f^2 \left(\frac{1}{2\pi\Delta t} \right)^2}$$

sendo que, para frequências menores do que $1/(2\pi\Delta t)$, $G(f)$ é aproximadamente $\sigma^2 \Delta t$. Note ainda que $R(\tau=0) = E(x^2) = \sigma^2$ pois o ruído tem valor médio nulo.

4.5. Seqüência Metodológica para Medida do Tempo de Resposta dos Sensores

Em resumo, a seqüência para determinação das características dinâmicas dos sensores é a seguinte:

- (1) Estimar os coeficientes do modelo;
- (2) Selecionar o modelo de ordem ótima, n , adotando-se os critérios de escolha (AIC mínimo, FPE mínimo e BPC máximo);
- (3) Estimar a resposta do sensor a um impulso;
- (4) Estimar a resposta do sensor a um degrau;
- (5) Estimar a resposta do sensor a uma rampa;
- (6) Calcular as características dinâmicas do sensor (constante de tempo e tempo de atraso);
- (7) Utilizar os coeficientes calculados para estimar o PSD e a constante de tempo a partir da freqüência de corte;
- (8) Comparar os resultados obtidos em (6) com os obtidos em (7);
- (9) Comparar o PSD obtido em (7) com o PSD real obtido pela Transformada de Fourier (FFT) da série temporal.

Na figura 4-02 é apresentado o fluxograma da metodologia utilizada para análise.

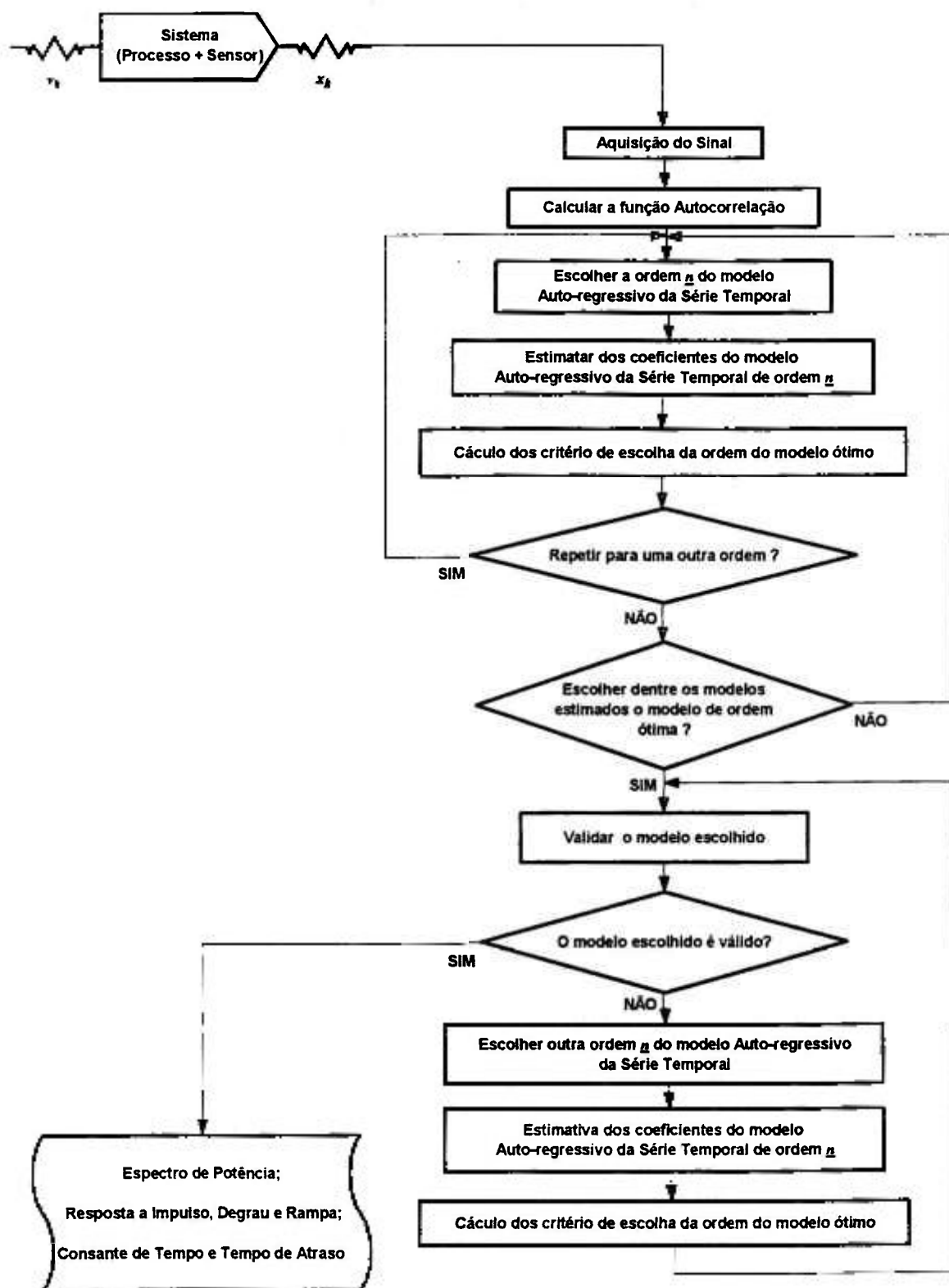


Figura 4-02: Fluxograma do processo de identificação das características dinâmicas de sistemas por análise de ruído, utilizando modelos auto-regressivos (AR) de séries temporais de sinais aleatórios (gerados por ruído branco).

5. VALIDAÇÃO DA METODOLOGIA

5.1. Descrição Geral dos Testes

Com base no estudo da metodologia utilizada, foram executados experimentos "teóricos", isto é, a partir de modelos dinâmicos matemáticos e físicos, foram gerados dados "teóricos", que, por sua vez, foram utilizados para reconstruir o modelo a partir do método de análise auto-regressivo.

O objetivo do experimento teórico é de avaliar a precisão do método, bem como a possível influência de fatores externos, já que aos dados "teóricos" são adicionados valores que simulam perturbações do sinal.

Os experimentos "teóricos" realizados dividem-se em 4 categorias, dependendo da origem da função autocorrelação utilizada. As categorias são:

• **Função autocorrelação calculada para sistemas de 1ª ordem (CP).**

Nesta categoria são utilizadas as equações teóricas que descrevem a função autocorrelação do sinal de saída de sistemas lineares de 1ª ordem¹, excitados por ruído branco gaussiano, e, através do modelo auto-regressivo, calcula-se os parâmetros dinâmicos. Os parâmetros dinâmicos calculados são, então, comparados com os valores originais visando:

- Testar as ferramentas de análise utilizadas para a metodologia.
- Detectar influência do tempo de amostragem nos resultados.

¹ Utilizaremos o termo **sistema de ordem n** para caracterizar a ordem do sistema (físico ou matemático) que está sendo analisado, e o termo **modelo de ordem m** para caracterizar a ordem do modelo auto-regressivo que caracteriza o sistema analisado. Sendo que *m* não é necessariamente igual a *n*.

- Verificar a precisão do processamento dos dados com a variação da constante de tempo.

- **Função autocorrelação calculada para sistemas de 2ª ordem (CS).**

Idem ao anterior, porém, para sistemas lineares de 2ª ordem, de forma a:

- Validar a metodologia de análise para sistemas de 2ª ordem, verificando a precisão do processamento dos dados com a variação das constantes de tempo.
- Detectar influência do tempo de amostragem Δt , nos resultados, para estes testes.

- **Simulação computacional de sistemas de 1ª ordem (SP).**

Nesta categoria utiliza-se o computador para simular a resposta de sistemas lineares de 1ª ordem excitados por sinais do tipo ruído branco gaussiano, sinais periódicos, etc... A partir das respostas são calculadas numericamente as funções autocorrelação de cada sinal, utilizadas para:

- Verificar a performance da metodologia no caso de dados simulados.
- Analisar a influência do tempo de amostragem na análise com dados simulados.
- Verificar a influência causada por uma componente DC no sinal de entrada sobre a autocorrelação do sinal de saída do sistema e na metodologia.
- Verificar a influência de um ruído tendencioso na metodologia.
- Verificar a influência de uma componente AC na metodologia.

- Verificar se a metodologia é capaz de diagnosticar degradação no tempo de resposta do sensor.

• **Simulação computacional de sistemas de 2ª ordem (SS).**

Idem ao anterior, porém, para sistemas lineares de 2ª ordem, de maneira a:

- Verificar a performance da metodologia para um sistema formado pelo acoplamento de dois sistemas de 1ª ordem.
- Verificar a performance da metodologia para sistemas de 2ª ordem de amortecimento subcrítico, sobrecrítico e crítico.

A descrição de cada categoria de testes e os seus resultados estão descritos na próxima seção.

Todo o processamento para a determinação do tempo de resposta, a partir da função autocorrelação, ocorre em uma estação de trabalho do tipo microcomputador HP-9000 série 200 da Hewlett-Packard® [32], onde os dados da função autocorrelação são armazenados em arquivos digitais (em discos magnéticos - disquetes) e o programa desenvolvido realiza: a transferência de dados do Analisador de Sinais Dinâmicos (DSA) pela interface de comunicação; manipula os arquivos de autocorrelações; permite a definição de parâmetros de análise (através de um processo interativo); analisa os dados e permite a visualização e registro gráfico dos resultados.

Os resultados obtidos em cada análise são:

- os valores dos critérios utilizados na escolha do modelo de ordem ótima;
- coeficientes do modelo AR;
- funções autocorrelação: normalizada e ajustada;
- resposta dinâmica do modelo (resposta a impulso, a degrau e à rampa);
- constante de tempo (δ) e tempo de atraso (φ);

- PSD do sinal do sensor obtido do modelo AR (se o ruído de excitação do sensor é RBG, então o PSD é a resposta em frequência do sensor); e
- frequência de corte (f_c) e o respectivo tempo de resposta (δf_c), obtidos do PSD.

Para os testes realizados, descritos nas próximas seções, utilizaremos a seguinte nomenclatura, ilustrada na figura 5-01:

- (N) Número total de pontos da função autocorrelação analisada;
- (Δt) Intervalo de tempo entre dois pontos consecutivos da função autocorrelação, em segundos;
- (ITA) Intervalo de tempo da função autocorrelação utilizada para análise, em segundos; ou seja, $n_{\max} \cdot \Delta t$, onde n_{\max} é a ordem máxima do modelo auto-regressivo (o valor padrão é $n_{\max} = 24$);
- (UT) Unidade de tempo utilizada no cálculo dos modelos auto-regressivos, ou seja, intervalo de tempo efetivo entre as amostras extraídas e utilizadas para cálculo do modelos AR. (Estas três últimas informações são interdependentes, ou seja, a definição de duas delas define, automaticamente, a terceira). O valor padrão é Δt ; e
- (D) Deslocamento, ou seja, as amostras da função autocorrelação, utilizadas para cálculo do modelos AR, são extraídas do registro a cada D pontos, partindo-se do ponto no instante de tempo zero. O valor padrão é 1.

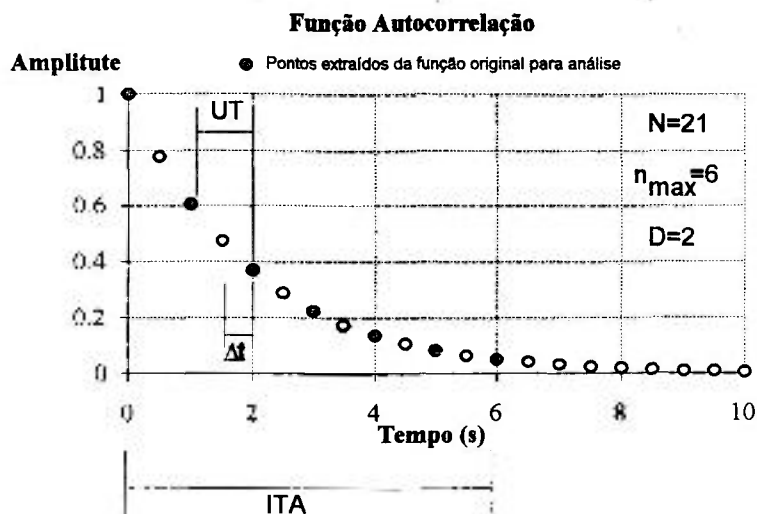


Figura 5-01: Exemplo de uma função autocorrelação utilizada para análise e seus parâmetros.

5.2. Descrição e Resultados dos Testes

5.2.1. Função autocorrelação calculada para sistemas de 1ª ordem (CP)

Os testes desta categoria foram realizados supondo que um sistema linear de 1ª ordem é excitado por ruído branco gaussiano (RBG). Assumindo um sistema linear de 1ª ordem, com função transferência $H_1(s) = \frac{1}{(1 + \delta s)}$, conforme descrito no apêndice B, a função autocorrelação do sinal de saída pode ser descrita como:

$$R_{xx}(\tau) = \frac{A}{4\delta} \cdot e^{-\frac{\tau}{\delta}} \quad (5-01)$$

onde: A é uma constante.

Em um microcomputador, tipo PC, calcula-se a função autocorrelação, através da equação acima, com uma quantidade de pontos (N) distribuídos a intervalos de tempo constante (Δt), e gera-se o arquivo de dados. Este arquivo é,

então, utilizado na estação de trabalho na análise e apresentação dos resultados, segundo o diagrama mostrado na figura 5-02.

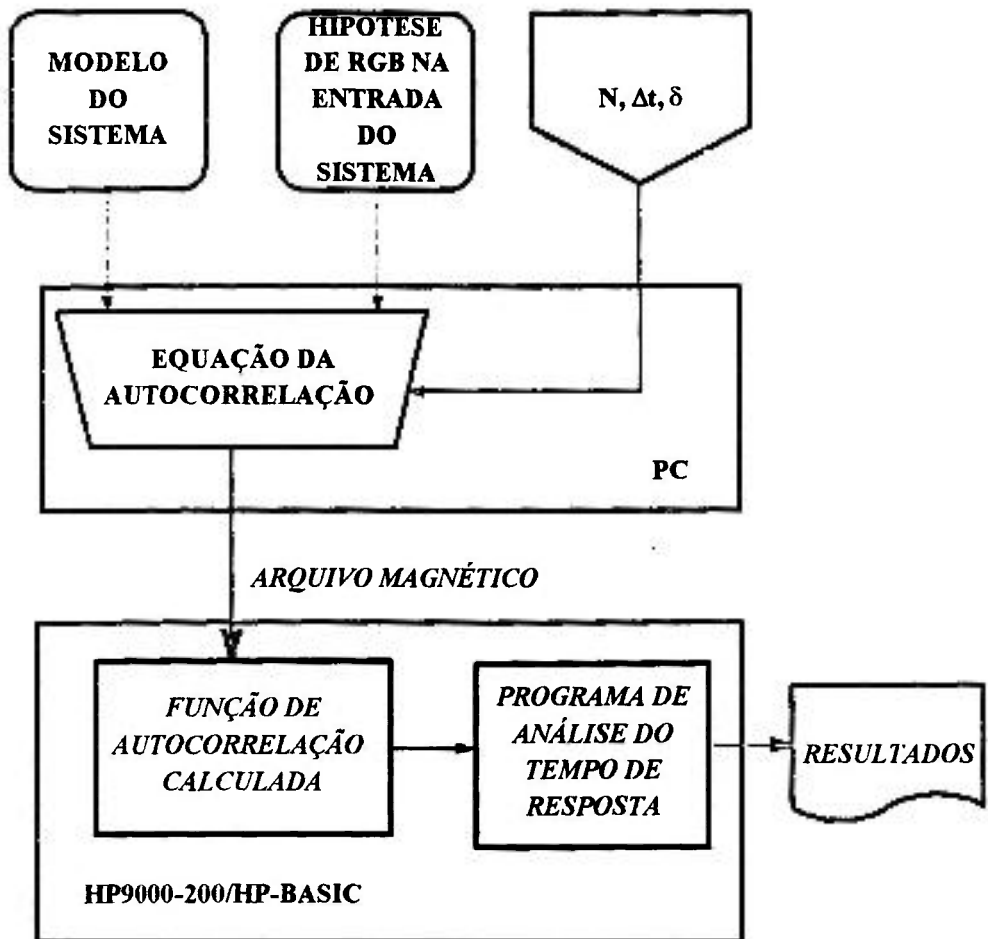


Figura 5-02: Diagrama que ilustra a categoria de testes com a função autocorrelação calculada para sistemas de 1ª ordem (CP).

A seguir são apresentados os resultados de dois testes realizados para esta categoria.

CP-1. Autocorrelação calculada para sistema de 1ª ordem (N=1000, $\Delta t=0,01s$)

Inicialmente foi feita uma análise utilizando-se uma autocorrelação com N=1000 e $\Delta t=0,01s$, e para um sistema inicialmente com $\delta=2,0s$. Os resultados obtidos (ordem do modelo, coeficientes e valores para os critérios de seleção, dependendo da ordem do modelo) são mostrados na tabela 5-01.

Tabela 5-01: Resultados de coeficientes, valores dos critérios de seleção e constante de tempo (δ) e tempo de atraso (ϕ) estimados para o caso CP-1.

Ordem do modelo	Coefficientes AR	$\hat{\sigma}^2$	AIC	FPE	BPC	$\hat{\delta}$ (s)	$\hat{\phi}$ (s)
1	$a_1=9,95 \cdot 10^{-1}$	$9,95 \cdot 10^{-3}$	$-4,608 \cdot 10^{+3}$	$9,97 \cdot 10^{-3}$	$4,60 \cdot 10^{+3}$	1,98	1,88
2	$a_1=9,95 \cdot 10^{-1}$ $a_2=-5,38 \cdot 10^{-7}$	$9,95 \cdot 10^{-3}$	$-4,606 \cdot 10^{+3}$	$9,99 \cdot 10^{-3}$	$4,58 \cdot 10^{+3}$	1,98	1,88
4	$a_1=9,95 \cdot 10^{-1}$ $a_2=-1,40 \cdot 10^{-6}$ $a_3=1,65 \cdot 10^{-6}$ $a_4=-7,84 \cdot 10^{-7}$	$9,95 \cdot 10^{-3}$	$-4,602 \cdot 10^{+3}$	$1,00 \cdot 10^{-2}$	$4,56 \cdot 10^{+3}$	1,98	1,88
8	$a_1=9,95 \cdot 10^{-1}$ $a_2=-1,40 \cdot 10^{-6}$ $a_3=1,65 \cdot 10^{-6}$ $a_4=-1,27 \cdot 10^{-6}$ $a_5=7,75 \cdot 10^{-7}$ $a_6=-1,15 \cdot 10^{-6}$ $a_7=1,89 \cdot 10^{-6}$ $a_8=-1,01 \cdot 10^{-6}$	$9,95 \cdot 10^{-3}$	$-4,594 \cdot 10^{+3}$	$1,01 \cdot 10^{-2}$	$4,52 \cdot 10^{+3}$	1,98	1,88

Nota: modelos de ordem superior forneceram $|a_i| < 10^{-5}$ para $i > 3$.

Observa-se primeiro que o logaritmo natural de FPE é igual ao valor do AIC dividido pelo número de amostras (1000), portanto os valores de AIC e FPE mostram-se equivalentes, conforme conclusão obtida na seção 4.2.2, uma vez que o número de pontos da autocorrelação é suficientemente grande (1000 amostras).

Segundo, os valores dos critérios de seleção da ordem do modelo apontam para um modelo de ordem um, e , independentemente da ordem do modelo, o coeficiente a_1 é predominante em relação aos demais coeficientes. Isto é coerente, uma vez que a função autocorrelação é originada de um modelo matemático de 1ª ordem submetido a um RBG na entrada e, portanto, o coeficiente a_1 é suficiente para representar o sistema. Assim sendo, neste caso, os resultados não dependem da ordem do modelo escolhido.

Utilizando como unidade de tempo (UT) o próprio tempo de amostragem, o processo de análise resultou na constante de tempo de 1,98s e tempo de atraso 1,88s, que diferem de 1% e 6%, respectivamente, do valor de 2s.

No entanto, observando a figura 5-03 a autocorrelação ajustada, verifica-se que o processo de análise reproduz com grande precisão a função autocorrelação durante todo o tempo do registro (na figura 5-03 observa-se que as curvas de autocorrelação utilizada e a ajustada estão sobrepostas no gráfico). Nas figuras 5-04 e 5-05, observa-se que o formato da resposta dinâmica e do PSD são aqueles esperados para um sistema de 1ª ordem.

A diferença numérica dos tempos de resposta com o valor esperado é explicada quando se analisa o tempo total utilizado para o cálculo da resposta dinâmica. Utilizando o tempo total para o cálculo da resposta dinâmica igual ao tempo total do registro da função autocorrelação, neste caso 10s, este tempo foi pequeno para poder caracterizar a região estacionária da resposta dinâmica, necessária para o cálculo correto dos tempos de resposta. Conseqüentemente, obtivemos tempos de resposta menores do que o esperado.

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA

$R_{yy} = (A/4T) \times \exp(-t/T) - A/4T$ $T=2s$
 Instalação DADISP Sensor Sistema
 Fita Canal Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S): .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .24
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 4

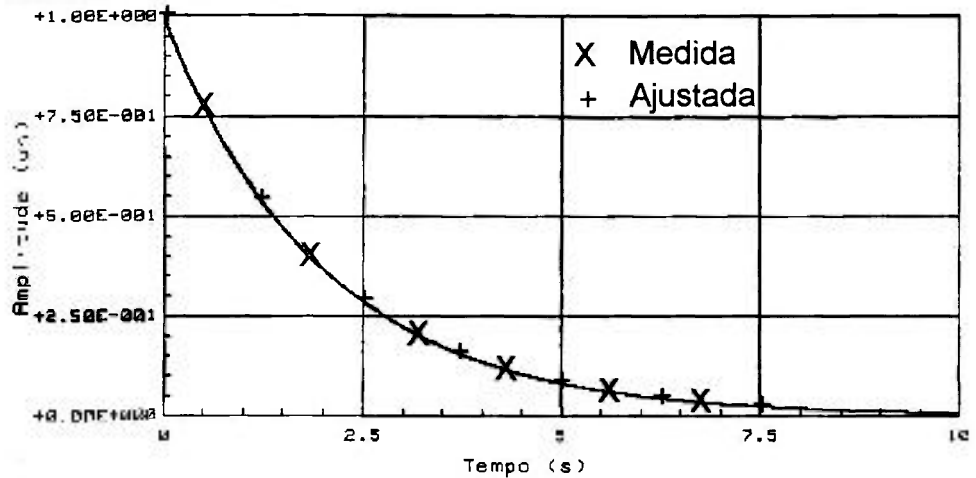
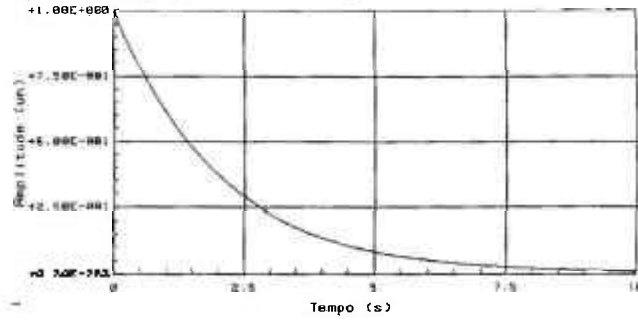


Figura 5-03: Gráfico da função autocorrelação.

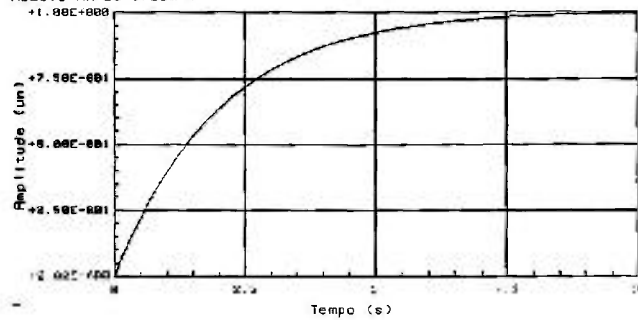
RESPOSTA A IMPULSO TIPO 1

$R_{yy} = (R/4T) * \exp(-t/T) - R/4T$ $T=2s$
 Instalação DADISP Sensor Sistema
 Fita Canal Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 Vel.Rep.(cm/s): 1
 Número de Amostras da Auto-correlação: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S): 01
 Máxima Ordem do Modelo AR: 10
 Intervalo de Tempo para Análise (S): 1
 Deslocamento a cada 1 Amostras: 01
 Unidade de Tempo (S): 01
 Modelo AR de Ordem 4



RESPOSTA A DEGRAU TIPO 1

$R_{yy} = (R/4T) * \exp(-t/T) - R/4T$ $T=2s$
 Instalação DADISP Sensor Sistema
 Fita Canal Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 Vel.Rep.(cm/s): 1
 Número de Amostras da Auto-correlação: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S): 01
 Máxima Ordem do Modelo AR: 10
 Intervalo de Tempo para Análise (S): 1
 Deslocamento a cada 1 Amostras: 01
 Unidade de Tempo (S): 01
 Modelo AR de Ordem 4



RESPOSTA A RAMPA TIPO 1

$R_{yy} = (R/4T) * \exp(-t/T) - R/4T$ $T=2s$
 Instalação DADISP Sensor Sistema
 Fita Canal Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 Vel.Rep.(cm/s): 1
 Número de Amostras da Auto-correlação: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S): 01
 Máxima Ordem do Modelo AR: 10
 Intervalo de Tempo para Análise (S): 1
 Deslocamento a cada 1 Amostras: 01
 Unidade de Tempo (S): 01
 Modelo AR de Ordem 4

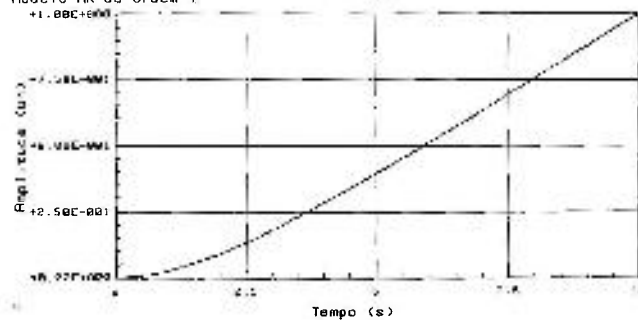


Figura 5-04: Gráficos da resposta dinâmica do modelo AR: a impulso, a degrau e à rampa (• - indica a curva teórica).

RESPOSTA EM FREQUENCIA

$R_{yy} = (A/4T) * \exp(-t/T) - A/4T - T/2s$
 Instalacao DADISP , Sensor Sistema
 Fita ---- , Canal ---- , Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .1
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 4 (Fc = .0794293562899, Tal = 2.00372948398)

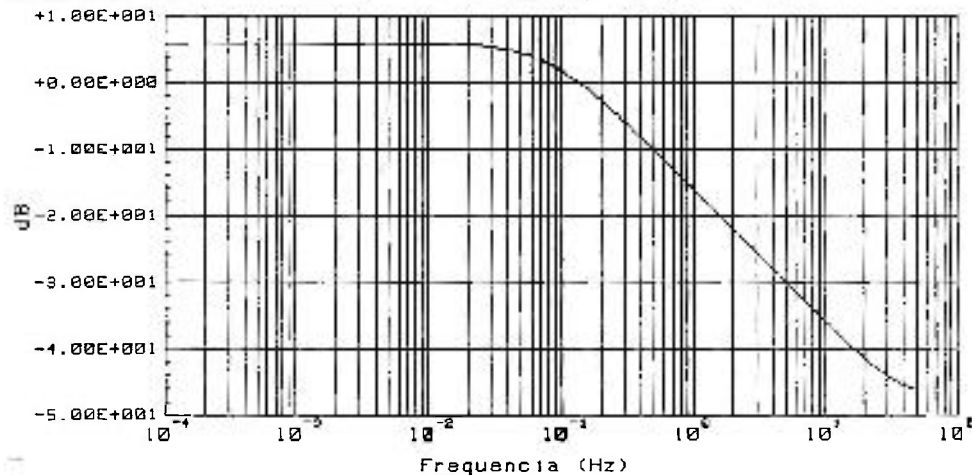


Figura 5-05: Gráfico do PSD obtido do modelo AR (• - indica a curva teórica).

Para verificar a qualidade dos resultados para diferentes constantes de tempo (verificando se a metodologia é capaz de diagnosticar a possível degradação do tempo de resposta do sensor), analisamos outros sistemas de 1ª ordem com constantes de tempo diferentes, mantendo $N=1000$ e $\Delta t = 0,01s$ (o tempo total de registro da função é $1000 \times 0,01 = 10s$) e a análise realizada com os valores padrões ($D=1$, $UT=\Delta t$, $ITA=24 \times 0,01=0,24s$). Os resultados de constante de tempo e tempo de atraso, mostrados na tabela 5-02

Para este teste consideramos, ao realizar o cálculo da resposta dinâmica, que o regime estacionário é atingido em um tempo equivalente a quatro vezes o tempo de registro da função autocorrelação. Neste caso, como se observa na tabela 5-02, os resultados obtidos são exatamente os valores nominais da constante de tempo do sistema utilizado, se considerarmos apenas dois algarismos significativos, e que, no caso do sistema com constante de tempo nominal de 2,0 s o resultado foi melhor do que o valor obtido anteriormente (tabela 5-01).

Tabela 5-02: Resultados de constante de tempo (δ) e tempo de atraso (φ) estimados para o teste CP-1 e diversos sistemas de 1ª ordem com constantes de tempo nominais(φ_{Nominal}) diferentes.

δ_{Nominal} (s)	δ (s)	φ (s)	Ordem do Modelo AR
0,5	0,505	0,505	1
1,0	1,005	1,005	1
1,5	1,505	1,505	1
2,0	2,005	2,005	1
2,5	2,505	2,505	1
3,0	3,005	3,005	1
3,5	3,505	3,502	1
4,0	4,005	3,998	1
4,5	4,504	4,486	1
5,0	5,002	4,966	1
5,5	5,498	5,433	1

Nota-se também que os valores da constante de tempo e o tempo de atraso são equivalentes, como é previsto pela teoria para sistemas de 1ª ordem.

**CP-2. Autocorrelação calculada para sistema de 1ª ordem ($\delta=2,0s$) -
Com variação dos parâmetros de análise D, N, Δt .**

A fim de verificarmos a influência dos pontos da função autocorrelação utilizada na análise, realizamos o seguinte teste: para um sistema com constante de tempo 2,0 s, utilizando sempre a mesma autocorrelação (com $N=1000$ e $\Delta t = 0,01s$) e fixando a ordem do modelo AR em 1, variamos o deslocamento D de 1 a 200 amostras (correspondendo a valores de: UT de 0,01s a 2,0s, e ITA de 0,01 a 2,0s). Desta forma, obtivemos uma variação na constante de tempo crescente de 1,98 a 3,36s, conforme mostrado na figura 5-06.

Fixando a ordem em 20, e variando o deslocamento de 1 a 50 amostras (correspondendo a valores de: UT de 0,01s a 0,5s e ITA de 0,2 a 1,0s), obtivemos uma variação na constante de tempo crescente de 1,98 a 2,24s, conforme mostrado na figura 5-06.

Constatamos também que, para esta variação crescente no deslocamento, o valor do AIC e o valor do FPE variaram de forma crescente, enquanto o valor do BPC é decrescente, como mostrado na figura 5-06.

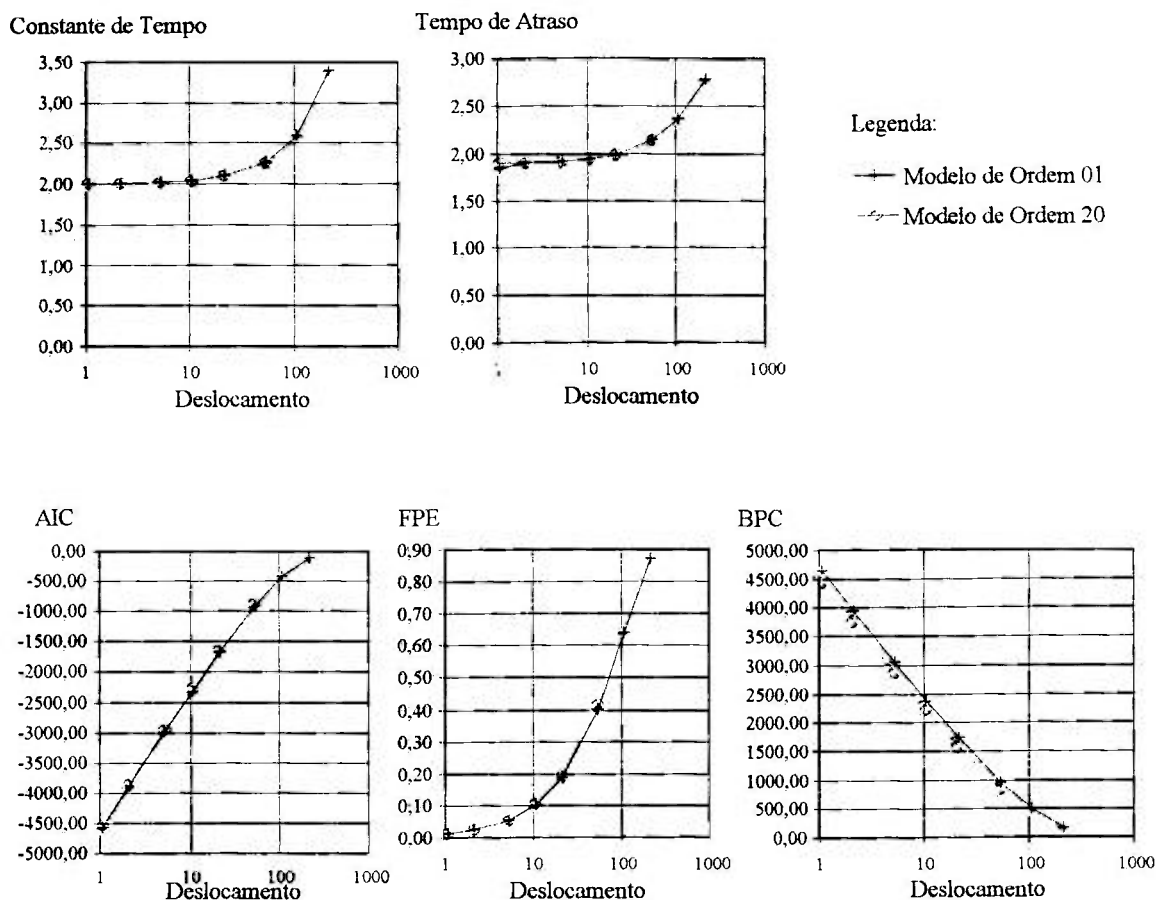


Figura 5-06: Variação de dos resultados com o deslocamento D para a análise, para modelos de ordem 1 e 20.

O acréscimo dos valores do tempo de resposta com a unidade de tempo está relacionado ao passo de integração que aumenta. Aproximação do cálculo da integral por trapézios, calcula um valor de área maior a cada passo de integração quando é calculada a resposta a degrau e um valor de área menor a cada passo de integração quando é calculada a respostas a rampa. Assim é introduzido um erro tanto maior quanto for o passo de integração, e que vai se acumulando. Isto equivale a tornar a resposta do sistema mais lenta do que ocorre na realidade.

A fim de verificar a possível influência do Δt e N nos resultados, foi feito um novo teste, dividindo o Δt por 4 e multiplicando-se N por 4, de forma a manter o tempo total do registro igual a 10 s. Desta forma, a autocorrelação utilizada para a análise tem o mesmo tempo total de registro e é mais bem definida em relação ao teste CP-1. No entanto, não houve variação significativa dos valores do tempo de resposta obtidos com relação ao caso anterior. Ou seja, quando a autocorrelação é "bem comportada", o tempo de amostragem utilizado não interfere na análise.

5.2.2. Função autocorrelação calculada para sistemas de 2ª ordem (CS)

A fim de verificar a adequação da metodologia a sistemas de 2ª ordem, já que muitos instrumentos de processo são sistemas dinâmicos de 2ª ordem (como descrito na seção 2.2.), foram feitos dois testes envolvendo este tipo de sistema. Supondo um sistema de 2ª ordem formado pelo acoplamento de sistemas lineares de 1ª ordem, com função transferência $H_2(s) = \frac{1}{(1 + \delta_1 s) \cdot (1 + \delta_2 s)}$, e excitado por ruído branco gaussiano (RBG), a função autocorrelação do sinal de saída pode ser descrita como:

$$R_{xx}(\tau) = \frac{A_1}{4\delta_1} \cdot e^{-\tau/\delta_1} + \frac{A_2}{4\delta_2} \cdot e^{-\tau/\delta_2} \quad (5-02)$$

conforme é descrito no apêndice B, onde:

$$A_1 = -\frac{\delta_1^2}{\delta_2^2 - \delta_1^2} A$$

$$A_2 = \frac{\delta_2^2}{\delta_2^2 - \delta_1^2} A$$

sendo A uma constante.

De maneira semelhante ao que foi realizado na seção 5.2.1., em um microcomputador tipo PC, calcula-se a função autocorrelação, através da

equação acima, com uma quantidade de pontos (N) distribuídos a intervalos de tempo constante (Δt), e gera-se o arquivo de dados. Este arquivo é, então, utilizado na estação de trabalho para análise e apresentação dos resultados. Na figura 5-07 são apresentados dois exemplos de função autocorrelação para sistemas de 2ª ordem junto com a função autocorrelação para um sistema de 1ª ordem. O resultado mostra que a função autocorrelação de um sistema de 2ª ordem apresenta um "decaimento" mais suave no começo da curva do que um sistema de 1ª ordem.

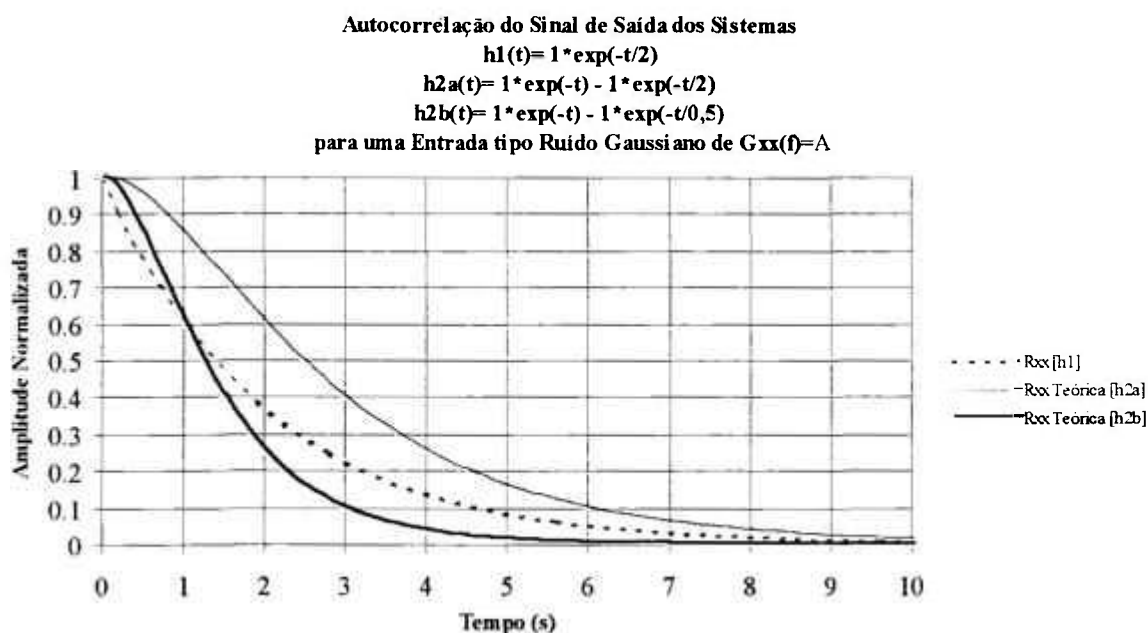


Figura 5-07: Função autocorrelação para um sistema de 2ª ordem comparado com a função autocorrelação calculada para um sistema de 1ª ordem.

Ainda, no caso de sistemas de 2ª ordem, o valor da constante de tempo não tem um significado análogo ao seu significado para sistemas de 1ª ordem. Entretanto, dado o sistema de 2ª ordem, é possível calcular numericamente o instante de tempo em que a resposta do sistema a um degrau atinge o valor de 63,2% do valor final (apêndice B). Denominamos este instante de **constante de tempo aparente**. De forma geral, para sistemas de 2ª ordem com função transferência $H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$, o tempo de resposta fica caracterizado pelo

valor do tempo de atraso, que é dado por $\frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n}{\omega_n^2}$, onde ζ é o fator de amortecimento e ω_n é a frequência natural do sistema [47]. No caso do sistema de 2ª ordem utilizado, ω_n^2 é igual a $1/(\delta_1 \delta_2)$ e $2\zeta\omega_n$ é igual a $[(\delta_1 + \delta_2)/(\delta_1 \delta_2)]$, logo o tempo de atraso é calculado por:

$$\varphi = \delta_1 + \delta_2 \quad (5-03)$$

A seguir são apresentados os resultados dos testes realizados para esta categoria de testes.

CS-1. Autocorrelação calculada para sistema de 2ª ordem (N=1000, $\Delta t=0,01s$)

Para sistemas de ordem superior a 1, espera-se que a função autocorrelação só possa ser ajustada por uma série temporal cujo modelo é superior a 1. De fato, isto foi observado no teste. Conforme mostrado na tabela 5-03, para vários sistemas testados, verifica-se que os valores estimados da constante de tempo e do tempo de atraso ($\hat{\delta}$ e $\hat{\varphi}$) são muito próximos aos valores esperados (respectivamente δ_{Aparente} e $\varphi_{\text{Teórico}}$).

Tabela 5-03: Resultados de constante de tempo (δ) e tempo de atraso (φ) estimados para o teste CS-1

δ_1 e δ_2 (s)	δ_{Aparente} (s)	$\varphi_{\text{Teórico}}$ (s)	$\hat{\delta}$ (s)	$\hat{\varphi}$ (s)	Ordem do Modelo/ Ordem Máxima da Análise*	UT (s)
0,5 e 1,0	1,58	1,5	1,60	1,49	4/10	0,15
1,0 e 2,0	3,17	3,0	3,20	3,00	4/10	0,30
1,0 e 3,0	4,15	4,0	4,24	4,04	4/10	0,50
1,0 e 1,0	2,14	2,0	2,16	2,00	4/10	0,20
2,0 e 2,0	4,29	4,0	4,38	4,03	4/10	0,50

* - Ordem do modelo obtido utilizando-se os critérios de Seleção

CS-2. Autocorrelação calculada para sistema de 2ª ordem (N=4000, $\Delta t=0,05s$, $\delta_1=0,5s$, $\delta_2=1,0s$)

A fim de comparar os resultados da análise com os resultados da literatura, realizamos o teste CS-2, no qual a função autocorrelação e o sistema de 2ª ordem são semelhantes aos utilizados por Upadhyaya [53], em 1978, que utilizou uma função autocorrelação com $N=4000$ e $\Delta t=0,05s$ para analisar um sistema de 2ª ordem com $\delta_1=0,5s$ e $\delta_2=1,0s$. Neste caso, a constante de tempo aparente esperada é 1,58s e o valor da constante de tempo encontrado no teste de Upadhyaya foi 1,64s. O trabalho de Upadhyaya não discute a diferença encontrada e também não fornece maiores informações que permitam uma análise do resultado; assim, utilizamos este resultado apenas como uma referência quanto à ordem de magnitude do resultado.

No presente trabalho, realizando um teste com as mesmas características mencionadas anteriormente, encontramos para a constante de tempo aparente o valor de 1,51s. Observa-se que o teste não está de pleno acordo nem com o valor esperado e nem com o valor experimental de Upadhyaya. No entanto, a diferença do valor experimental obtido neste trabalho e o valor da constante de tempo aparente (0,07s) apresentam a mesma ordem de grandeza da diferença do valor obtido por Upadhyaya e o valor da constante de tempo aparente (0,06s), o que demonstra que, qualitativamente, nosso resultado compara-se ao da literatura.

5.2.3. Simulação computacional de sistemas de 1ª ordem (SP)

Tendo validado a metodologia a partir do valor ideal da função autocorrelação, o próximo passo foi verificar a metodologia utilizando sinais de processo simulados.

Para isto foi utilizado um microcomputador tipo PC, e um programa comercial denominado DADISP[®] [13], apropriado para o processamento digital de sinais. Foram simuladas as respostas para sistemas submetidos a uma perturbação aleatória, utilizando um gerador de números aleatórios, com

propriedades semelhantes a um ruído branco gaussiano. Em alguns casos foi sobreposto, ao ruído branco, um sinal conhecido de forma a verificar a sua influência no resultado final.

Devemos observar que, para calcular a função autocorrelação, o programa DADISP[®] estima inicialmente o sinal de resposta do sistema através da convolução:

$$x(t) = h(t) * v(t) = \int_0^t h(\xi) \cdot v(t - \xi) d\xi \quad (5-04)$$

onde: $v(t)$ é a série temporal com N amostras a intervalos de tempo Δt , do sinal de entrada, no caso um RBG, e $h(t)$ é a resposta impulsiva do sistema, lembrando que, para sistemas de 1ª ordem, cuja função transferência é semelhante àquela descrita em 5.2.1., a resposta impulsiva do sistema é dada por:

$$h(t) = \exp\left(\frac{-t}{\delta}\right) \quad (5-05)$$

Uma vez estimada a resposta do sistema, a função autocorrelação é estimada através da equação:

$$\hat{R}_{xx}(\tau = k) = \frac{1}{N - k} \sum_{i=1}^{N-k} x_i \cdot x_{i+k} \quad (5-06)$$

Obtidos os valores de $\hat{R}_{xx}(\tau = k)$, os mesmos são armazenados em um arquivo de dados para serem utilizados na análise, segundo a seqüência mostrada no diagrama da figura 5-08.

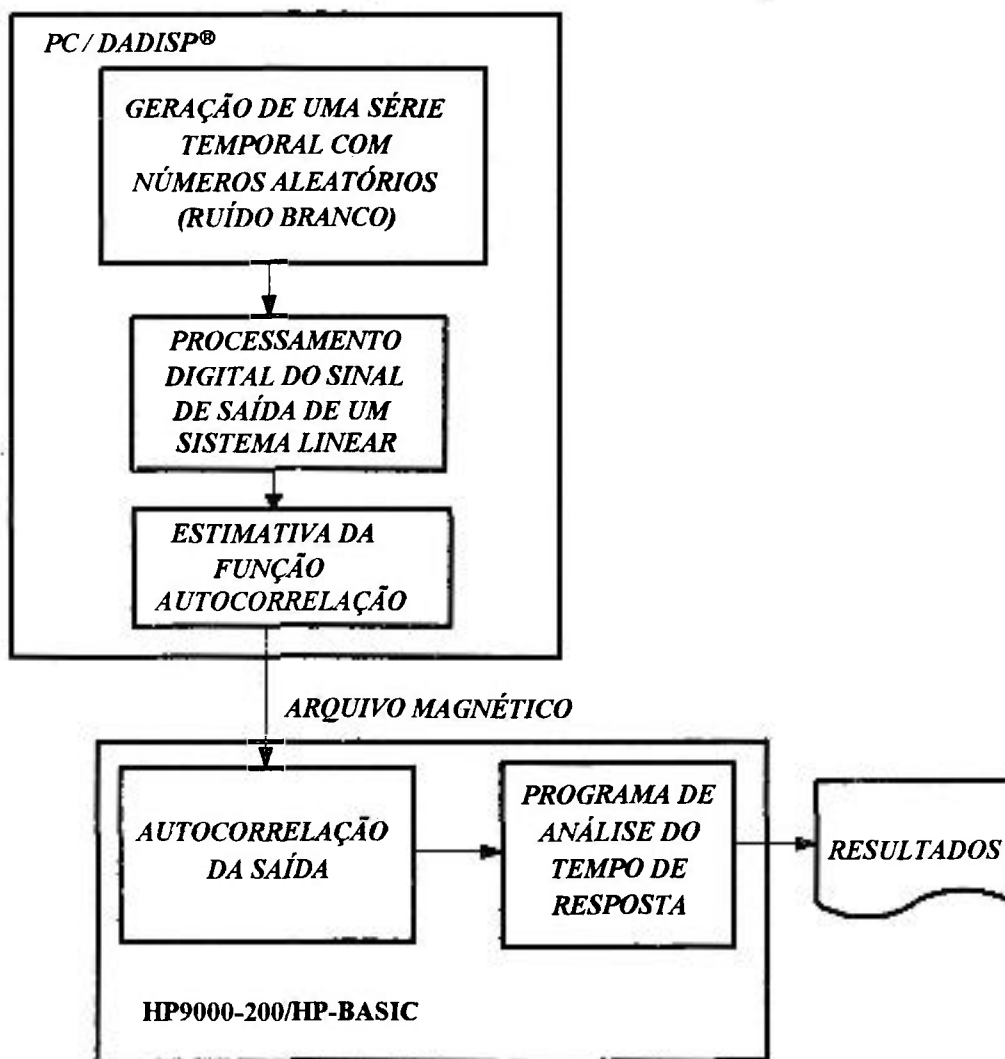


Figura 5-08: Diagrama que ilustra a seqüência da análise nos testes de Simulação Computacional.

Os testes realizados com simulação de sistemas estão relacionados na tabela 5-04 e descritos com mais detalhes nas seções seguintes.

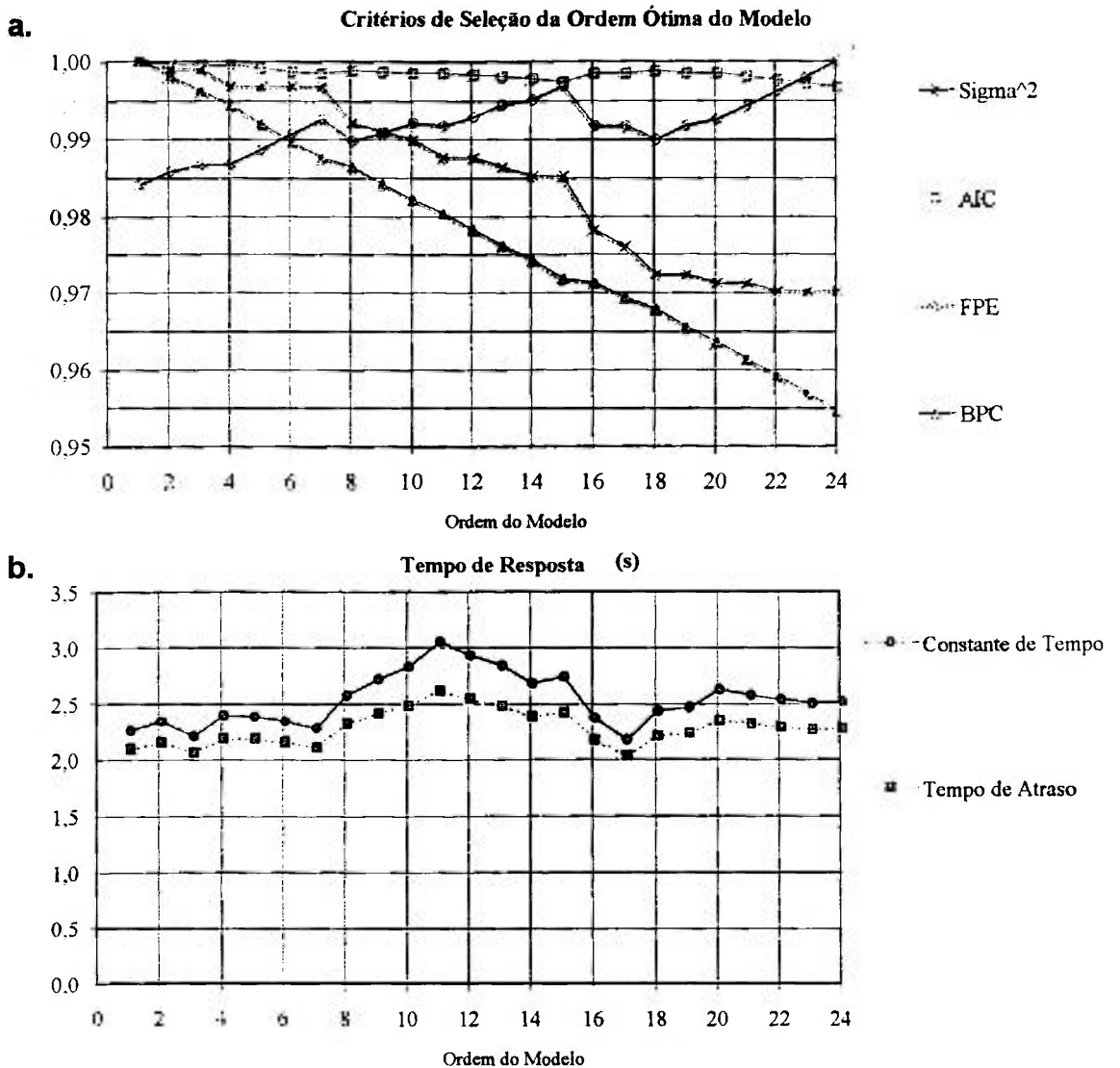
Tabela 5-04: Testes realizados na categoria de Simulação de Sistemas de 1ª ordem (SP)

Sigla do Teste	Descrição do Teste	N	Δt (s)	$\delta_{nominal}$ (s)
SP-1	Função Autocorrelação obtida assumindo um único registro amostral da resposta do sistema de 1ª ordem estimulado por uma série temporal v_k do tipo ruído gaussiano branco	1000	0,01	2,0
SP-2	Função autocorrelação obtida assumindo a média das funções autocorrelação de 15 registros amostrais da resposta do sistema	1000	0,01	2,0
SP-3	Idem a SP-1, variando o valor da constante de tempo de 0,5 a 5,0s, de maneira a verificar se a metodologia é capaz de diagnosticar degradação no tempo de resposta do sensor.	1000	0,01	0,5 1,0 2,0 3,0 4,0 5,0
SP-4	Idem ao SP-1, porém com a adição de uma componente contínua (sinal DC) ao ruído branco gaussiano na entrada do sistema.	1000	0,01	2,0
SP-5	Idem ao SP-1, porém com a adição de um valor crescente no tempo (tendência) ao ruído branco gaussiano na entrada do sistema.	1000	0,01	2,0
SP-6	Idem ao SP-1, porém com a adição de uma senóide de frequência (sinal AC) ao ruído branco gaussiano na entrada do sistema.	1000	0,01	2,0

SP-1. Autocorrelação Obtida por Simulação com Um Registro Amostral

Ao utilizarmos os critérios de seleção da ordem do modelo AR, verificamos que um modelo de ordem 1 é suficiente para representar o sistema, e assim

obtivemos uma constante de tempo igual a 2,25s. Um estudo mais detalhado mostrou que neste caso o valor da constante de tempo varia em função da ordem do modelo, como pode ser observado na figura 5-09.



Tendo em vista que neste caso foi utilizado apenas um registro amostral, inicialmente assumimos que esta foi a razão para encontrar valores tão diferentes dos esperados. A figura 5-10 mostra uma função autocorrelação utilizada no teste comparada, com a função autocorrelação teórica. Diferentemente dos testes anteriores, observamos que, a partir de agora, as funções autocorrelação são imprecisas devido à imprecisão da geração de $x(t)$ e à imprecisão no processamento da função autocorrelação propriamente dita.

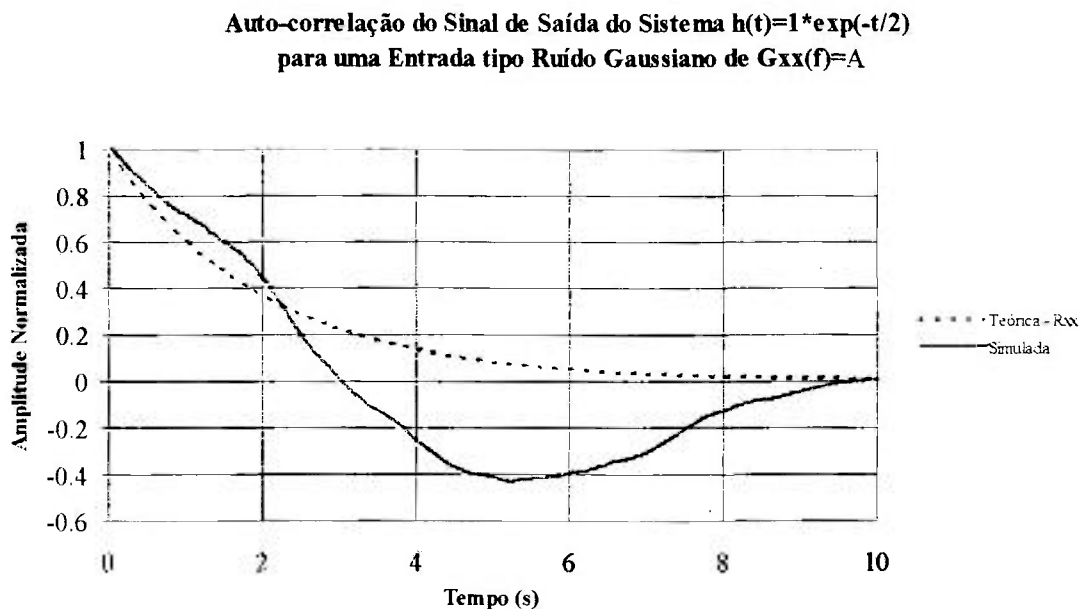


Figura 5-10: Resultado da função autocorrelação do sinal de saída obtido da simulação de um sistema de 1ª ordem com constante de tempo $\delta=2s$.

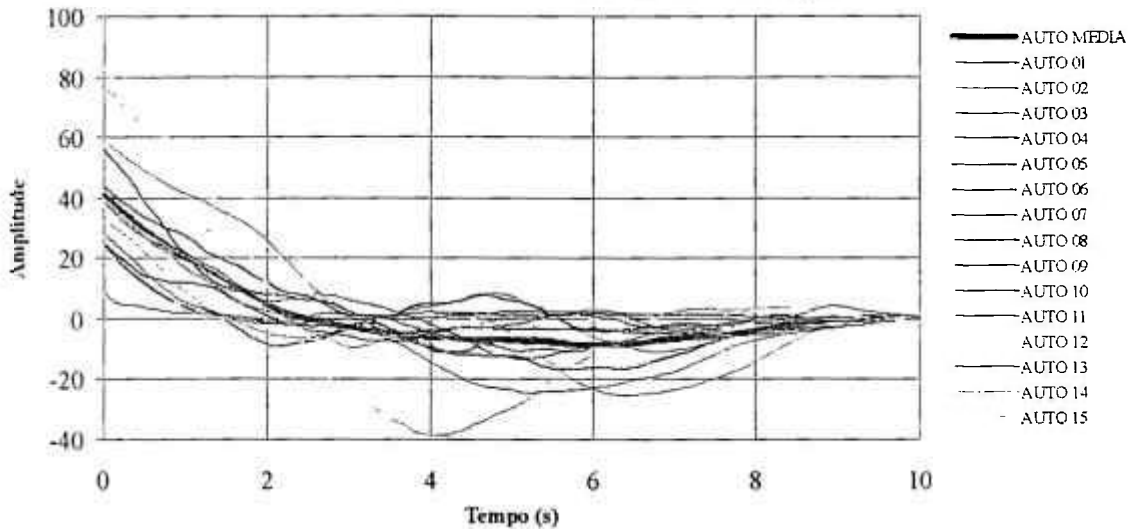
Por este motivo, conforme descrito em SP-2, resolvemos testar uma média de funções autocorrelação, no intuito de melhorar a estatística dos dados e obter o valor da constante de tempo mais próximo do valor real.

SP-2. Média de 15 Autocorrelações Obtidas por Simulação

Ao aumentarmos o número de medidas da função autocorrelação, aumentamos a estatística do sinal e, portanto, a estimativa da função autocorrelação característica do sistema analisado. Isto foi observado quando obtivemos funções autocorrelação médias para 10 e 15 medidas. Como podemos observar na figura 5-11, a função autocorrelação média caracteriza melhor o sistema do que uma única função autocorrelação, isto é, para a função autocorrelação média não há grandes variações na curva. Porém, a função autocorrelação média ainda está longe de caracterizar a função autocorrelação teórica.

a.

Autocorrelações dos Sinais de Saída do Sistema $h(t)=1*\exp(-t/2)$
para Entradas tipo Ruído Gaussiano de $G_{xx}(f)=A$



b.

Autocorrelação do Sinal de Saída do Sistema $h(t)=1*\exp(-t/2)$
para uma Entrada tipo Ruído Gaussiano de $G_{xx}(f)=A$

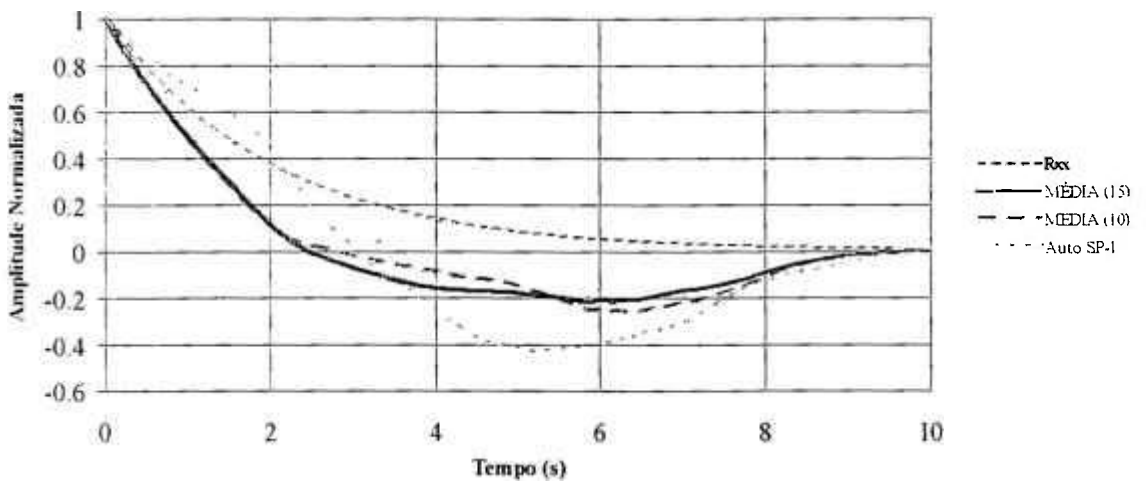


Figura 5-11: Flutuações da função autocorrelação. **a.** 15 autocorrelações obtidas da simulação da resposta de um sistema excitado com 15 diferentes séries temporais do tipo RBG. **b.** Comparação das funções autocorrelação médias (Média de 10 funções e 15 funções) com a função autocorrelação teórica esperada para este sistema submetido a um RBG na entrada.

Realizando a análise destas autocorrelações médias, constatou-se que, pelo fato de a autocorrelação média de 15 medidas ser mais abrupta do que a autocorrelação teórica, obtivemos tempos de resposta menores. Ou seja, utilizando os valores padrões e os critérios para um modelo de ordem 1, os tempos obtidos foram:

- Constante de tempo igual a 1,54s
- Tempo de atraso igual a 1,52s

E, tendo em vista os resultados obtidos neste teste, verificamos que os dados gerados não são adequados à metodologia aqui analisada, visto que, mesmo com valores médios, não foi possível reproduzir a autocorrelação teórica. Em uma última tentativa de verificar esta conclusão, resolvemos fazer uma análise alterando apenas o valor da constante de tempo, e repetindo os demais parâmetros. Este caso, identificado por SP-3, será descrito a seguir.

SP-3. Autocorrelação Obtida por Simulação com Variação da Constante de Tempo

Neste teste aplicamos sempre um mesmo sinal de excitação do tipo RBG na entrada de um sistema, cuja constante de tempo foi alterada a cada análise. Pelo processo de simulação utilizado, é importante ressaltar que as funções autocorrelação não apresentaram um comportamento proporcional ao valor da constante de tempo, como se pode observar na Figura 5-12.

Autocorrelações do Sinal de Saída do Sistema
 $h(t) = 1 \cdot \exp(-t/\delta)$
 para um Sinal de Entrada tipo Ruído Gaussiano com $G_{xx}(f) = A$

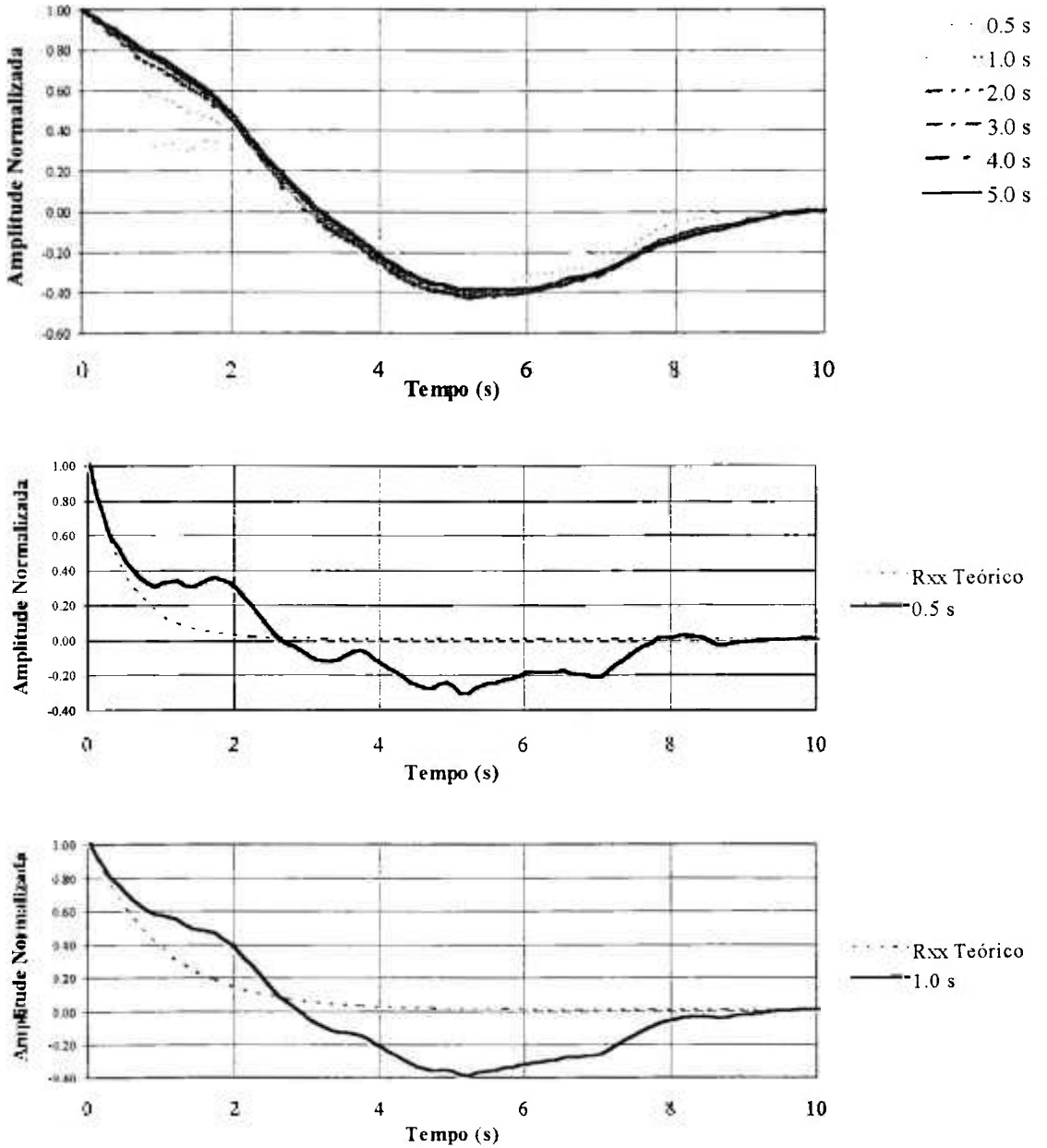


Figura 5-12: Funções autocorrelação de saída de sistemas com constantes de tempo diferentes, para uma mesma excitação do tipo RBG (continua na próxima página).

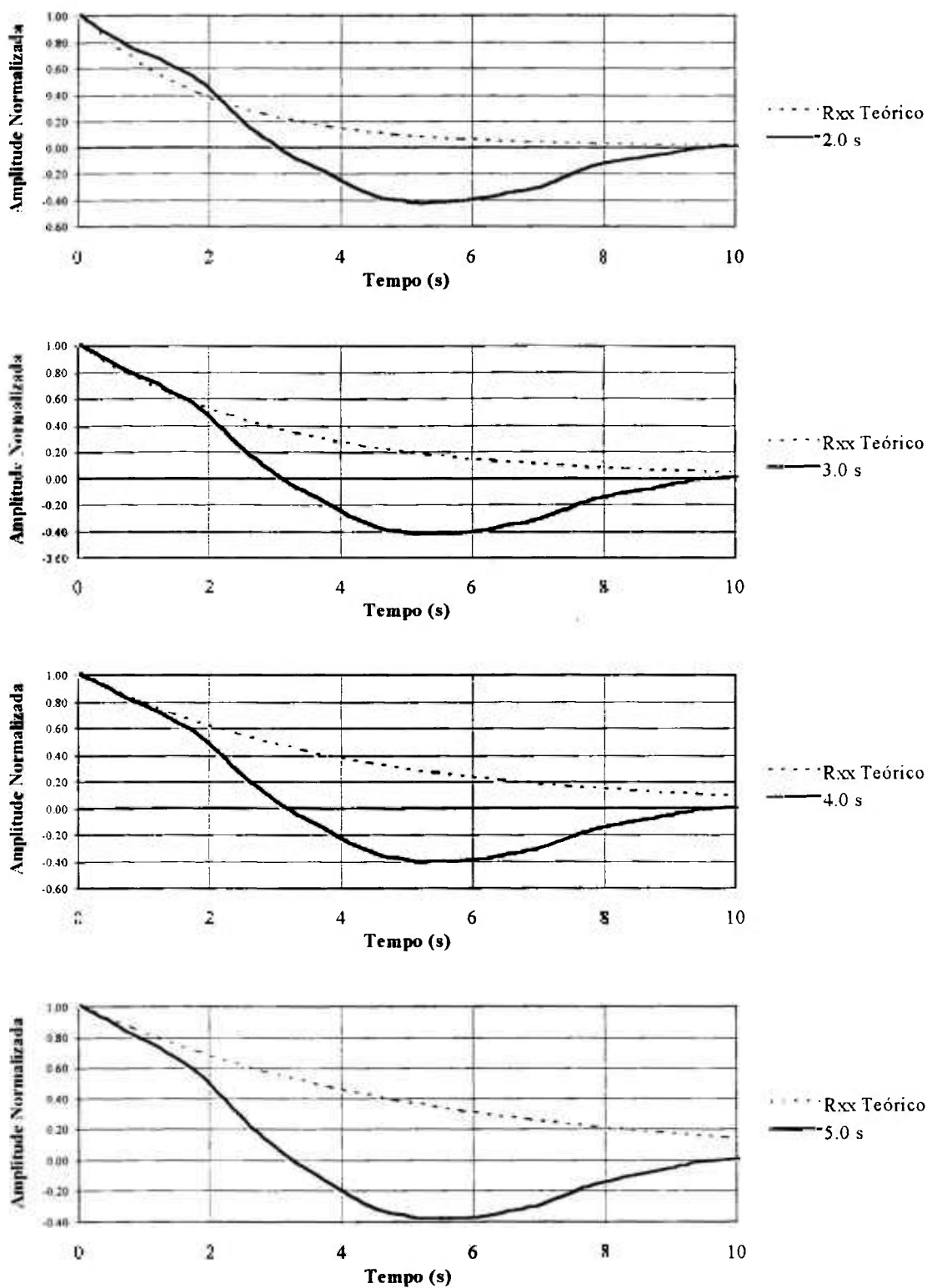


Figura 5-12 (Continuação): Funções autocorrelação de saída de sistemas com constantes de tempo diferentes, para uma mesma excitação do tipo RBG.

Os gráficos da figura 5-12 permitem concluir que os dados gerados, através do programa DADISP, não permitem uma análise quantitativa da metodologia aqui analisada, já que não foi possível reproduzir com fidelidade os resultados teóricos esperados para as funções de autocorrelação. Entretanto, tomando-se sempre a mesma ordem de modelo AR a cada análise, e calculada a resposta dinâmica em um tempo total suficientemente grande para caracterizar o regime estacionário (cerca de 40s) obtivemos as constantes de tempo do sistema mostradas na tabela 5-05.

Tabela 5-05: Resultados da constante de Tempo para vários sistemas de 1ª ordem.

Constante de Tempo Nominal do Sistema (s)	Constante de Tempo do Sistema, Estimada por Inspeção da Função Autocorrelação*	Constante de Tempo Determinada (Modelo AR de ordem 1) (s)
0,5	0,475	0,475
1,0	1,089	1,089
2,0	2,302	2,302
3,0	3,081	3,081
4,0	3,552	3,552
5,0	3,874	3,873
6,0	4,121	4,120
8,0	4,503	4,503

* Constante de Tempo do Sistema, Estimada por Inspeção da Função Autocorrelação, conforme explicado no apêndice B.

A análise dos resultados da tabela 5-05, mostra que, independentemente de uma análise quantitativa, a metodologia permite detectar, qualitativamente, variações na constante de tempo do sistema. Portanto, esta simulação demonstra o fato, já observado no teste CP-1, de que podemos perfeitamente utilizar a metodologia para monitorar a degradação do tempo de resposta dos sensores.

Apesar das dificuldades encontradas para realizar a análise quantitativa da metodologia aqui utilizada, resolvemos fazer um estudo utilizando o RBG sobreposto a outros sinais, a fim de identificar o que acontece qualitativamente

com os resultados quando temos um RBG composto. Estes testes são identificados por SP-04, SP-05 e SP-06 descritos a seguir.

SP-4. Autocorrelação Obtida por Simulação com Acréscimo de uma Componente DC na Entrada do Sistema

Com esta simulação percebemos, que conforme observado no gráfico da figura 5-13, à medida que aumenta a amplitude da componente DC, comparada com a amplitude do ruído, a autocorrelação tem um decaimento aparentemente mais lento, tornando a constante de tempo cada vez maior. Assim sendo, o tempo necessário para atingir o valor correspondente a 36,8% do valor inicial (que, como mostrado no apêndice B, seria teoricamente a constante de tempo) aumenta de acordo com o aumento do valor DC.

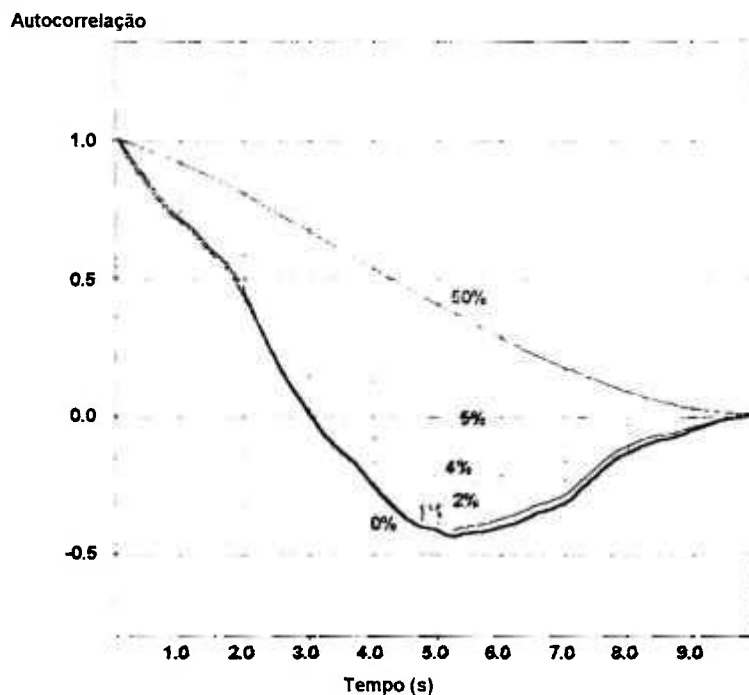


Figura 5-13: Funções autocorrelação normalizadas do sinal de saída de um sistema de primeira ordem e constante de tempo de 2s, excitado por um sinal do tipo RBG adicionado a um valor constante, cuja amplitude é um percentual do valor unitário.

Considerando uma componente DC com amplitude igual a 50% da amplitude do ruído, obtivemos uma constante de tempo igual a 12,1s e tempo de atraso igual a 10,4s. Qualitativamente, como podemos constatar, o tempo de resposta aumentou em cerca de 5 vezes.

Este fato é importante para os casos em que a relação amplitude da grandeza medida pelo sensor é muito maior do que a amplitude do ruído, ou seja, uma relação sinal/ruído (**S/N**) alta. Nestes casos, em que a filtragem da componente DC é mais difícil, os tempos de resposta podem ser superestimados, não representando corretamente as características do sistema. Isto ocorre com os medidores de pressão da contenção do SPR, uma vez que, em operação normal, devido ao grande volume da contenção, as flutuações de pressão são muito pequenas em relação à pressão medida [15].

SP-5. Autocorrelação Obtida por Simulação com Acréscimo de uma Componente Lentamente Variável na Entrada do Sistema

Para um sistema com constante de tempo nominal de 2s, realizamos a análise de um único registro do tipo RBG com uma componente de sinal crescente (em forma de rampa), simulando um sistema em regime quasi-estacionário. Neste caso obtivemos uma constante de tempo igual a 5,55s e tempo de atraso igual a 5,48s. Qualitativamente, da mesma forma que no caso SP-4, há um aumento no valor da constante de tempo do sistema analisado, como podemos constatar.

O gráfico da figura 5-14 demonstra que o aumento do tempo de resposta ocorre devido à forma da nova função autocorrelação, que representa praticamente a autocorrelação do sinal de saída devido somente à componente crescente da entrada, não dependendo do RBG.

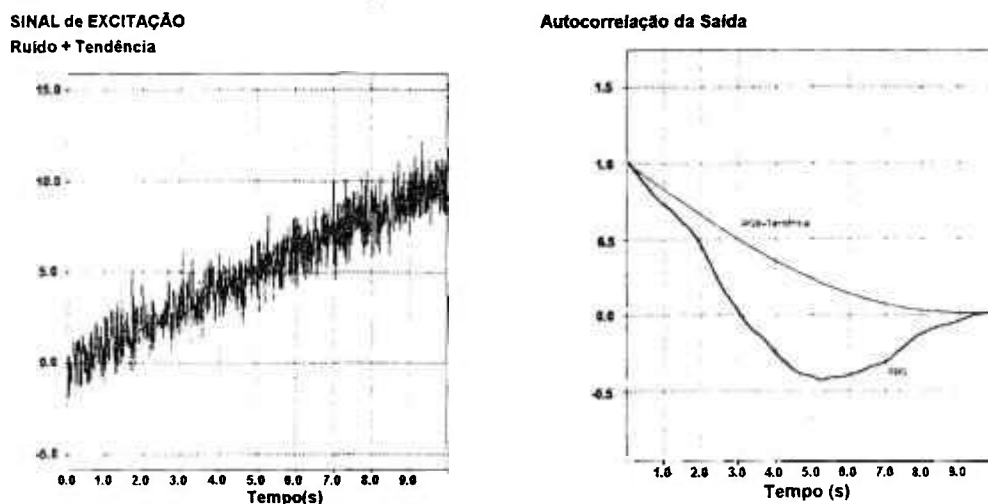


Figura 5-14: Registros do sinal de excitação de um sistema de 1ª ordem (constante de tempo de 2s) do tipo RBG acrescido de um valor crescente com o tempo do sistema e funções autocorrelação do sinal de resposta.

SP-6. Autocorrelação Obtida por Simulação com Acréscimo de uma Componente AC

Para um sistema com constante de tempo nominal de 2s e frequência de corte aproximada 0,08Hz ($(2\pi\cdot\delta)^{-1}=(2\pi\cdot 2)^{-1}$), realizamos a análise de um único registro do tipo RBG com uma componente periódica senoidal (componente AC), de frequência 1Hz e amplitude unitária. Neste caso obtivemos uma constante de tempo igual a 0,21s e tempo de atraso igual a 0,04s.

O gráfico da figura 5-15 mostra que, qualitativamente, a diminuição do tempo de resposta, ocorreu devido, novamente, à forma da nova função autocorrelação obtida que representa praticamente a autocorrelação do RBG sobreposta à autocorrelação da componente AC de saída. Ou seja, a componente AC introduz uma periodicidade na função autocorrelação, cujo período (1s) é igual ao período da componente AC.

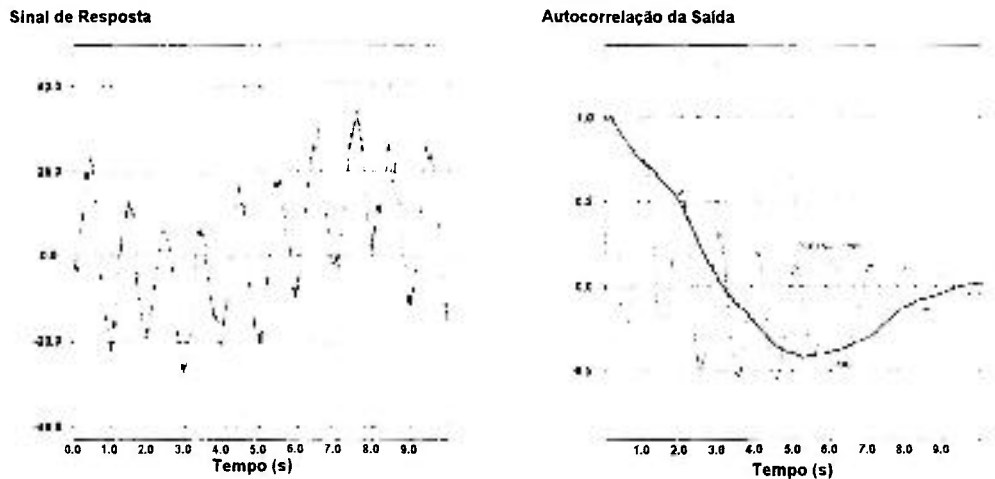
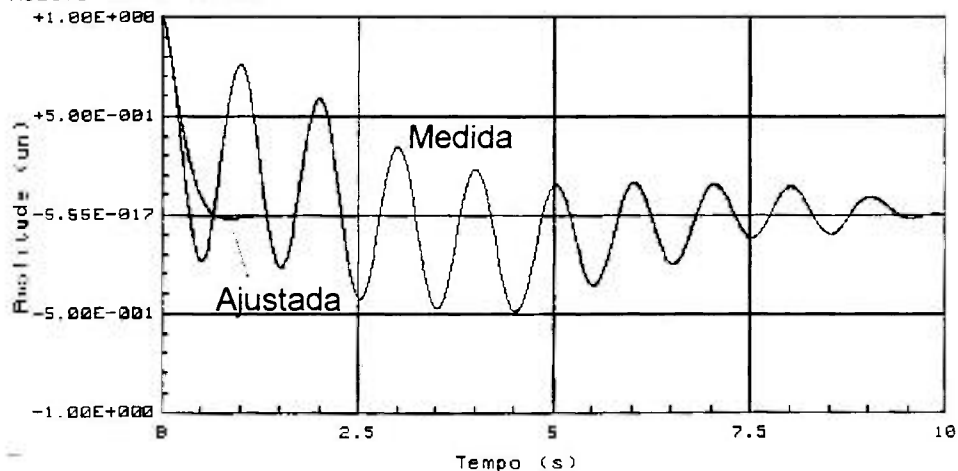


Figura 5-15: Resposta e respectiva função autocorrelação de um sistema de primeira ordem e constante de tempo de 2s, excitado por um registro do tipo RBG acrescido de um sinal senoidal de frequência de 1Hz.

Verificamos também que, embora o sistema seja de 1ª ordem, neste caso somente um modelo AR de ordem 18 (ou seja, um modelo com graus de liberdade suficiente para ajustar as inflexões da função autocorrelação) foi suficiente para reproduzir um PSD do sistema, tal que neste fique caracterizada uma ressonância na região próxima à frequência de 1Hz, devido a componente AC. Todavia, um modelo de ordem 7 não reproduz a ressonância. Nas figuras 5-16 e 5-17 são mostrados alguns resultados para modelos de ordem 7 e 18.

AUTO-CORRELACAO AJUSTADA

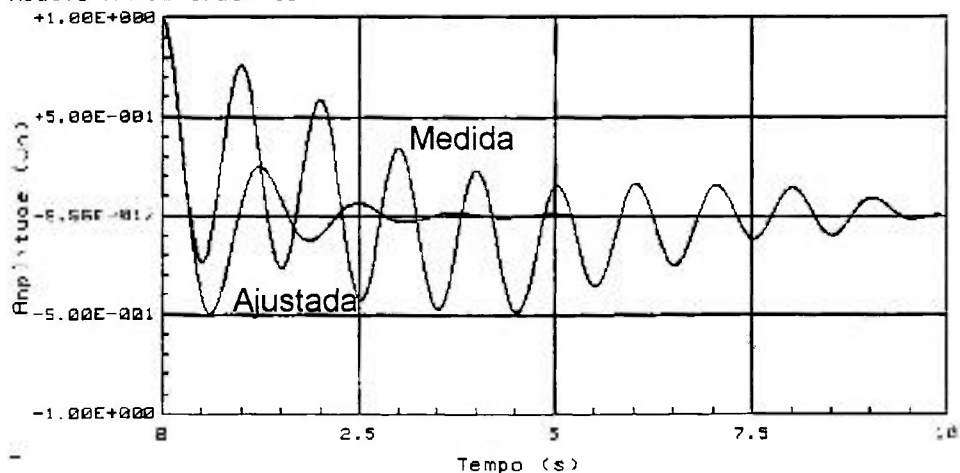
$h(t) = 1 \times \exp(-t/2) - \text{Ruido} + \text{AC}$
 Instalacao DADISP , Sensor ORDEM 1
 Fita ---- , Canal ---- , Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .24
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 7



a.

AUTO-CORRELACAO AJUSTADA

$h(t) = 1 \times \exp(-t/2) - \text{Ruido} + \text{AC}$
 Instalacao DADISP , Sensor ORDEM 1
 Fita ---- , Canal ---- , Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .24
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 18

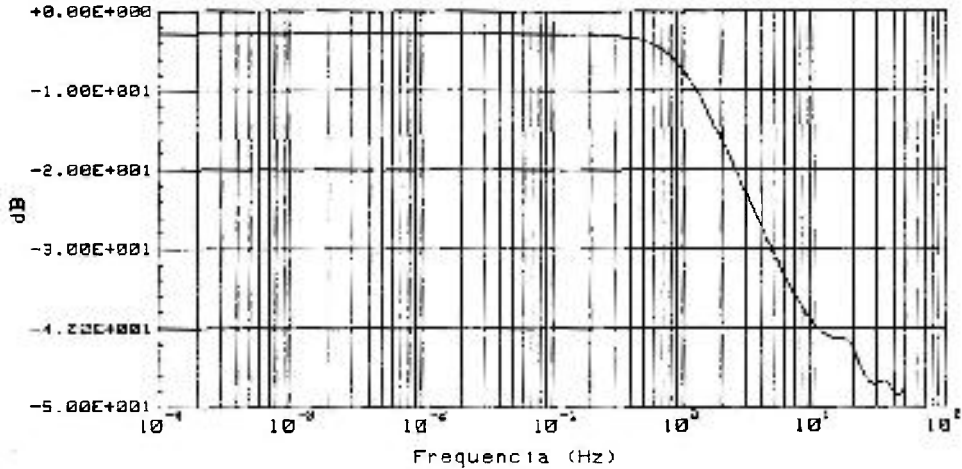


b.

Figura 5-16: Gráfico da função autocorrelação assumindo RBG com superposição de composição AC de 1Hz. a. Modelo de ordem 7. b. Modelo de ordem 18.

RESPOSTA EM FREQUENCIA

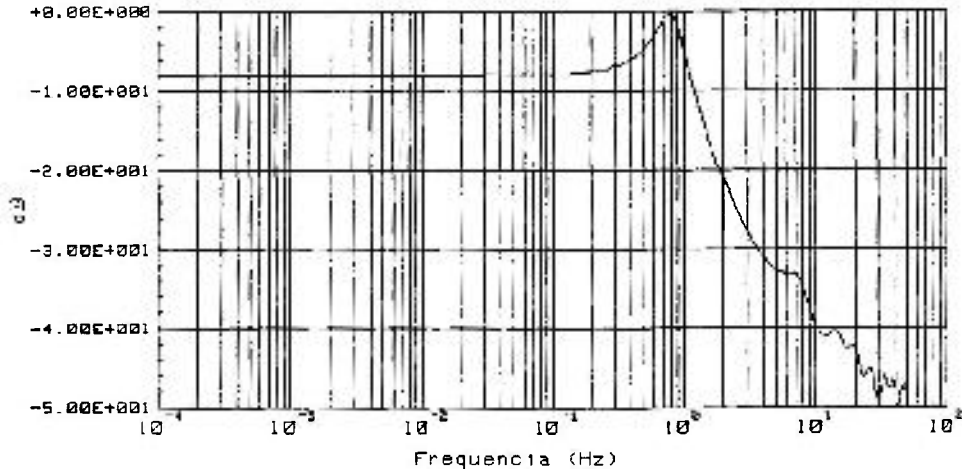
$h(t) = 1 \times \exp(-t/2) - \text{Ruido} + \text{AC}$
 Instalacao DADISP , Sensor ORDEM 1
 Fita ---- , Canal ---- , Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .24
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 7 (Fc = .832568988885, Ta1 = .191161267374)



a.

RESPOSTA EM FREQUENCIA

$h(t) = 1 \times \exp(-t/2) - \text{Ruido} + \text{AC}$
 Instalacao DADISP , Sensor ORDEM 1
 Fita ---- , Canal ---- , Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .24
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 18 (Fc = 1.25659010136, Ta1 = .126454945832)



b.

Figura 5-17: Gráficos do PSD obtido do modelo AR assumindo RBG com superposição de composição AC de 1Hz. a. Modelo de ordem 7. b. Modelo de ordem 18.

Para uma componente periódica senoidal (componente AC), de frequência 5Hz e amplitude unitária, obtivemos uma influência menor da componente AC sobre o RBG, como podemos observar na figura 5-18. Praticamente a componente AC introduz, novamente, uma periodicidade na função autocorrelação cujo período (0,2s) é igual ao período da componente AC. Porém, em relação ao caso anterior, a amplitude desta influência é menor em função do amortecimento que o sistema impõe na resposta a esta componente de frequência. Neste caso diremos que a função autocorrelação, devido ao RBG, possui uma "envoltória" cuja origem é uma componente AC de alta frequência.

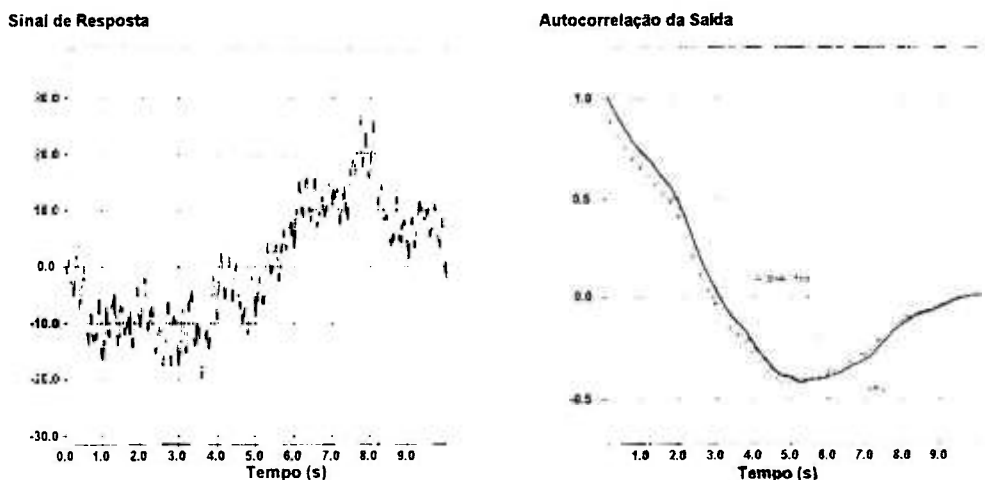


Figura 5-18: Resposta e respectiva função autocorrelação de um sistema de primeira ordem e constante de tempo de 2s, excitado por um registro do tipo RBG acrescido de um sinal senoidal de frequência de 5Hz.

Qualitativamente, obtivemos constante de tempo e tempo de atraso iguais a 1,74s, que são ligeiramente diferentes do valor esperado (2s). Observamos na figura 5-19 que um modelo AR com grau de liberdade grande (24) permite reproduzir, no PSD, a ressonância equivalente à frequência adicionada ao sinal com amplitude atenuada. Este fato é coerente com a noção de que o sistema funciona como um filtro, atenuando apenas sinais de frequência superiores à sua frequência de corte, como descrito anteriormente.

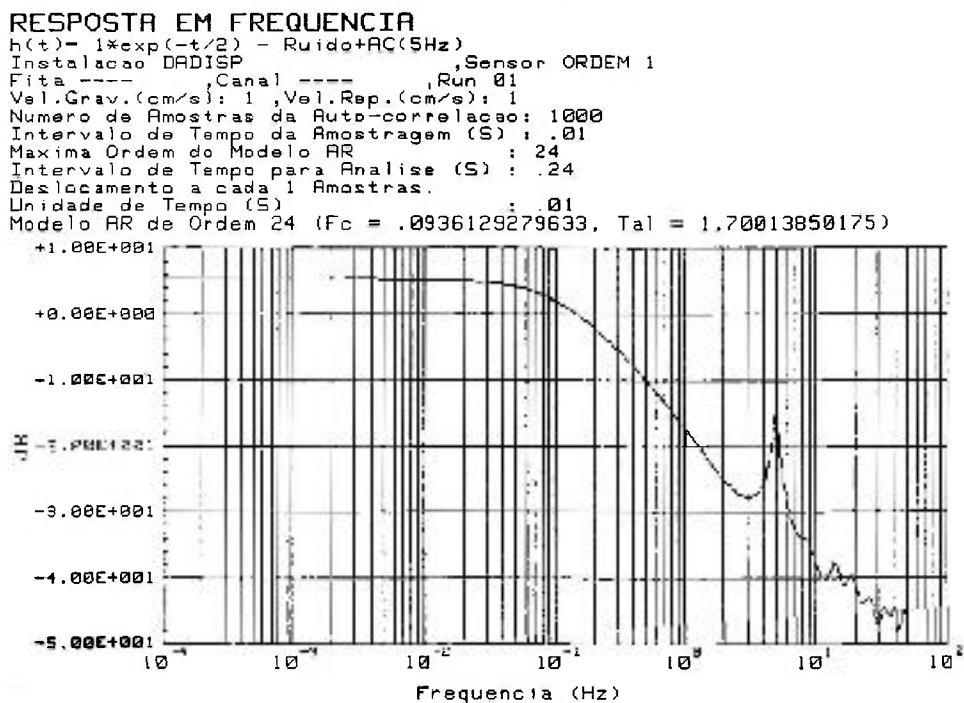


Figura 5-19: Gráfico do PSD obtido do modelo AR assumindo RBG com superposição de composição AC de 5Hz.

5.2.4. Simulação computacional de sistemas de 2ª ordem (SS)

Com o objetivo de verificar a adequação da metodologia a sistemas de 2ª ordem, como foi realizado na seção 5.2.2. (teste CS), foram utilizadas as respostas simuladas para sistemas de 2ª ordem, quando submetidos a uma perturbação aleatória (estritamente do tipo RBG) para avaliação da metodologia.

Os testes realizados para esta categoria estão relacionados na tabela 5-06 e os resultados são apresentados a seguir.

Tabela 5-06: Testes realizados na categoria de Simulação de Sistemas Físicos de 2ª ordem (SS)

Sigla do Teste	Descrição do Teste	N	Δt (s)	δ^* (s)
SS-1	Função Autocorrelação obtida assumindo um único registro amostral da resposta de um sistema de 2ª ordem particular (dois sistemas de 1ª ordem <u>acoplados</u> de constantes de tempo $\delta_1=0,5s$ e $\delta_2=1,0s$), estimulados por uma série temporal x_k do tipo ruído gaussiano branco	1000	0,01	1,58
SS-2	Função Autocorrelação obtida assumindo um único registro amostral da resposta de um sistema de 2ª ordem genérico, com amortecimento (sobreamortecido, amortecido criticamente e subamortecido), estimulado por uma série temporal x_k do tipo ruído branco gaussiano.	1000	0,01	0,65 0,16 0,21

* - Constante de tempo aparente extrapolada para o sistema.

SS-1. Autocorrelação Obtida por Simulação - Dois Sistemas de 1ª Ordem Acoplados

Conforme já observado na seção anterior (5.2.3. - SP-2) os valores de constante de tempo e tempo de atraso obtidos (tabela 5-07) não concordam com o valor da constante de tempo aparente e tempo de atraso calculados para o sistema, uma vez que utilizamos uma função autocorrelação (ou uma média de funções), que não representam, com precisão, o sistema excitado por um RBG. Na figura 5-20 podemos observar como a informação da autocorrelação obtida utilizando-se o programa DADISP[®] difere do valor teórico.

Autocorrelação do Sinal de Saída do Sistema
 $h_2(t) = 1 * \exp(-t) - 1 * \exp(-t/0,5)$
 para uma Entrada tipo Ruído Gaussiano de $G_{xx}(f) = A$

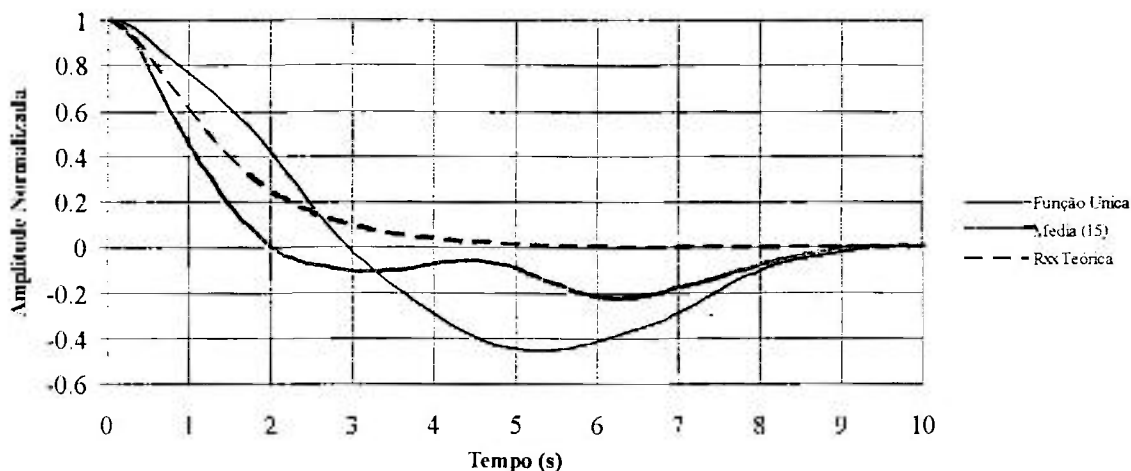


Figura 5-20: Comparação entre as funções autocorrelação utilizadas e o valor teórico.

Tabela 5-07: Resultados do Teste SS-1

δ_{Nominal} (s)	δ_{Aparente} (s)	$\varphi_{\text{Teórico}}$ (s)	Autocorrelação utilizada	$\hat{\delta}$ (s)	$\hat{\varphi}$ (s)	δ_{fc} (s)	Ordem do Modelo	UT (s)
0,5 e 1,0	1,58	1,5	Uma única função	3,00	2,64	3,00	10	0,01
			Média de 15 funções de autocorrelações	2,02	1,92	1,94	10	0,01

Entretanto, poder-se-ia esperar que os valores da constante de tempo e tempo de atraso, para o caso de Autocorrelação média, fossem bem menores do que os valores aparente e teórico, uma vez que a função autocorrelação média está abaixo da função autocorrelação teórica. Ressalvamos que, para sistemas de 2ª ordem, pelo fato de o trecho inicial da função autocorrelação (utilizada para ajuste do modelo) decrescer de forma não "exponencial", o modelo AR apresentou, sistematicamente, tempos de resposta maiores do que os previstos. Isto porque o modelo AR tendeu a ajustar o início da função autocorrelação que decaí lentamente.

SS-2. Autocorrelação Obtida por Simulação para Sistema de 2ª Ordem com Amortecimento

Para um sistema de 2ª ordem de frequência natural f_n igual a 1Hz ($\omega_n=2\pi$), e Sobreamortecido (fator de amortecimento ζ igual a 2,0), obtivemos resultados equivalentes ao teste anterior, pois sistemas de 2ª ordem sobreamortecidos têm função transferência equivalente à função transferência de dois sistemas de 1ª ordem acoplados. No caso, obtivemos 0,71s para constante de tempo aparente em relação ao valor esperado de 0,65s.

Para um sistema amortecido criticamente ($\zeta=1,0$), obtivemos resultados equivalentes ao teste SS-1, pois sistemas de 2ª ordem amortecidos criticamente apresentam função transferência igual à função transferência de dois sistemas de 1ª ordem idênticos e acoplados. Assim, obtivemos 0,15s para constante de tempo em relação ao valor esperado de 0,16s.

Para um sistema de 2ª ordem de frequência natural f_n igual a 1Hz ($\omega_n=2\pi$), subamortecido ($\zeta=0,2$), cujas características dinâmicas simuladas são mostradas na figura 5-21, obtivemos os seguintes resultados:

- constante de tempo igual a 0,20s (a constante de tempo aparente é igual a 0,21s),
- tempo de atraso igual a 0,07s (o tempo de atraso teórico $\left(\frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n}{\omega_n^2}\right)$ é igual a 0,06s),
- função autocorrelação ajustada reproduz a periodicidade da função original (Figura 5-22), e
- a resposta dinâmica e PSD obtidos e apresentados nas figuras 5-23 e 5-24, são típicos de um sistema de 2ª ordem subamortecido. Nota-se inclusive que o modelo auto-regressivo consegue reproduzir até o formato da ressonância na frequência igual ao valor simulado no sistema.

Devemos destacar que, se não soubéssemos *a priori* que se trata de um sistema de 2ª ordem, tal ressonância poderia ser tratada como uma componente

AC, de frequência próxima à frequência de corte do sistema e vice-versa, no caso de um sistema de 1ª ordem corrompido por uma componente AC, a ressonância poderia implicar análise do sistema como se fosse de 2ª ordem.

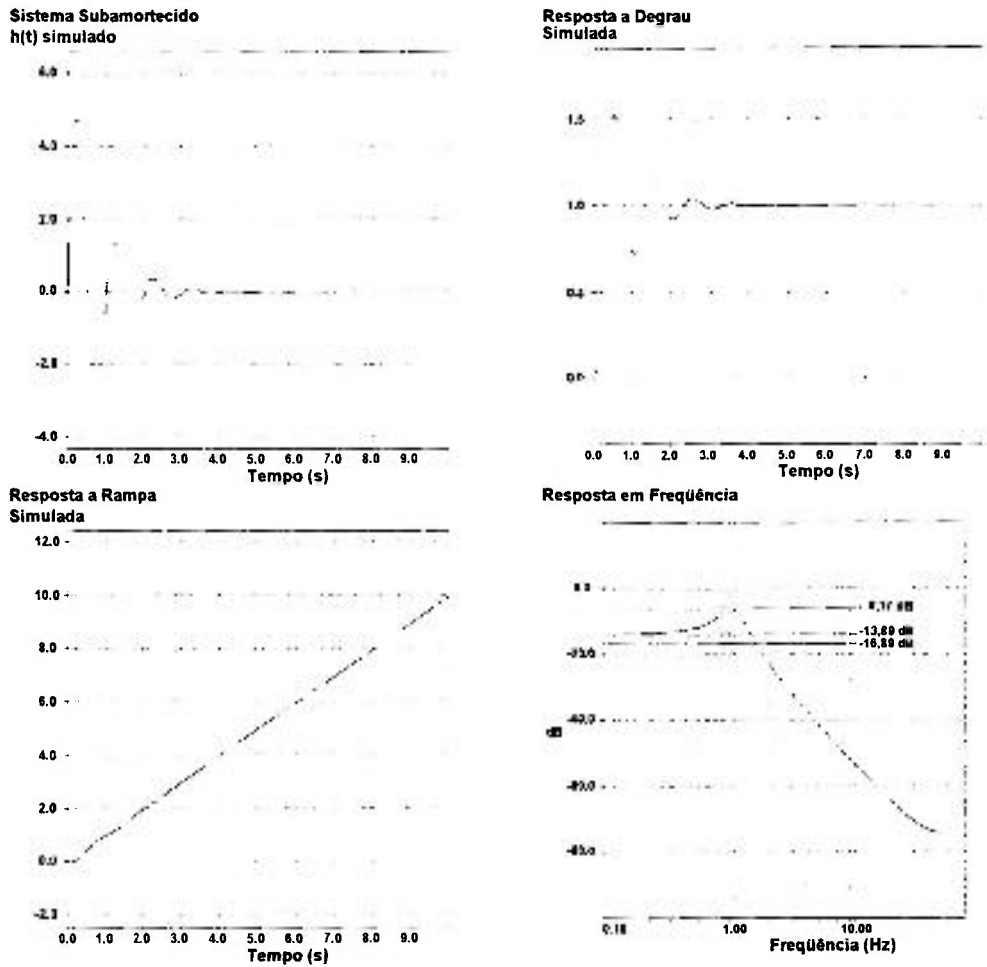


Figura 5-21: Resultados da Simulação de um sistema de 2ª ordem subamortecido.

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA

Sistema Sub-amortecido
 Instalação DADISP , Sensor ORDEM 1
 Fita ---- , Canal ---- , Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .24
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 6

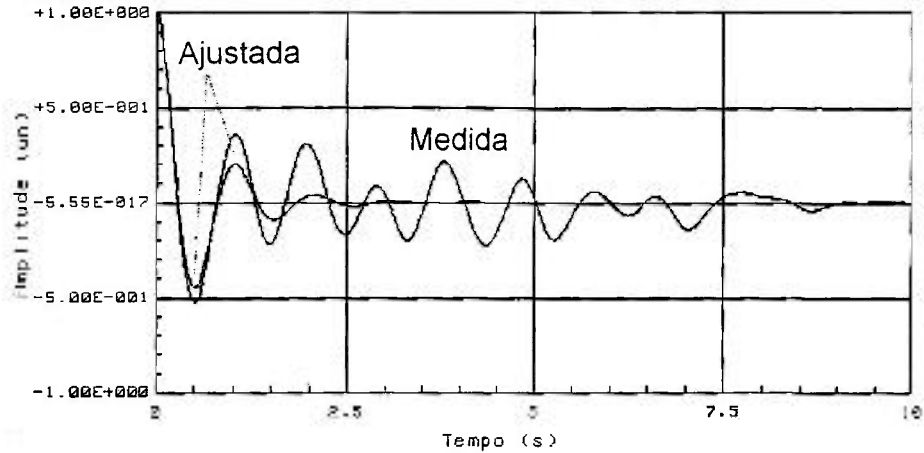


Figura 5-22: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR.

RESPOSTA

Sistema Sub-amortecido
 Instalação DADISP , Sensor ORDEM 1
 Fita ---- , Canal ---- , Run 01
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .24
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 6

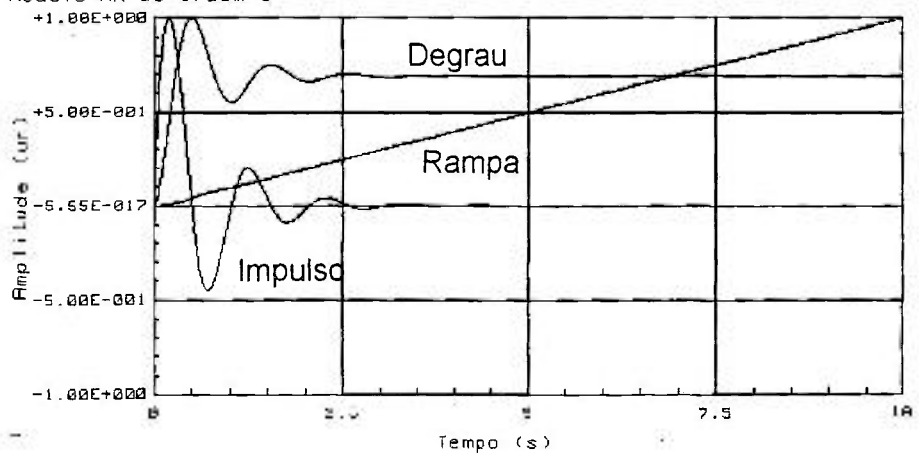


Figura 5-23: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR.

RESPOSTA EM FREQUENCIA

Sistema Sub-amortecido
 Instalação DADISP, Sensor ORDEM 1
 Fita ----, Canal ----, Run 01
 Vel. Grav. (cm/s): 1, Vel. Rep. (cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1000
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S): .01
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .24
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01
 Modelo AR de Ordem 6 (Fc = 1.49724966047, Tal = .106298199488)

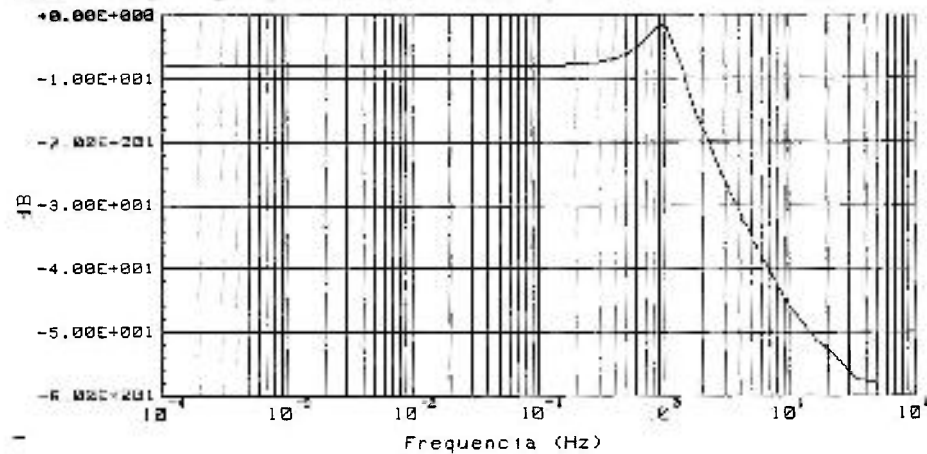


Figura 5-24: Gráfico do PSD obtido do modelo AR.

5.3. Conclusões dos Testes para Validação

Após a execução dos experimentos "teóricos" observamos que:

- As ferramentas de análise utilizadas para a metodologia são adequadas para procedermos à metodologia proposta tanto para sistemas de 1ª ordem, quanto para de 2ª ordem.
- A precisão dos resultados dependem da precisão da função de autocorrelação.
- Os resultados da análise dependem muito mais dos parâmetros D, UT e ITA utilizados na análise do que o tempo de amostragem utilizado na discretização da função autocorrelação.

- A precisão do processamento depende da escolha adequada do modelo e dos valores de tempo total e UT utilizados na estimativa das resposta dinâmica.
- A existência de uma componente DC no ruído de excitação do sistema pode levar à um valor superestimado da constante de tempo, assim como o ruído tendencioso e a componente AC (de baixa frequência e alta frequência) podem modificar os resultados da análise.
- Qualitativamente, a metodologia foi sempre capaz de diagnosticar a degradação no tempo de resposta do sistema.

6. PROGRAMA EXPERIMENTAL

6.1. Experimentos Realizados com Modelos Físicos (MF)

Uma vez analisada a metodologia com dados "ideais", obtidos matematicamente (testes CP, CS, SP e SS), passamos a estudar a resposta de sistemas físicos. Inicialmente, utilizamos um sistema linear de 1ª ordem, formado por um circuito elétrico com um resistor (R) em série com um capacitor (C) de valores conhecidos, alimentados por um gerador de sinais. A saída do sistema considerada foi a diferença de potencial tomada sobre o capacitor (denominaremos este modelo de **Circuito RC**). A vantagem de se utilizar este "modelo físico" de sistema é que, além de representar um sistema linear de 1ª ordem com constante de tempo igual ao produto R·C, o gerador eletrônico permite controle absoluto sobre o sinal de entrada do sistema.

Para os "modelos físicos" (MF), foram realizadas várias medidas para aferir a constante de tempo; para isto, realizou-se uma medida direta da constante de tempo aplicando um degrau de tensão à entrada do circuito; em seguida, foi registrada, com o auxílio de um traçador gráfico, a resposta em tensão na saída. A partir desta curva utiliza-se a definição para a determinação da constante de tempo. A figura 6-01 apresenta a curva obtida para um dos circuitos utilizados, no qual estão assinaladas as coordenadas do instante do início do degrau e o instante em que a resposta atinge 63,2% do estado estacionário.

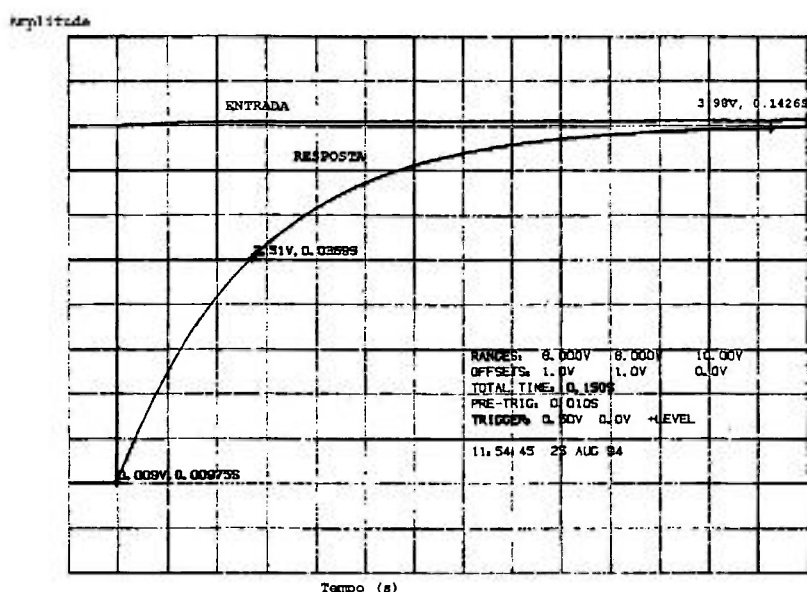


Figura 6-01: Medida direta da constante de tempo do circuito RC1. O gráfico apresenta a resposta do circuito a uma perturbação na forma de um degrau de tensão.

Para aquisição de sinais e determinação das funções autocorrelação utilizou-se um Analisador de Sinais Dinâmicos (**DSA**) da Hewlett-Packard HP-3562A [31,33]. A utilização do DSA deve-se ao fato de que é um equipamento de alta precisão para análise de sinais e que permite a digitalização do sinal para análise na estação de trabalho. Desta forma, a opção de realizar a determinação das funções autocorrelação, passo intermediário da metodologia, no DSA foi apenas uma questão de disponibilidade. O DSA foi utilizado de forma a processar a autocorrelação do sinal de saída e, também, do sinal de entrada (verificando a característica de ruído branco do sinal). A autocorrelação da saída pôde, então, ser transferida para um arquivo digital através de uma interface de comunicação do tipo IEEE-488.

Na figura 6-02 é ilustrado o processo de medida utilizado nesta categoria de testes. Como o DSA possui um gerador de sinais que pode gerar sinais aleatórios do tipo ruído branco gaussiano, este foi usado como fonte de estímulo do circuito RC.

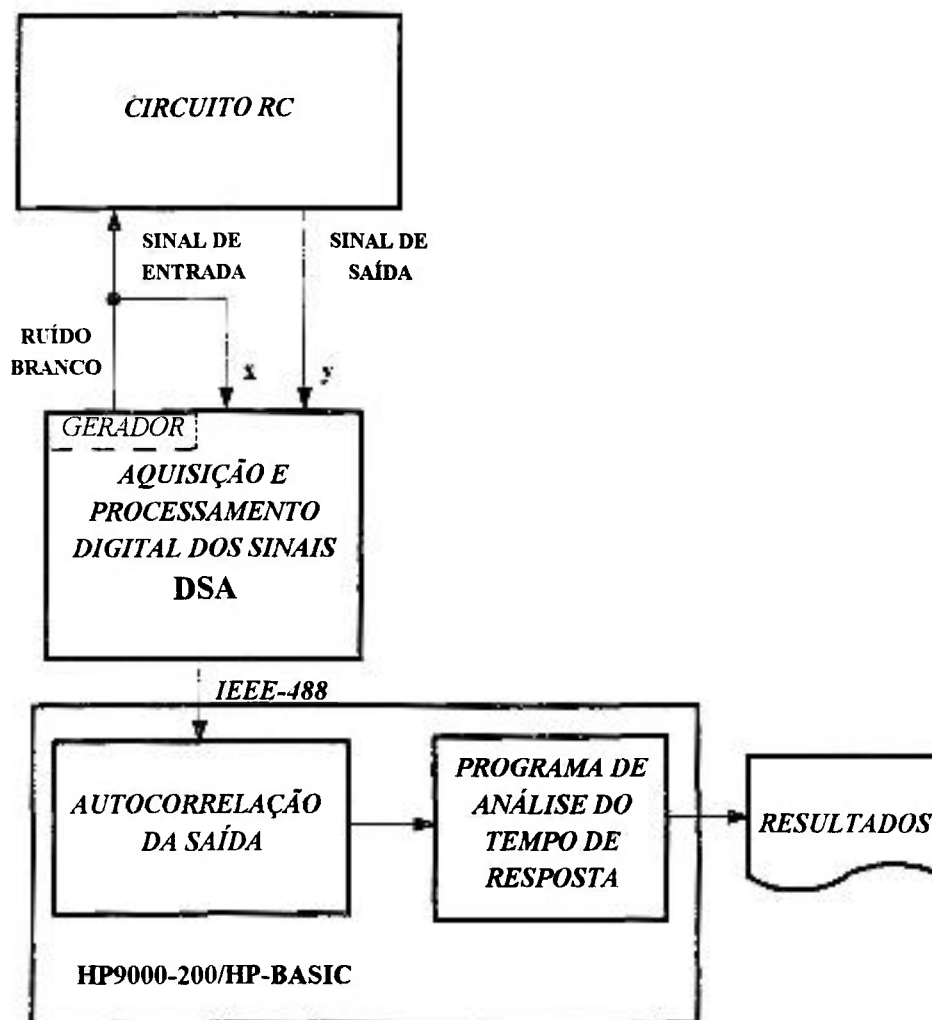


Figura 6-02: Diagrama ilustrando a categoria de testes com a utilização de um Modelo Físico (MF).

Ainda com o DSA, foi possível obter as respostas em frequência dos circuitos e os gráficos de PSD dos sinais de entrada e de saída. A resposta em frequência caracteriza a frequência de corte que, neste caso, está relacionada à constante de tempo. Nesta categoria de análise foram também realizados testes preliminares, tal que fosse assegurada a validade do sistema, principalmente com relação às características do ruído gerado pelo equipamento.

Foram realizados testes com dois circuitos RC com diferentes constantes de tempo. Os objetivos dos testes foram:

- Verificar a influência da componente DC na autocorrelação de saída do sistema, em uma tentativa adicional de consolidar a análise descrita no teste SP, descrito no capítulo anterior.
- Verificar a metodologia quando aplicada a um sistema físico real.

Na tabela 6-01 estão apresentados os testes realizados.

Tabela 6-01: Testes realizados na categoria de utilização de Modelo Físico (MF)

Sigla do Teste	Descrição do Teste	N ¹	Δt^2 (s)	Constante de Tempo Calculada ³ (s)	Constante de Tempo ⁴ (s)
MF-1	Circuito Elétrico do tipo RC com R=5,58 kOhms e C=4,52 μ F estimulado por um ruído branco gaussiano, e função autocorrelação obtida tomando-se a média de 40 funções autocorrelação	1024	0,0031	0,025	0,027
MF-2	Circuito com R _{eq} = 0,498 MOhms e C= 0,946 μ F estimulado por um ruído branco gaussiano, tomando-se média de 40 funções autocorrelação ⁵	1024	0,0039	0,471	0,51

1 - Número de pontos da amostra.

2 - Intervalo de tempo da amostragem do sinal. O tempo total do registro é T=N Δt .

3 - Constante de Tempo Especificada para o Sistema, calculada pelo produto RC.

4 - Constante de Tempo obtida por medida direta.

5 - Neste caso, o circuito RC sofre influência do DSA devido ao casamento de impedância (a impedância de entrada -1MOhms - é da mesma ordem de grandeza do resistor utilizado - 0,995MOhms). Logo, a constante de tempo é calculada por ReqC, onde Req é o resistor equivalente do conjunto circuito+DSA.

MF-1. Autocorrelação Média Obtida do Modelo Físico 1 (x_k =RBG, $N=1024$, $\Delta t=3,1\text{ms}$, $\delta=25\text{ms}$)

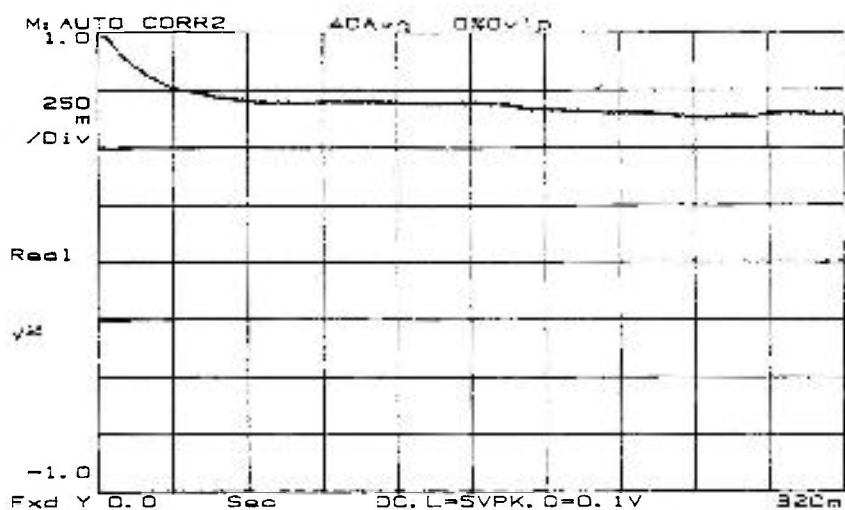
Inicialmente analisamos a influência de uma componente DC sobreposta ao sinal de entrada para verificar a capacidade de filtragem da componente DC de um ruído. Acrescentamos ao RBG um sinal DC de amplitude da ordem de 2% em relação à amplitude de pico do RBG. Como já foi dito no capítulo 5, a função autocorrelação alarga-se com a introdução de componentes DC. Neste teste constatou-se que a função autocorrelação obtida não permite caracterizar o sistema, uma vez que a função autocorrelação ficou praticamente constante. Entretanto, verificamos, também, que a filtragem da componente DC do sinal de saída do sistema, utilizando o filtro interno do DSA (um elemento capacitor na entrada do DSA), resulta em uma função autocorrelação que atende às hipóteses da metodologia, como pode ser visto na figura 6-03.

Para realizar a análise da metodologia, neste teste excitamos o circuito apenas com o RBG; as funções autocorrelação foram obtidas utilizando diversos tempos de discretização da função (dependendo da configuração utilizada no DSA) e foram sempre calculadas tomando-se a média de 40 funções autocorrelação.

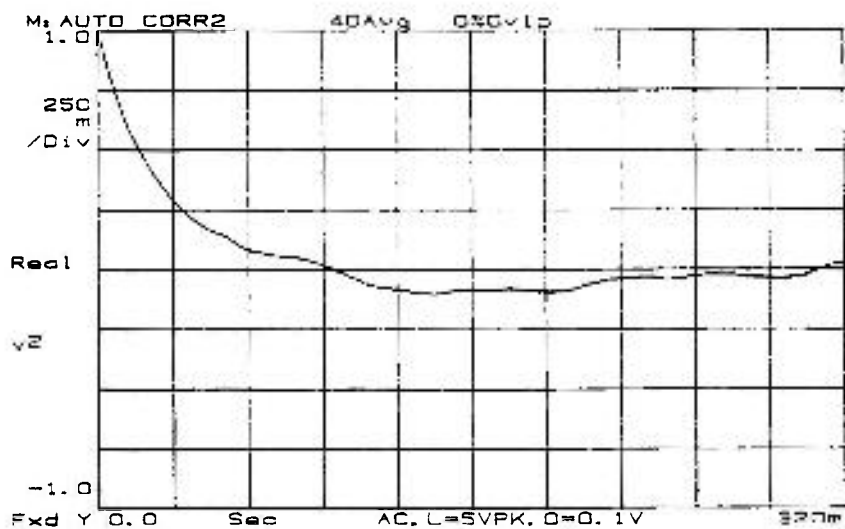
Durante a análise, em alguns casos, foram obtidos coeficientes de modelos AR que resultam em valores de variância do ruído negativo. Diremos então que, nestes casos, o modelo AR "falhou" (ou então, o modelo é "instável") e não podemos utilizar os critérios de seleção, uma vez que estes dependem do valor da variância.

Para modelos AR, nos quais a "falha" ocorre, verificou-se também que não é possível obter as respostas dinâmicas, pois os valores das respostas dinâmicas divergem, não atingindo um regime estacionário. Conseqüentemente, não podemos obter a constante de tempo e o tempo de atraso.

Entretanto, este fato não inviabiliza uma análise do sistema por meio do PSD, pois ao escolhermos o modelo de ordem 10, conseguimos obter constante de tempo igual a 0,02s obtido a partir da frequência de corte, o que está de acordo com o valor esperado de 0,027s.



a.



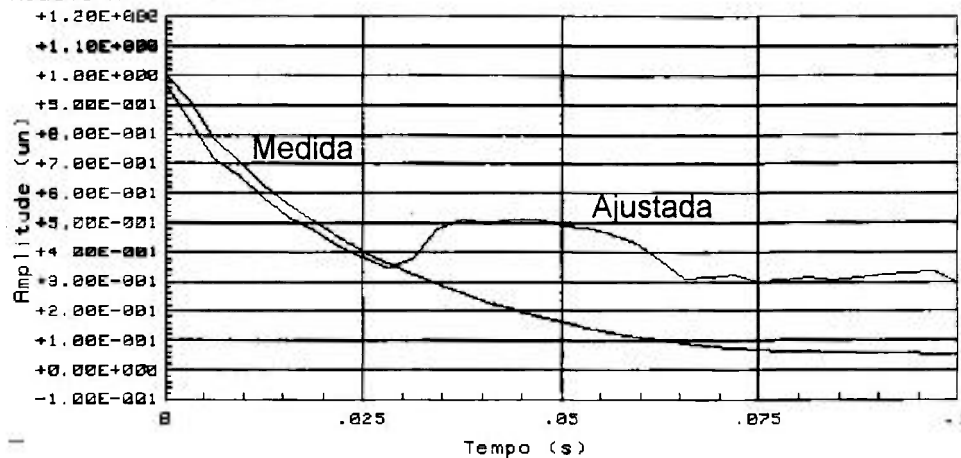
b.

Figura 6-03: Gráficos das funções autocorrelação obtidas dos circuitos RC excitados por RBG acrescido de um valor constante (Nível DC=0,1 V). a. Gráfico obtido do DSA sem a utilização do filtro interno. b. Gráfico obtido do DSA com a utilização do filtro interno.

A ocorrência destes modelos AR (em que a "falha" ocorre) está relacionada aos valores dos coeficientes do modelo estimado. As incertezas dos valores da função autocorrelação medida, definem uma função autocorrelação com muitas inflexões para serem ajustadas pelo modelo, ou seja, os coeficientes estimados não conseguem extrapolar o comportamento da autocorrelação ajustada, além do intervalo de tempo da análise (ITA), gerando valores divergentes. Este fato ocorre principalmente quando utilizamos tempos totais da função autocorrelação muito grandes quando comparados com a ordem de grandeza da constante de tempo. Nestes casos em que ocorreram "falhas", o tempo total da função foi da ordem de 3s com $\Delta t = 0,03s$. Na figura 6-04 é apresentado o gráfico de uma autocorrelação ajustada para um modelo de ordem 9 e 10. Na figura 6-04a notamos que o modelo AR de ordem 9 reproduz a autocorrelação medida somente durante o ITA utilizado (0,03s), porém para instantes de tempo após este intervalo, a função autocorrelação ajustada diverge do valor esperado. Para o modelo de ordem 10 (figura 6-04b), no qual ocorreu "falha", a autocorrelação desde o início é extremamente divergente. Entretanto para o modelo de ordem 1, pode-se verificar que este não apresenta a "falha" e apresenta resultados com alguma qualidade, como podemos observar nas figuras 6-05 e 6-06. Neste caso obtivemos o valor da constante de tempo igual a 0,033s.

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA

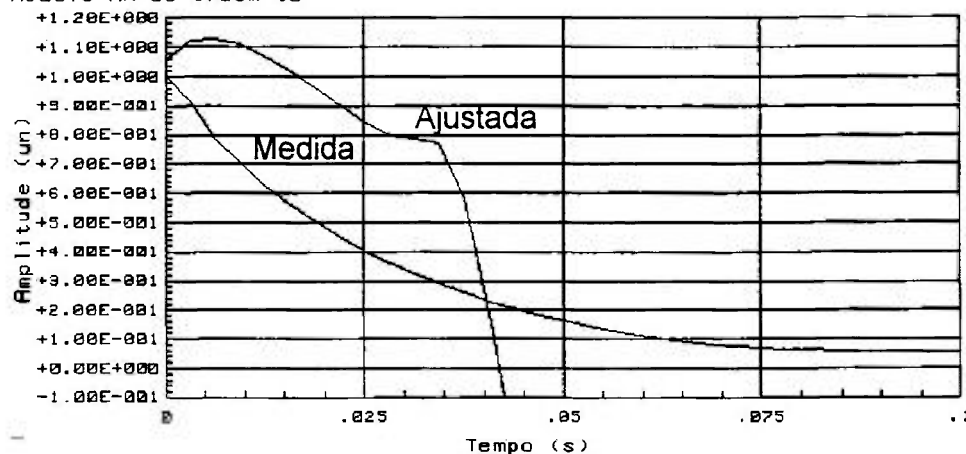
TESTE RC1/R=5.59Kohms/C=4.52MF/T=0.025s/FC=6.31Hz
 Instalação CIRCUITO RC , Sensor RC1
 Fita --- , Canal --- , Run ---
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .003125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .03125
 Deslocamento a cada 1 Amostras :
 Unidade de Tempo (S) : .003125
 Modelo AR de Ordem 9



a.

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA

TESTE RC1/R=5.59Kohms/C=4.52MF/T=0.025s/FC=6.31Hz
 Instalação CIRCUITO RC , Sensor RC1
 Fita --- , Canal --- , Run ---
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .003125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .03125
 Deslocamento a cada 1 Amostras :
 Unidade de Tempo (S) : .003125
 Modelo AR de Ordem 10



b.

Figura 6-04: Gráficos da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR. a. Modelo de ordem 9. b. Modelo de ordem 10 é "instável" (a variância do ruído estimada foi negativa).

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA

TESTE RC1/R=5.59KOhms/C=4.52MF/T=0.025s/FC=6.31Hz
 Instalação CIRCUITO RC , Sensor RC1
 Fita --- , Canal --- , Run ---
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .003125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .03125
 Deslocamento a cada 1 Amostras :
 Unidade de Tempo (S) : .003125
 Modelo AR de Ordem 1

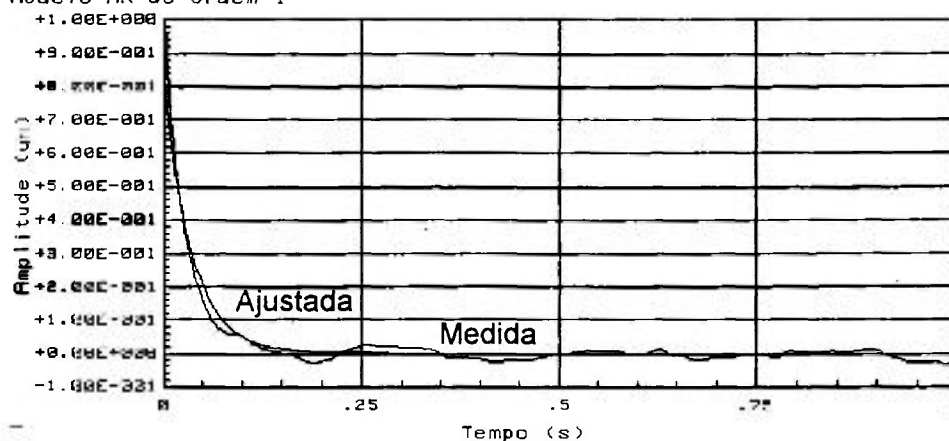


Figura 6-05: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 1.

RESPOSTA EM FREQUENCIA

TESTE RC1/R=5.59KOhms/C=4.52MF/T=0.025s/FC=6.31Hz
 Instalação CIRCUITO RC , Sensor RC1
 Fita --- , Canal --- , Run ---
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .003125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .03125
 Deslocamento a cada 1 Amostras :
 Unidade de Tempo (S) : .003125
 Modelo AR de Ordem 1 (Fc = 4.44187494279 , Tal = .0358305772093)

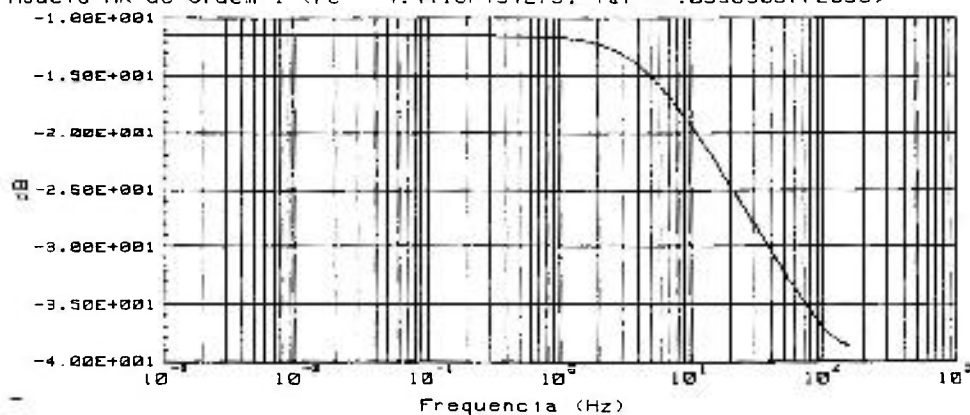


Figura 6-06: Gráfico de PSD do modelo AR de ordem 1.

MF-2. Autocorrelação Média Obtida do Modelo Físico 2

Considerando-se as observações do teste anterior, selecionamos o tempo de registro da função autocorrelação, de forma que 90% do "decaimento exponencial" ocorra em até 1/4 do tempo de registro.

A figura 6-07 mostra o gráfico da função autocorrelação ajustada e nele observamos que, em relação ao caso MF-1, o sistema tem resposta mais lenta e atenua mais as eventuais componentes AC geradas no sistema, tornando a função autocorrelação mais suave e bem comportada.

O resultado de constante de tempo da análise de 0,49s mostra-se coerente com valor medido diretamente (0,51s).

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA
 TESTE RC2/R=.995M0hms/C=.946MF/T=.941s/FC=.17Hz
 Instalacao CIRCUITO RC , Sensor RC2
 Fita --- , Canal --- , Run ---
 Vel.Grav.(cm/s): 1 , Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .00390625
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .5
 Deslocamento a cada 5 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .01953125
 Modelo AR de Ordem 4

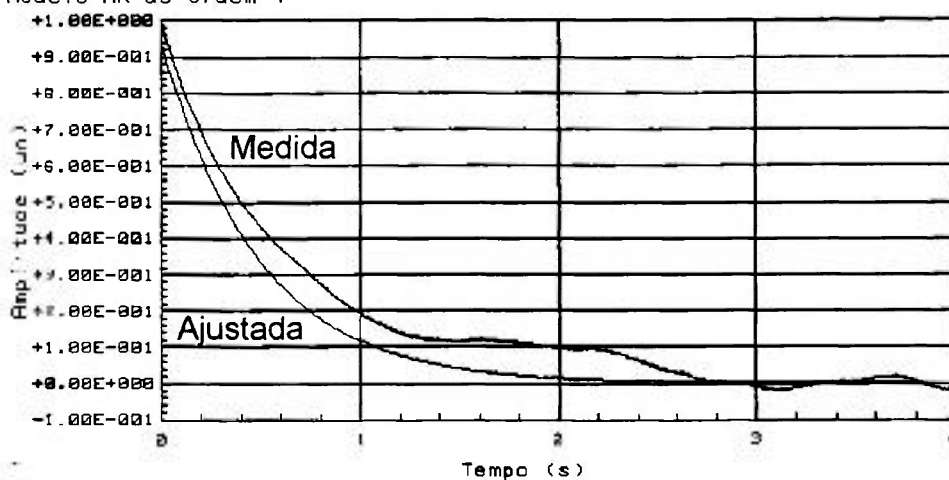


Figura 6-07: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 4.

6.2. Experimentos Realizados com Instrumentos de Processo

Para verificar a aplicação prática da metodologia, foram utilizados instrumentos de processo, para os quais as características de tempo de resposta já haviam sido determinadas por outros métodos. Foram utilizados instrumentos instalados na Bancada de Aferição de Vazão (BAV) e no Circuito Térmico Experimental de 70 kgf/cm² (CTE-70) do IPEN.

Neste programa experimental foram obtidos os sinais durante o regime estacionário, na operação dos circuitos. Os sinais provenientes dos instrumentos foram filtrados, retirando-se a componente DC, e amplificados através de amplificadores isoladores¹. Nos experimentos realizados no CTE-70, os sinais foram gravados durante cerca de 40 minutos, em vários canais de um gravador profissional (KYOWA RTP-802), uma vez que o DSA utilizado para determinar as funções de autocorrelações e o PSD dos sinais, pode analisar, no máximo, dois instrumentos por vez. O diagrama ilustrando o processo de medida e análise é mostrado na figura 6-08.

A velocidade de gravação (2,4 cm/s) foi escolhida de maneira que a função transferência do gravador não interferisse na composição de frequência do sinal de interesse². Os níveis de gravação foram ajustados para que o sinal de entrada não produzisse distorção ao ser gravado. Para isto o sinal deve ter um valor em torno de 50% do nível de gravação ajustado.

¹ O amplificador isolador é um circuito eletrônico ajustado para atenuar sinais com frequência inferior a 0,01Hz e amplificar os sinais acima desta frequência. No amplificador a saída é totalmente isolada galvanicamente da entrada, o que permite que todo o sistema de medida esteja isolado da origem do sinal. Isto é importante no caso de o equipamento ser utilizado junto ao sistema de proteção do reator (SPR), pois oferece um nível de segurança em que o equipamento de medida não poderá causar um desligamento acidental do reator durante o processo de medida.

² Para velocidade de gravação de 2,4 cm/s a resposta de frequência do gravador é constante até 600 Hz e para velocidade de 4,8 cm/s, a resposta de frequência é constante até 1000 Hz.

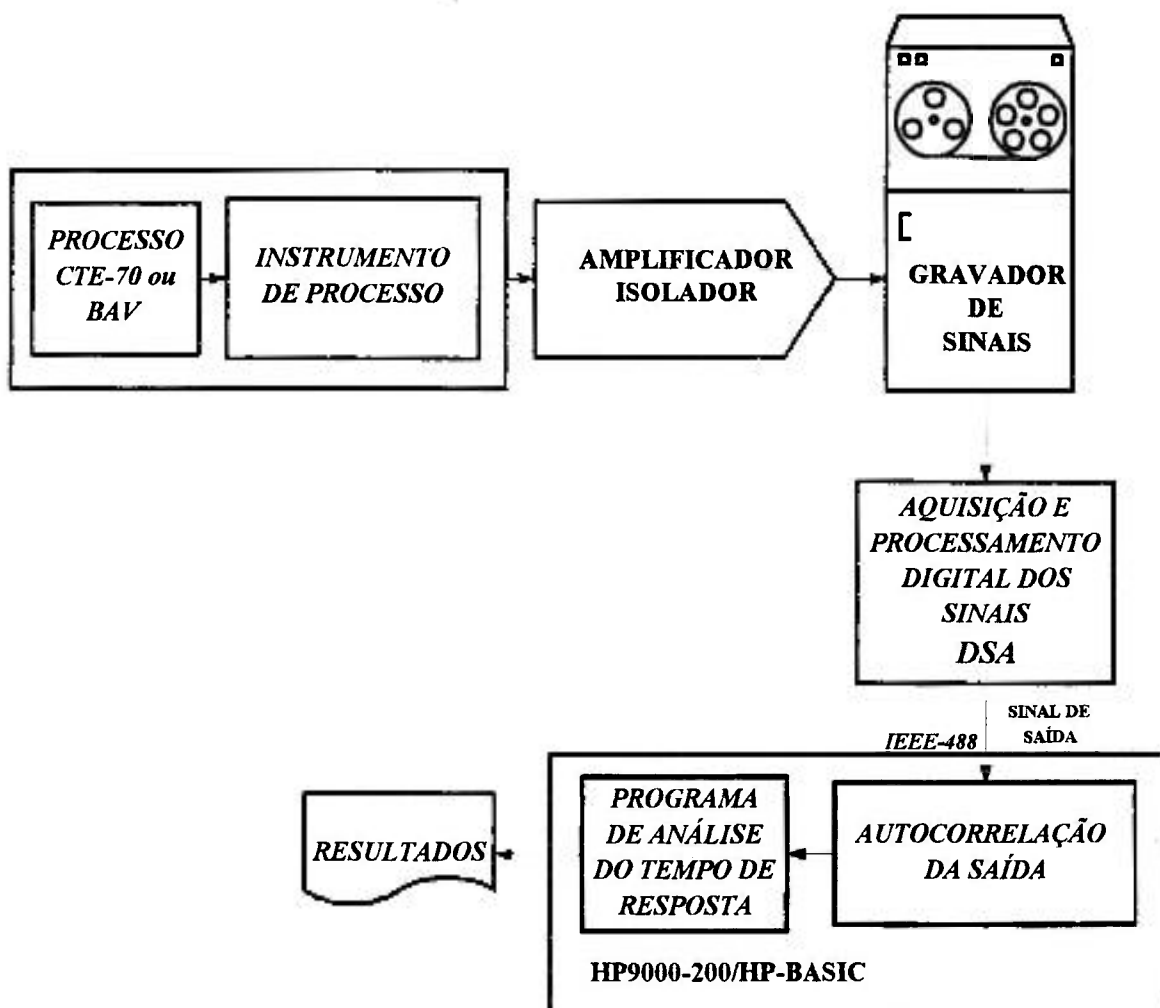


Figura 6-08: Diagrama ilustrando o processo de medida do tempo de resposta de instrumentos de processo.

6.2.1. Os Experimentos Realizados na BAV

A BAV foi projetada e construída em PVC para permitir a calibração de vazão dentro de certos limites de aplicação. A sua faixa de vazão cobre desde 0,001 kg/s até 5,600 kg/s, com incerteza de medida dependente da faixa de vazão a ser utilizada na aferição/calibração.

A Figura 6-09 mostra um esquema simplificado da bancada com suas principais características. Neste circuito uma bomba centrífuga é responsável pelo estabelecimento da vazão de água através do mesmo. No entanto, para

baixas vazões, pode-se estabelecer a vazão por gravidade, uma vez que o tanque reservatório encontra-se a 6 metros de altura. O controle da vazão é manual e existem dois pulmões de ar, obtidos pelo preenchimento parcial de dois tubos de acrílico com água, que permitem acomodar as variações de pressão.

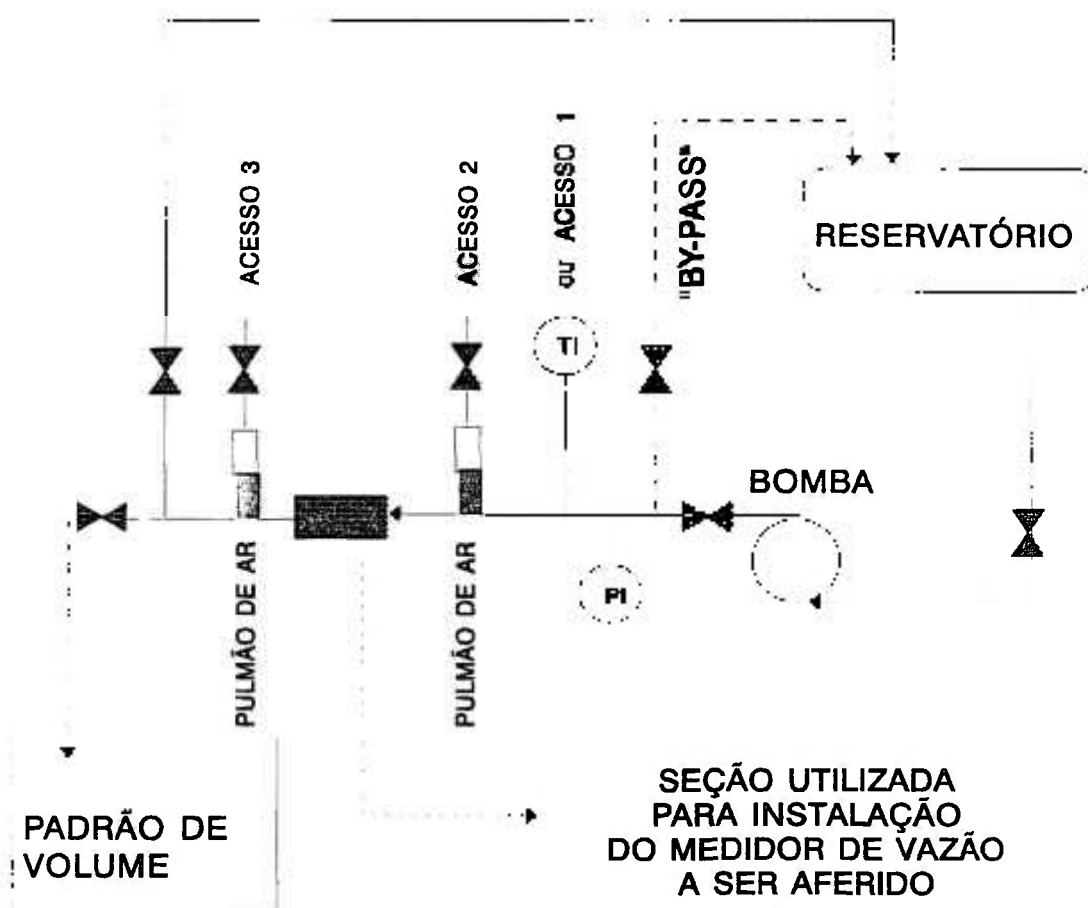


Figura 6-09: Diagrama simplificado da BAV. PI é um indicador de pressão e TI é um indicador de temperatura.

Foram utilizados três pontos para realização das medidas: (i) logo após a saída da bomba (retirando o indicador de temperatura - acesso 1); (ii) antes da seção para aferição de instrumentos (utilizando o pulmão de ar - acesso 2) e (iii)

depois da seção para aferição de instrumentos (utilizando o pulmão de ar - acesso 3).

Inicialmente tentamos utilizar um termopar, para verificar a aplicação da metodologia a sensores de temperatura. Porém, na análise preliminar dos sinais, verificamos, através do PSD do sinal de temperatura medido, que se destacava uma componente na frequência de 60Hz e suas harmônicas, obtidas devido aos sinais induzidos e gerados pelos circuitos eletrônicos do filtro e equipamentos, e que são muito significativos em relação aos sinais de interesse nas medidas. Como pode ser visto na figura 6-09, a bancada não possui nenhuma fonte de calor (além do calor liberado pela bomba) suficiente para gerar uma turbulência de calor. Adicionalmente, a variação da temperatura é muito pequena para que possa ser eficientemente medida pelo sensor. Desta forma, mesmo aumentado o fator de amplificação dos sinais medidos, não conseguimos alterar a relação Sinal/Ruído (S/N) para detectar as características dinâmicas do sensor, tornando impossível realizar a análise para este tipo de sensor na BAV.

Para aplicação da metodologia a transmissores de pressão na BAV, foram utilizados transmissores de pressão do tipo célula capacitiva, da SMAR modelo LD 200-D04, que possui um amortecimento eletrônico do sinal, ajustado por um potenciômetro. As medidas diretas da constante de tempo e tempo de atraso para este instrumento são, respectivamente, 70ms e 80ms com amortecimento ajustado no mínimo (0%). Para amortecimento ajustado no máximo (100%), a constante de tempo é de 3,350s [48].

Foi também utilizado um transdutor de pressão (**VALIDYNE**) de relutância variável da *Validyne Engineering Corporation*, modelo *DP15TL*, cuja resposta é considerada mais rápida (tempo de atraso da ordem de 10ms), quando comparada com o tempo de resposta de transdutores comerciais e que foi utilizado como padrão, de forma a verificar as características dos sinais do processo e caracterizar dinamicamente o transdutor LD200.

Como o tempo de resposta do **VALIDYNE** é pequeno (da ordem de 10ms) podemos considerar que a resposta em frequência deste transdutor é constante para perturbações com frequência de até 16Hz ($(2\pi \cdot 10\text{ms})^{-1}$). Desta forma, o sensor **VALIDYNE** pode ser utilizado como padrão para verificar as hipóteses

postuladas na metodologia, relativas às características do ruído do processo, e também caracterizar a resposta em frequência do LD-200.

A figura 6-10, mostra a resposta em frequência do transmissor LD-200 (com amortecimento de 100%) utilizando o sinal do sensor VALIDYNE como referência do sinal de entrada. Através de um recurso do DSA de ajuste da função transferência, obtivemos, para um modelo de segunda ordem, os pólos em 7,51Hz e 0,049Hz, que permite estimar a constante de tempo aparente do transmissor sensor LD-200 (com amortecimento de 100%) como sendo 3,22s, compatível com o resultado de 3,350s obtido através da medida direta.

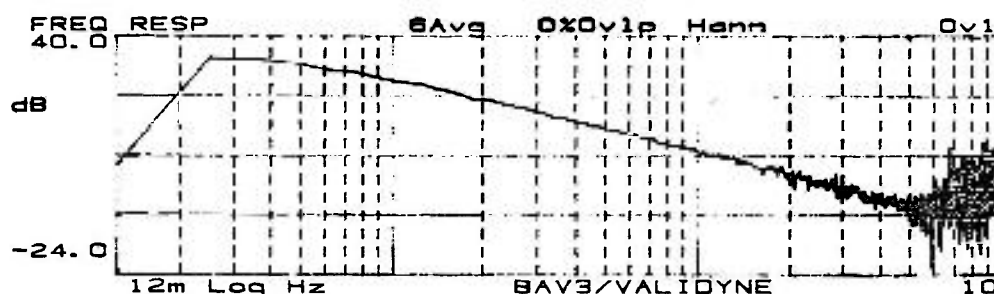


Figura 6-10: Resposta em frequência do LD-200 (com 100% de amortecimento) de 12 mHz a 10 Hz.

Tomando-se as autocorrelações dos sinais do transdutor LD-200, quando instalado na BAV nos acessos 2 e 3 e para valores de amortecimento de 0 e 100%, obtivemos os seguintes resultados apresentados na tabela 6-02 e gráficos das figuras de 6-11 a 6-22.

Tabela 6-02: Resultados de Tempo de Resposta para os LD-200 instalados na BAV

Amorte- cimento	$\delta_{\text{referência}}^*$ (s)	Acesso na BAV	N	Δt (s)	δ (s)	φ (s)	δ_{fc} (s)	Ord.Mod./ Máx.	UT (s)
0%	0,070	2	1024	0,00195	0,189	0,0549	0,0949	2/10	0,0488
		3	1024	0,00195	0,166	0,187	0,0841	2/10	0,0488
100%	3,350	2	1024	0,01565	2,77	2,66	2,52	6/10	0,2968
		3	1024	0,01565	3,28	3,09	3,30	3/10	0,2968

* Valor de constante de tempo obtido utilizando-se o método de medida direta em laboratório, empregando o teste de degrau de pressão positiva [48].

No processo de análise, foram consideradas as observações realizadas nos testes de validação. Mesmo assim, encontramos durante o cálculo dos critérios para seleção do modelo de ordem ótima, valores de variância negativos para algumas ordens de modelos ajustados, que mais uma vez demonstra instabilidade do modelo auto-regressivo devido aos valores da função autocorrelação utilizados no ajuste.

Observamos que quanto mais distante da bomba é o ponto de acesso (obtendo assim um ruído que mais se aproxima do RBG), melhores são os resultados, porque quanto mais distante da bomba, menores são as amplitudes da frequência de rotação da bomba e suas harmônicas, e tanto mais "branco" é o ruído de excitação do transmissor. Conseqüentemente, o resultado do tempo de resposta do transdutor é melhor para a situação de amortecimento igual a 100%, pois neste caso, a influência das componentes periódicas no processo de análise não é tão sensível quando comparada à situação de amortecimento igual a 0%. Esta situação é análoga à descrita para o teste MF-2, cujo tempo de resposta é maior do que no teste MF-1.

Assim, podemos dizer que a metodologia conseguiu fornecer neste teste na BAV, resultados de tempo de resposta do transmissor de pressão, os quais demonstram que a metodologia permite identificar variações das características dinâmicas de instrumentos de processo. No caso as variações foram simuladas variando-se o valor do fator de amortecimento do transmissor.

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA
 BAV2/LD200/AMORT-0%
 Instalação BAV-TOMADA 2 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .001953125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : 5
 Deslocamento a cada 25 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .048828125
 Modelo AR de Ordem 2

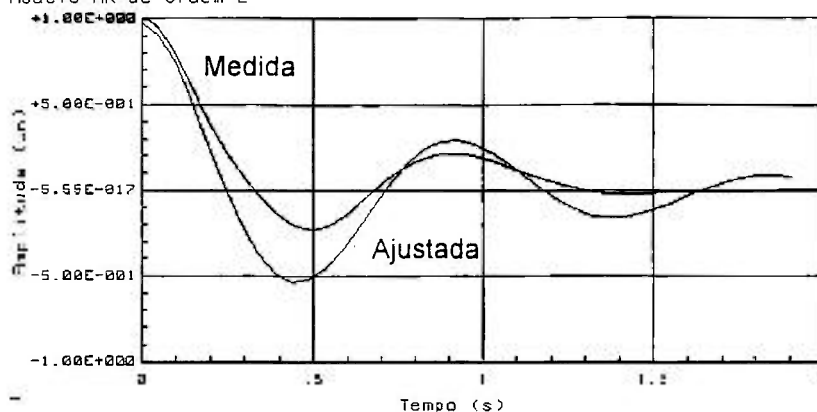


Figura 6-11: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 0%].

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA
 BAV-2/LD200/100%
 Instalação BAV-TOMADA 2 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlação: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .015625
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : 3
 Deslocamento a cada 19 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .296875
 Modelo AR de Ordem 6

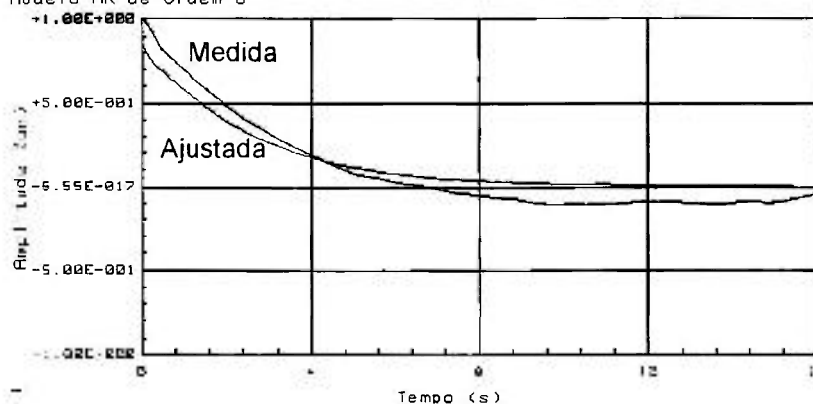


Figura 6-12: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 6. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 100%].

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA

BAV3/LD200/0%
 Instalação BAV-TOMADA 3 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Número de Amostras da Auto-correlação: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .001953125
 Máxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Análise (S) : 5
 Deslocamento a cada 25 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : 048828125
 Modelo AR de Ordem 2

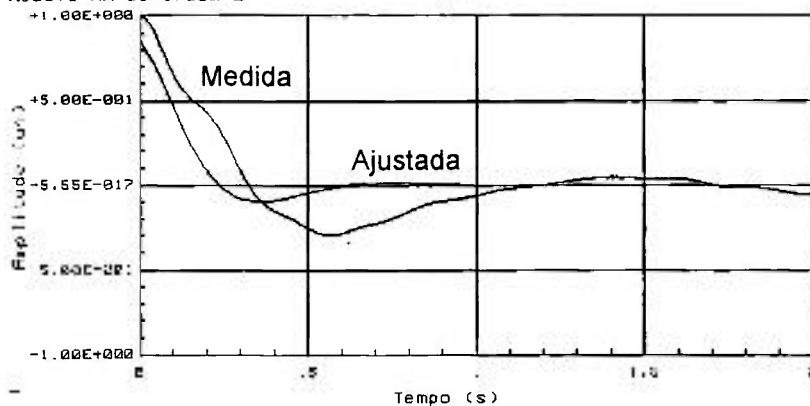


Figura 6-13: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 6. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 0%].

AUTO-CORRELAÇÃO AJUSTADA

BAV3/LD200/100%
 Instalação BAV-TOMADA 3 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Número de Amostras da Auto-correlação: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .015625
 Máxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Análise (S) : 3
 Deslocamento a cada 19 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .296875
 Modelo AR de Ordem 3

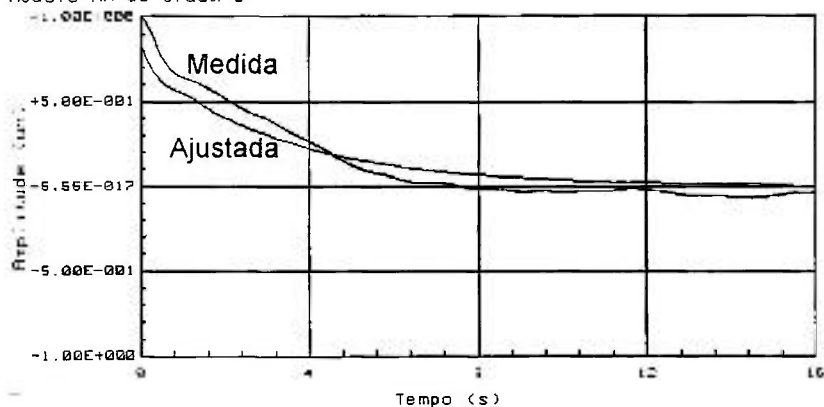


Figura 6-14: Gráfico da função autocorrelação ajustada pelo modelo AR de ordem 3. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 100%].

RESPOSTA DINAMICA (IMPULSO, DEGRAU, RAMPA)

BAV2/LD200/AMORT=0%
 Instalacao BAV-TOMADA 2 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .001953125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .5
 Deslocamento a cada 25 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .048828125
 Modelo AR de Orden 2

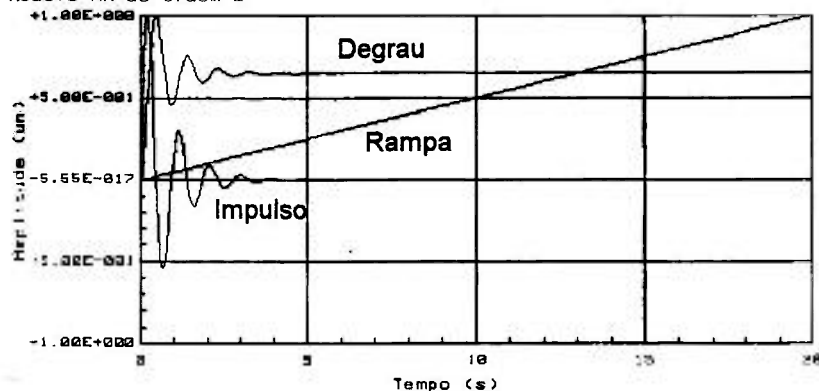


Figura 6-15: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 0%].

RESPOSTA DINAMICA (IMPULSO, DEGRAU, RAMPA)

BAV-2/LD200/100%
 Instalacao BAV-TOMADA 2 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .015625
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : 3
 Deslocamento a cada 19 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .296875
 Modelo AR de Orden 6

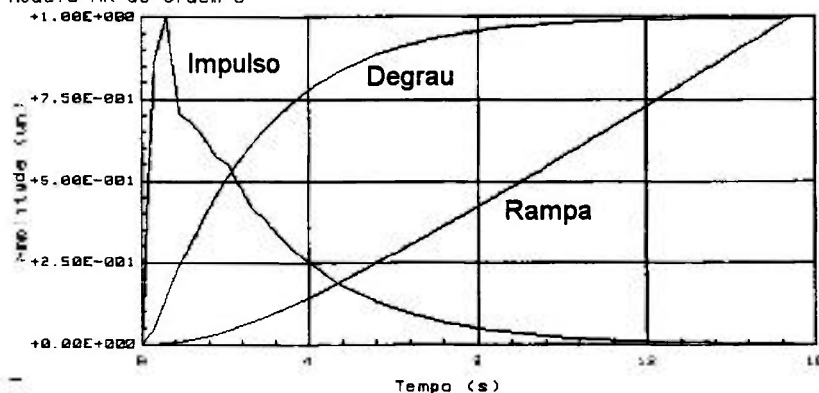


Figura 6-16: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR de ordem 6. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 100%].

RESPOSTA DINAMICA (IMPULSO, DEGRAU, RAMPA)

BAV3/LD200/0%
 Instalacao BAV-TOMADA 3 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .001953125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .5
 Deslocamento a cada 25 Amostras. :
 Unidade de Tempo (S) : .048828125
 Modelo AR de Orden 2

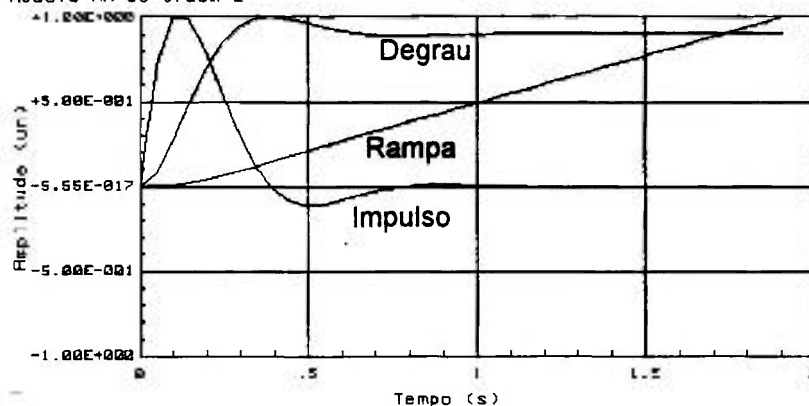


Figura 6-17: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 Instalado na BAV3, com amortecimento de 0%].

RESPOSTA DINAMICA (IMPULSO, DEGRAU, RAMPA)

BAV3/LD200/100%
 Instalacao BAV-TOMADA 3 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .015625
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : 3
 Deslocamento a cada 19 Amostras. :
 Unidade de Tempo (S) : .296875
 Modelo AR de Orden 3

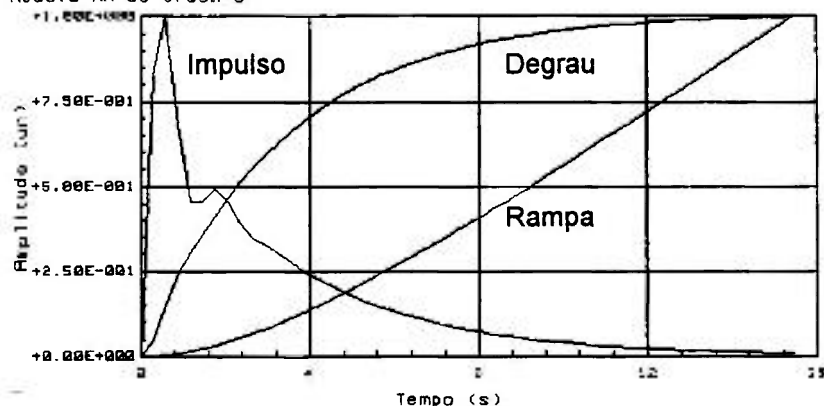


Figura 6-18: Gráfico da resposta dinâmica do modelo AR de ordem 3. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 100%].

RESPOSTA EM FREQUENCIA

BAV2/LD200/AMORT=0%
 Instalacao BAV-TOMADA 2 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .001953125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : 5
 Deslocamento a cada 25 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .048828125
 Modelo AR de Ordem 2 (Fc = 1.67683749095, Tai = .0949137551794)

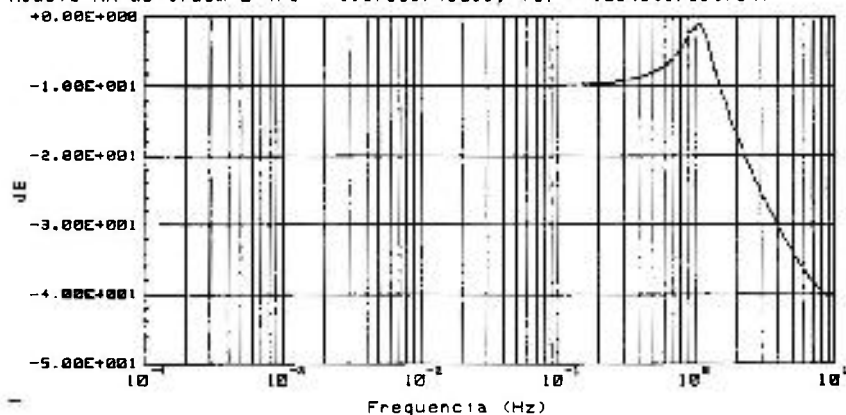


Figura 6-19: Gráfico de resposta em frequência do modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 0%].

RESPOSTA EM FREQUENCIA

BAV-2/LD200/100%
 Instalacao BAV-TOMADA 2 ,Sensor LD200
 Fita --- ,Canal --- ,Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1 ,Vel.Rep.(cm/s): 1
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .015625
 Maxima Ordem do Modelo AR : 10
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : 3
 Deslocamento a cada 19 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .296875
 Modelo AR de Ordem 6 (Fc = .0630353644712, Tai = 2.5248516357)

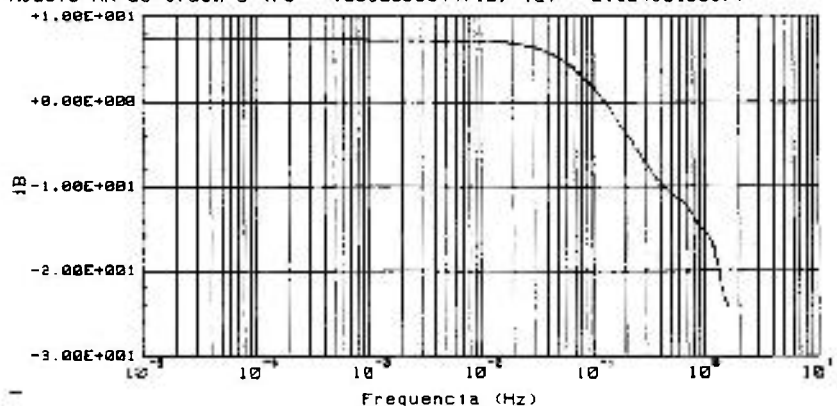


Figura 6-20: Gráfico de resposta em frequência do modelo AR de ordem 6. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV2, com amortecimento de 100%].

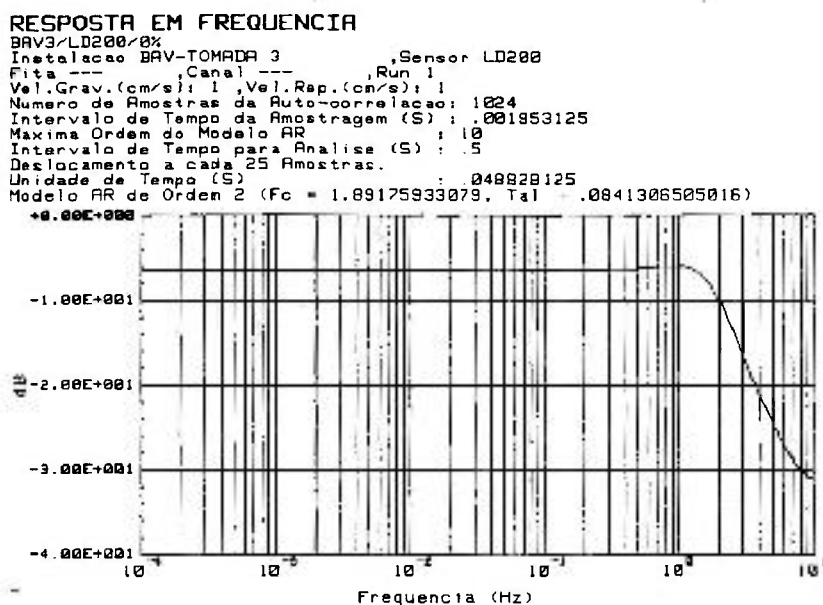


Figura 6-21: Gráfico de resposta em frequência do modelo AR de ordem 2. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 0%].

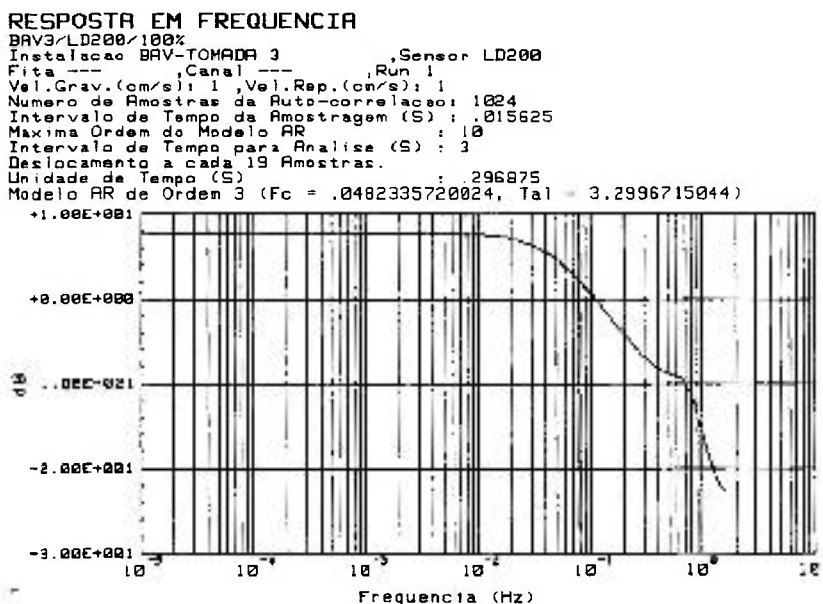


Figura 6-22: Gráfico de resposta em frequência do modelo AR de ordem 3. [Autocorrelação obtida do sinal do LD-200 instalado na BAV3, com amortecimento de 100%].

6.2.2. Os Experimentos Realizados no CTE-70

O CTE-70, ou LOOP-70, leva estas designações porque a sua pressão máxima de operação é de 70 kgf/cm². É um circuito experimental destinado, principalmente, ao estudo das condições relacionadas à geração e retirada de calor do núcleo do reator.

O CTE-70 é um circuito termohidráulico em aço inoxidável que permite realizar experimentos em escoamentos monofásicos (água) e bifásicos (água + vapor). Seus principais componentes mecânicos são (figura 6-23):

- PRESSURIZADOR (V-102)
- BOMBA PRINCIPAL (P-101)
- CONDENSADOR/RESFRIADOR I (C-101)
- PRÉ-AQUECEDOR (X-101)
- SEÇÃO DE TESTES

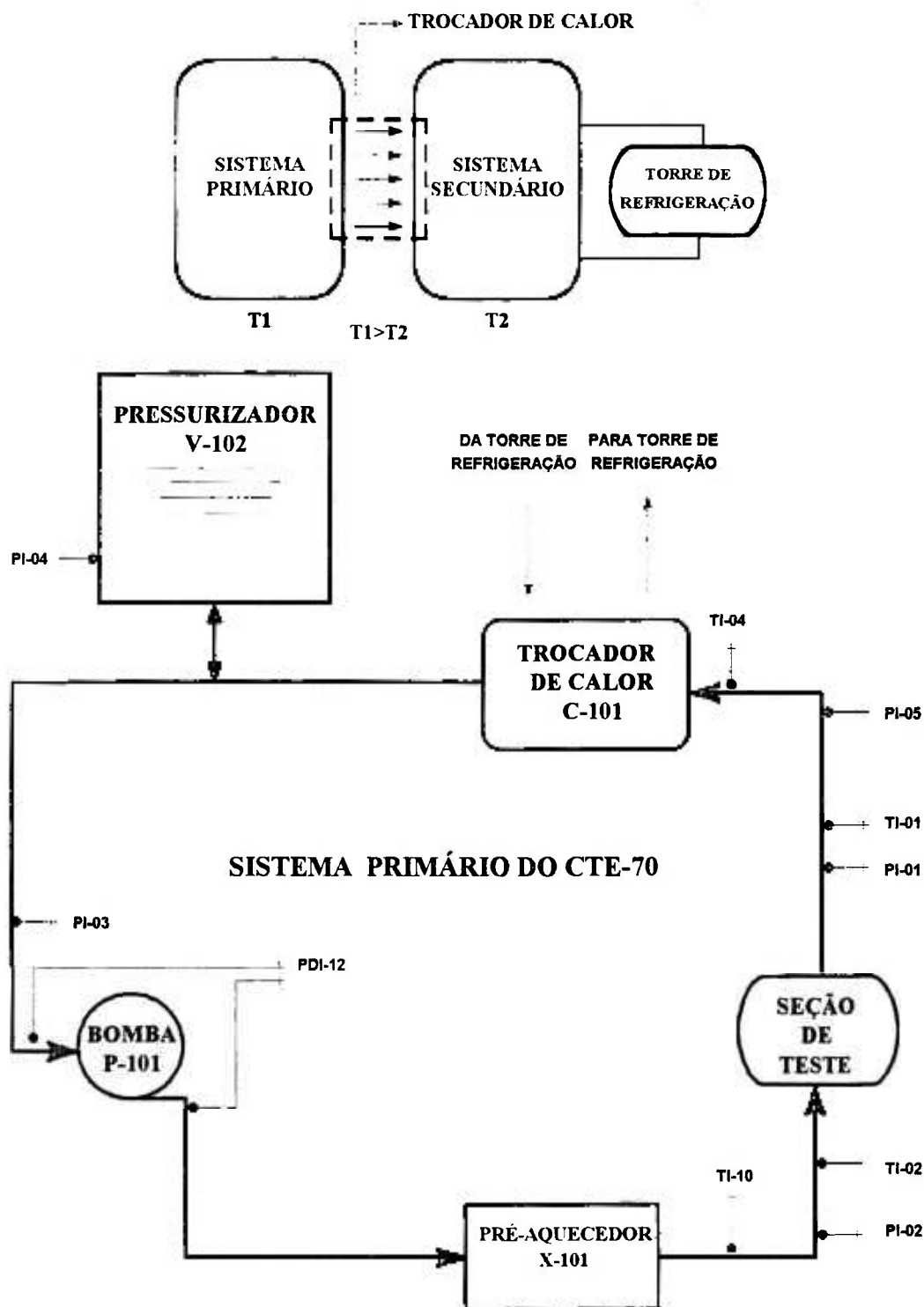


Figura 6-23: Diagrama simplificado do CTE-70. TI representa medidor de temperatura. PI representa medidor de pressão. PDI representa medidor de pressão diferencial. FI representa medidor de vazão.

Inicialmente, planejamos realizar medidas com os termopares, transmissores de pressão absoluta e transmissores de pressão diferencial, porém, durante o processo de preparação para os experimentos propostos no CTE-70, observamos que:

- Para os sensores de temperatura não foi possível obter sinais amplificados que resultassem em funções autocorrelação adequadas, ou seja, quando não amplificávamos o sinal AC de temperatura, a função autocorrelação era equivalente àquela obtida por um RBG acrescido de um valor constante (teste SP-4 do capítulo 5), tornando a análise impossível. Quando amplificávamos o sinal AC de temperatura, a função autocorrelação era equivalente àquela obtida por um RBG acrescido de uma componente periódica de frequência igual a 60Hz (teste SP-6 do capítulo 5), cuja origem é a indução eletromagnética da tensão da rede de alimentação nos circuitos do amplificador, tornando a análise, também, impossível. O que aconteceu neste caso, pode ser explicado da mesma forma que o caso do termopar instalado na BAV: as fontes de calor (Bomba e Pré-aquecedor) não são suficientes para gerar uma turbulência de calor, para que o sinal de resposta dos termopares sejam adequados para análise. Devemos considerar, ainda, que os termopares instalados (termopar do tipo J, fabricado pelo IOPE, encamisado e com dimensões de 350 mm de comprimento total e 6 mm de diâmetro externo) têm uma inércia térmica muito grande, uma vez que a constante de tempo é da ordem de 6,7s (valor de constante de tempo obtido utilizando-se o método de medida direta em laboratório [21]).
- Para os transmissores de pressão absoluta (FISHER - Modelo 1151AP) a função autocorrelação era equivalente àquela obtida por um RBG de baixa intensidade acrescido de componentes periódicas de frequências altas (teste SP-6 do capítulo 5). O ruído é de baixa intensidade, pois nas tubulações da planta não há grandes turbulências de pressão, e as componentes periódicas, cuja origem são os processos de ressonância existentes no circuito e cuja principal fonte é a rotação da bomba, influem consideravelmente sobre o sinal medido pelo sensor. Isto tornou

a análise, também, impossível de ser realizada. A exceção é feita ao transdutor de pressão diferencial da bomba, porque a entrada e a saída da bomba são regiões onde o escoamento é turbulento e, portanto, a intensidade do ruído gerado é suficiente para que as componentes periódicas não tenham muita influência na análise.

Assim sendo, a única análise possível de ser feita, neste caso, foi o transdutor de pressão diferencial da bomba (**PDI-12**, fabricado pela FISHER - Modelo 1151DP, do tipo célula capacitiva, com amortecimento eletrônico do sinal), tal análise é descrita a seguir.

Utilizando todas as considerações descritas na validação da metodologia (capítulo 5), sobre tempo de amostragem utilizada na função autocorrelação e intervalo total de análise, obtivemos, para este transdutor, resultados de um experimento que se aproxima da aplicação real, e cujos resultados são apresentados na tabela 6-03.

Tabela 6-03: Resultados de Tempo de Resposta para o PDI-12 instalado no CTE-70

Amortecimento	δ_{REF}^* (s)*	ϕ_{REF}^{**} (s)*	Ensaio ***	N	Δt (s)	δ (s)	ϕ (s)	δ_{fc} (s)	Ordem do Modelo	UT (s)
0%	0,020	0,040	1	1024	0,00078	0,026	0,011	0,011	5	0,0039
			2	1024	0,00078	0,147	0,122	0,127	8	0,0039
100%	1,760	1,260	1	1024	0,00195	3,40	3,30	3,23	2	0,3906
			2	1024	0,00195	2,13	2,12	2,01	1	0,2343

* e ** Valor de constante de tempo e tempo de atraso obtidos utilizando-se o método de medida direta em bancada, retirando o transmissor do processo, e utilizando o teste de degrau de pressão positiva e rampa de pressão ascendente [48], respectivamente.

*** O número do ensaio refere-se às condições de operação do CTE-70. 1. refere-se à potência do pré-aquecedor de 50 KW, pressão de 20 Kgf/cm² e vazão de 4 Kg/s. 2. refere-se a potência do pré-aquecedor de 84 KW, pressão de 20 Kgf/cm² e vazão de 4 Kg/s.

Para o amortecimento máximo (100%) verificamos que o transmissor comporta-se como um filtro passa-baixa, e por este motivo, a ordem dos modelos obtidos é baixa. Pode-se inclusive verificar, por inspeção da função autocorrelação, que a constante de tempo é da ordem de 3s (Figura 6-24).

Os resultados obtidos para a constante de tempo, tempo de atraso e constante de tempo a partir da freqüência de corte são consistentes entre si, mas estes valores são maiores do que os valores medidos diretamente. Entretanto, devemos observar que, por exemplo, a constante de tempo obtida pela análise de ruído é do sistema (processo, linha de tomada de pressão - linha de impulso, e sensor) e, no caso, o valor de referência foi obtido retirando-se o sensor do processo, o que, conseqüentemente, resulta em um valor menor.

Observou-se também que o modelo de ordem 9 pode, inclusive, descrever, com uma certa qualidade, o PSD do sinal, reproduzindo ressonâncias do processo, como pode ser visto nas figuras 6-25 e 6-26.

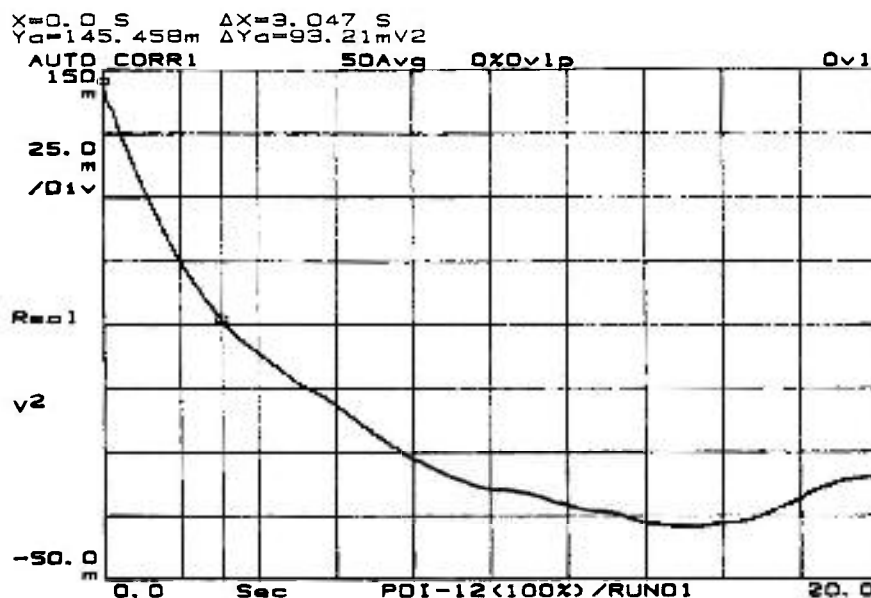


Figura 6-24: Gráfico da função autocorrelação medida. Em destaque, o instante de tempo que a amplitude atinge 36,8% do valor inicial. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 100%].

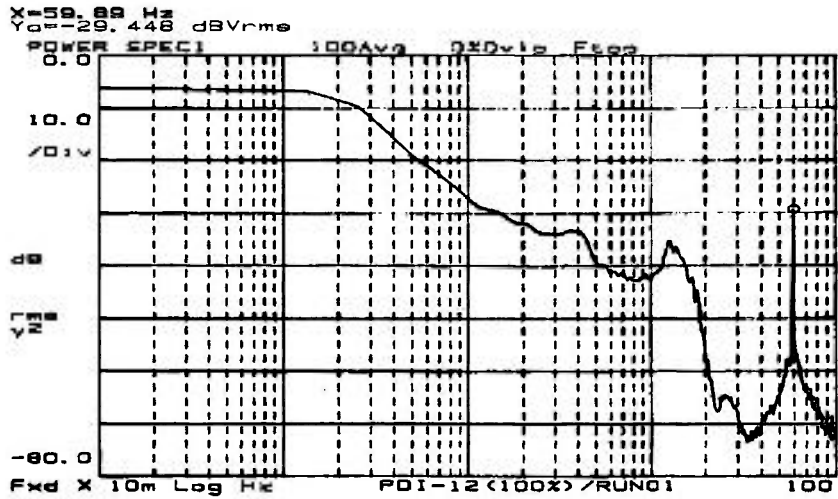


Figura 6-25: Gráfico de PSD obtida experimentalmente. Em destaque a frequência de rotação da bomba. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 100%].

RESPOSTA EM FREQUENCIA

CTE-70(Q=50KW/P=20BAR/M=4KGS)-04/03/94 -AMORT-100%
 Instalacao CTE-70 , Sensor PDI-12
 Fita L70.B.1. , Canal 9 , Run 1
 Vel.Grav.(cm/s): 1.2 , Vel.Rep.(cm/s): 1.2
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .01953125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : 1
 Deslocamento a cada 2 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .0390625
 Modelo AR de Ordem 9 (Fc = .0646905614467, Tal = 2.46024983448)

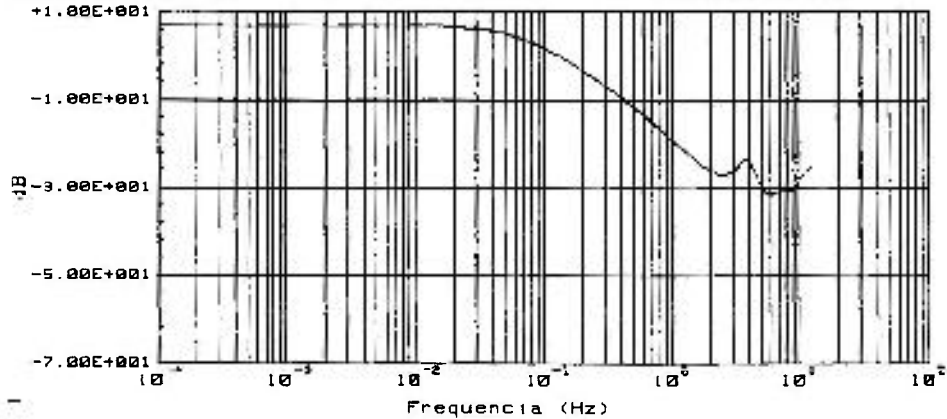


Figura 6-26: Gráfico de PSD obtido do modelo AR de ordem 9. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 100%].

Ao diminuirmos o amortecimento eletrônico do sistema, quase que eliminamos o filtro passa-baixa do transdutor e, portanto, as influências das componentes AC do processo tornam-se mais proeminentes, dificultando a análise da função autocorrelação apresentada na figura 6-27.

Observando o gráfico da figura 6-28 que mostra o PSD do sinal, notamos que o filtro passa-baixa desloca-se para a direita, uma vez que a frequência de corte aumenta, mantendo a posição das ressonâncias obtidas no caso anterior. O resultado final é a sobreposição da frequência de corte do sensor com a ressonância de 4Hz, e é isto o que torna o processo difícil de ser analisado pela metodologia, como já havia sido discutido em SP-6.

Para o cálculo das características dinâmicas do sensor a metodologia neste caso não pode ser aplicada, porém devemos destacar que, mesmo assim, a metodologia permite uma análise do conjunto sensor+processo.

Como pode ser observado na figura 6-29 o PSD reconstruído através do modelo AR demonstra grande concordância com a medida experimental. É importante lembrar que a razão da inviabilidade da aplicação da metodologia na determinação do valor verdadeiro da constante de tempo do sensor, deve-se ao fato de que a ressonância apresentada no PSD, que influencia o resultado da constante, é devido à dinâmica do processo e não do instrumento.

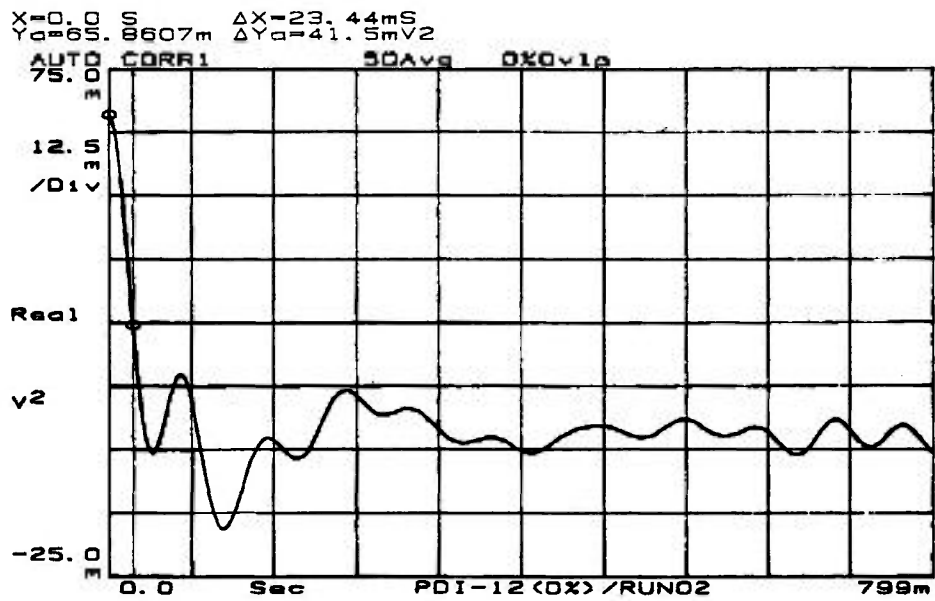


Figura 6-27: Gráfico da função autocorrelação medida. Em destaque o instante de tempo que a amplitude atinge 0,368 do valor inicial. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12, com amortecimento de 0%].

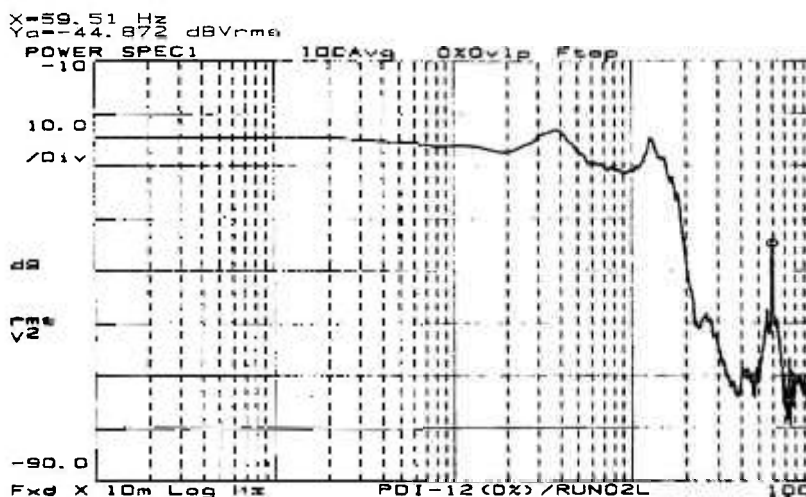


Figura 6-28: Gráfico do PSD medido. Em destaque a frequência de rotação da bomba. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 0%].

RESPOSTA EM FREQUENCIA

CTE-70 (Q=50KN/P=20BAR/M=4KGS)-04/03/94 - AMORT=0%
 Instalacao CTE-70 , Sensor PDI-12
 Fita L70.B.1. , Canal 9 , Run 2
 Vel.Grav.(cm/s): 1.2 , Vel.Rep.(cm/s): 1.2
 Numero de Amostras da Auto-correlacao: 1024
 Intervalo de Tempo da Amostragem (S) : .00078125
 Maxima Ordem do Modelo AR : 24
 Intervalo de Tempo para Analise (S) : .01875
 Deslocamento a cada 1 Amostras.
 Unidade de Tempo (S) : .00078125
 Modelo AR de Ordem 24 (Fc = 14.1445740051, Tal = .0112520138842)

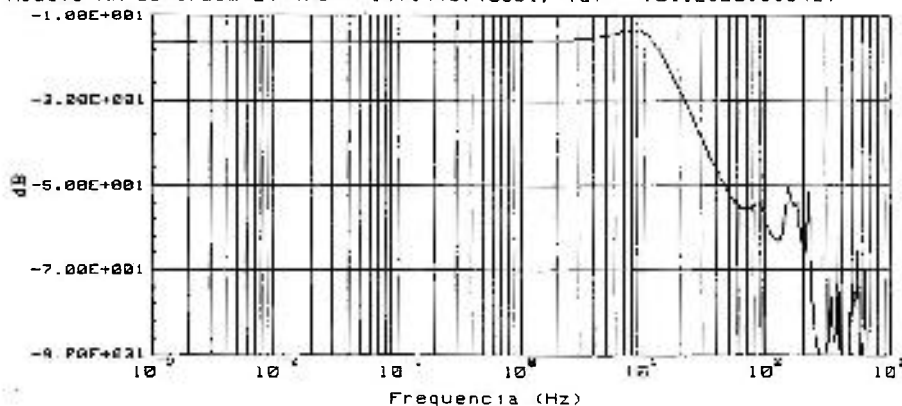


Figura 6-29: Gráfico do PSD do modelo AR de ordem 24. [Autocorrelação obtida do sinal do PDI-12 instalado no CTE-70, com amortecimento de 0%].

7. CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

7.1. Conclusões

Da análise dos testes de validação e aplicação da metodologia podemos concluir que:

- a) Quando são calculadas as respostas a degrau e rampa, a aproximação do cálculo da integral por trapézios resulta em um valor de área menor, a cada passo de integração. Assim, é introduzido um erro acumulativo, tanto maior quanto maior for o passo de integração. Isto equivale a tornar a resposta do sistema analisado mais lenta.
- b) Para obter bons resultados, é necessário conjugar um registro da função autocorrelação com um tempo total ($T=N \times \Delta t$) e tempo de amostragem (Δt) tais que, na análise, tenhamos valores suficientes de pontos para ajuste auto-regressivo da função e que o intervalo de tempo da análise ($UT \geq \Delta t$) utilizado seja suficientemente pequeno para dar precisão no cálculo do tempo de resposta. Assim, empiricamente sugerimos, que deve haver um tempo total de registro da função autocorrelação, tal que o tempo necessário para que a função autocorrelação "decaia" 63,2% seja 1/4 do tempo total de registro.
- c) Para obtermos da metodologia tempos de resposta precisos, devemos tomar o cuidado de utilizar um tempo de registro da função autocorrelação que seja, no mínimo, quatro vezes maior do que o valor da constante de tempo a ser determinada, e para o cálculo das respostas dinâmicas (impulso, degrau e rampa), um tempo total que seja quatro vezes maior do que o valor do tempo de registro da função autocorrelação a ser determinada. Isto implica na necessidade de uma análise inicial para se conhecer a ordem de grandeza da constante de tempo.
- d) A função autocorrelação é essencial para a boa qualidade do resultado final. Quando a autocorrelação é bem comportada o tempo de

amostragem utilizado não interfere na análise; e para sistemas de ordem superior a 1, a função autocorrelação só pode ser ajustada por uma série temporal cujo modelo é superior a 1. Se a autocorrelação não caracteriza perfeitamente o sistema excitado com RBG, ou quando as funções de autocorrelação são imprecisas (quer seja devido a imprecisão de medida, quer seja no processamento da função autocorrelação) os resultados da análise não permitem caracterizar a dinâmica real do sistema. Considerando que as incertezas nas estimativas dos coeficientes [53] podem ser obtidas da matriz de covariância dos coeficientes $\text{cov}(\vec{a}) = E[(\vec{a}_0 - \vec{\hat{a}})(\vec{a}_0 - \vec{\hat{a}})^T]$, calculada a partir da matriz P .

$$E[(\vec{a}_0 - \vec{\hat{a}})(\vec{a}_0 - \vec{\hat{a}})^T] = \frac{\sigma^2}{N} P^{-1}$$

observa-se com esta equação que, quanto maior a variância do RBG, maior será a incerteza dos parâmetros e, conseqüentemente, dos resultados obtidos do modelo.

- e) Ao aumentarmos o número de medidas da função autocorrelação, aumentamos a estatística do sinal e, portanto, aumentamos a estimativa da função autocorrelação característica do sistema analisado, melhorando os resultados. Funções de autocorrelação calculadas tomando-se a média de 40 funções, apresentam baixa incerteza.
- f) A função autocorrelação ajustada, as resposta dinâmicas e o PSD são fortemente influenciados pelos coeficientes auto-regressivos. Para um modelo AR que "diverge" (apresenta estimativa da variância do ruído negativa), verificou-se também que não se pode obter as respostas dinâmicas, pois a resposta dinâmica, assim como a autocorrelação ajustada, divergem, não atingindo um regime estacionário. Conseqüentemente, não podemos obter a constante de tempo e tempo de atraso.
- g) A presença de um valor contínuo (DC), sobreposto ao sinal analisado, altera o resultado da análise. A alteração é tanto mais significativa

quanto maior a amplitude DC. Ao realizarmos a análise com uma componente DC com amplitude de 50% em relação à amplitude do ruído, qualitativamente, o tempo de resposta (constante de tempo e tempo de atraso) aumentou em cerca de 5 vezes. Assim, nos casos em que a filtragem da componente DC é muito difícil, os tempos de resposta obtidos são muito altos e não representam corretamente as características do sistema. Na prática as componentes DC do ruído podem ser eliminadas com uma simples filtragem da componente DC do sinal de saída do sistema, resultando em uma função autocorrelação possível de ser analisada.

- h) Para medida de tempo de resposta por análise auto-regressiva é necessário que o sinal tenha um ruído que seja significativo do processo, ou seja, no caso de termopares é necessário que o processo possua uma fonte de calor (além do calor liberado pela bomba) suficiente para gerar uma turbulência de calor, para detectar as características dinâmicas do sensor e, no caso de sensores de pressão, os mesmos devem estar sujeitos a flutuações significativas, o que muitas vezes não acontece, como por exemplo, para os sensores de pressão da contenção.
- i) A presença de uma componente periódica introduz uma periodicidade na função autocorrelação que, dependendo da frequência, pode afetar significativamente os resultados. Qualitativamente, os tempos de resposta calculados são tão mais afetados quanto mais próxima a frequência da componente AC sobreposta ao ruído, for da frequência de "corte" do sistema. Adicionalmente, independentemente da análise quantitativa, um modelo AR com graus de liberdade o suficiente para ajustar as inflexões da função autocorrelação, é capaz de reproduzir um PSD do sistema, tal que neste fique caracterizada uma ressonância.
- j) Se não soubermos *a priori*, qual é a ordem do sistema analisado, no caso de um sistema de 2ª ordem, a presença de uma ressonância pode ser tratada como uma componente AC, de frequência próxima à frequência de corte de um sistema de 1ª ordem e vice-versa, no caso de um sistema de 1ª ordem, corrompido por uma componente AC, a

ressonância poderia implicar em analisar o sistema como se fosse de 2ª ordem.

- k) Como pode ser verificado, comparando os resultados obtidos do teste MF-1 (sistema rápido) e o teste MF-2 (sistema lento), quanto mais lento é o sistema, mais atenuadas são as componentes de alta frequência do sinal de resposta, mais “lisa” é a função autocorrelação e mais bem comportados são os coeficientes do modelo auto-regressivo (desde que, no limite, a amplitude da componente DC de saída não seja grande quando comparada as amplitude do ruído).
- l) Podemos perfeitamente utilizar o método para monitorar a degradação do tempo de resposta dos sensores, pois embora a precisão da estimativa seja discutível, as variações da constante de tempo de um sensor são acompanhadas proporcionalmente pelas variações das estimativas. Assim o método pode ser utilizado para diagnosticar quais os sensores de uma instalação nuclear que devem ser submetidos a outros testes para medir com precisão a degradação do tempo de resposta, ou então, retirados do processo para manutenção.

7.2. Recomendações

- a) Uma vez que neste trabalho estudamos qualitativamente a metodologia e como os diversos fatores influenciam no resultado final, trabalhos posteriores poderão considerar as observações e resultados já obtidos, aplicando a metodologia à uma quantidade maior de instrumentos de processo *in situ*, por exemplo, utilizando os instrumentos da central nuclear de Angra I, ou em bancadas termohidráulicas já construídas e que tenham as características necessárias para o teste. Ou ainda, no futuro, utilizando instrumentos de processo instalados em bancadas projetadas ou adaptadas especialmente para o estudo desta metodologia. Desta forma com uma quantidade grande de instrumentos testados será possível obter-se resultados mais quantitativos sobre a precisão do método. Estes estudos poderão também incluir a influência dos vários tipos de degradações que ocorrem nos instrumentos, sobre o resultado final, de forma que sobre

determinadas condições a metodologia poderá fornecer preventivamente o grau de degradação do instrumento.

- b) A possibilidade de que o espectro de entrada não seja branco, na região de frequência de interesse, deve também ser considerada. Um caminho para separar o sinal de processo não branco (ruído colorido) da dinâmica do sensor é considerar o sinal de entrada do sensor como uma resposta de alguma função transferência do processo a um sinal de entrada branco. O espectro medido é, então, tratado como a saída da função transferência, o qual é a combinação da dinâmica do sensor e a dinâmica do processo que poderia transformar o sinal branco no sinal presente, mas desconhecido, na entrada do sensor. Obtidos os pólos e zeros da função transferência combinada, se necessário, pode-se determinar quais das raízes pertencem à dinâmica do sensor e quais representam a transformação do sinal branco no presente sinal do processo [10]. Neste caso, deve-se utilizar um modelo de série temporal mais genérico do tipo Auto-regressivo de Média Móvel (ARMA) ou o Auto-regressivo de Média Móvel Exógeno (ARMAX).

Outras sugestões são:

Primeiro, a equação 4-18 $\left(\hat{\sigma}^2 = c_0 - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i c_i \right)$ permite obter uma estimativa da variância do ruído, obtido da estimativa dos coeficientes AR e não da observação direta do ruído. Portanto, recomendamos que o resultado seja utilizado também para uma análise qualitativa da estimativa dos coeficientes, se houver alguma informação *a priori* do ruído.

Segundo, se considerarmos o operador de deslocamento reverso, definido por:

$$z^i \phi_k = \phi_{k-i} \quad (7-01)$$

E aplicá-lo na equação que define o modelo AR (4-01):

$$x_k - \sum_{i=1}^n a_i x_{k-i} = v_k$$

$$x_k - \sum_{i=1}^n a_i \cdot z^i x_k = v_k$$

$$x_k \left(1 - \sum_{i=1}^n a_i \cdot z^i \right) = v_k$$

O modelo AR pode ser escrito como

$$x_k = \left(1 - \sum_{i=1}^n a_i \cdot z^i \right)^{-1} \cdot v_k \quad (7-02)$$

Se as raízes da equação

$$1 - \sum_{i=1}^n a_i \cdot z^i = 0 \quad (7-03)$$

são valores dentro do círculo unitário do plano complexo Z , então a série $\left(1 - \sum_{i=1}^n a_i \cdot z^i \right)^{-1}$ converge e, conseqüentemente, $\{x\}$ tem variância finita, ou seja, quando o ruído do processo é estacionário, a condição acima implica que o processo $\{x\}$ é estacionário também. **Esta observação é uma condição, para uso e aplicação dos modelos para estimação da densidade espectral de potência e avaliação das características da resposta dinâmica, e que sugerimos que seja verificada, principalmente no caso de modelos que "divergem".**

Terceiro, aplicar um método numérico de integração que aumente a precisão dos resultados obtidos para as respostas a degrau e a rampa.

8. APÊNDICES

APÊNDICE A - Termos Aplicados à Instrumentação sobre Condições Dinâmicas

A caracterização de instrumentos, ou sistemas de uma maneira geral, utiliza parâmetros que o caracterizam do ponto de vista dinâmico, os quais são necessários para definir o quão rápido ou quão estável é um instrumento. Em muitos casos práticos, as características de desempenho desejadas da instrumentação ou de sistemas são especificadas em termos de grandezas no domínio do tempo, mas a descrição do desempenho de um sistema pode também ser descrito no domínio da frequência, utilizando a função transferência.

A instrumentação é um sistema com armazenamento de energia que não pode responder instantaneamente e apresentará respostas transitórias sempre que sujeita a entradas ou perturbações.

Definimos para um sistema:

- Resposta dinâmica é o comportamento da saída de um dispositivo em função da entrada com relação ao tempo.

A resposta dinâmica de um sistema consiste de duas partes:

- Resposta transitória é aquela que vai do estado inicial até o estado final.
- Resposta estacionária é aquela que define o comportamento do sistema quando o tempo tende ao infinito.

Algumas respostas podem ser oscilatórias ou não, outras podem apresentar apenas um sobre-sinal.

Freqüentemente as características de desempenho de um sistema são especificadas em termos da resposta para uma entrada. Temos tradicionalmente:

- Resposta à rampa é o comportamento de saída resultante de um repentino incremento na variação desde zero até algum valor finito no sinal de entrada a uma certa taxa.
- Resposta a degrau é o comportamento de saída resultante da mudança repentina de um nível constante da entrada para outro nível constante.
- Resposta a impulso é o comportamento de saída resultante da mudança repentina de um nível constante da entrada para outro valor durante um intervalo de tempo muito pequeno, quando comparado aos tempos característicos do sistema, e retorno a condição inicial da entrada.

O uso de tais sinais de teste nos permite comparar o desempenho de todos os sistemas na mesma base. No entanto o degrau unitário, é o mais freqüentemente utilizado, pois esta entrada é fácil de gerar e é suficientemente severa. Se a resposta a uma entrada em degrau é conhecida, é matematicamente possível computar a resposta para qualquer entrada.

A resposta de um sistema para uma entrada depende das condições iniciais. Para conveniência na comparação de respostas transitórias de vários sistemas, costuma-se usar a condição inicial padrão de que o sistema está inicialmente em repouso com a saída e todas as suas derivadas nulas. Desta forma, as características de resposta podem ser facilmente comparadas.

Em geral, para a resposta transitória se utilizam os termos:

- Tempo de resposta é a saída em função do tempo decorrido da aplicação de uma entrada específica sobre determinadas condições de operação.
- Tempo de resposta a degrau é o tempo necessário para uma saída mudar de um valor inicial para um valor percentual grande (usualmente 90, 95, ou 99%) do final no estado estacionário, como um resultado de uma variação na entrada do tipo degrau.

A resposta de um sistema na prática apresenta oscilações amortecidas antes de alcançar o estado ou regime estacionário. Ao especificar as características de resposta de um sistema para uma entrada degrau unitário, é comum se especificar o seguinte:

- Tempo à meia-altura, t_h (*half time*) - é o tempo necessário para a resposta alcançar pela primeira vez a metade do valor final.
- Tempo de subida, t_r (*rise time*) é o tempo necessário para a resposta passar de 10 a 90%, de 5 a 95%, ou de 0 a 100% do seu valor final. Para sistemas de segunda-ordem subamortecidos, normalmente utiliza-se o tempo de subida de 10 a 90%.
- Instante do pico, t_p (*peak time*) é o tempo necessário para a resposta alcançar o primeiro pico do sobre-sinal.
- Sobre-sinal máximo, M_p é o máximo valor de pico da curva de resposta medido a partir do valor unitário (um). Se o valor final de regime estacionário da resposta difere da unidade, então, comumente, utiliza-se o sobre sinal percentual. É definido por:

$$\text{Sobre - Sinal Máximo \%} = \frac{y_s(0) - y_s(\infty)}{y_s(\infty)} \cdot 100 \quad (\text{A-01})$$

o valor do sobre-sinal máximo (percentual) indica diretamente a estabilidade relativa do sistema.

- Tempo de acomodação, t_s (*settling time*) é o tempo necessário para a curva de resposta alcançar e permanecer dentro de uma faixa em torno do valor final, faixa esta de magnitude especificada por uma porcentagem absoluta do valor final (normalmente 5% ou 2%). O tempo de acomodação está relacionado com a maior constante de tempo da instrumentação. A escolha de qual porcentagem usar no critério pode ser determinada a partir dos objetivos da instrumentação em questão. As especificações que acabamos de ver são bastante importantes, visto que a maioria dos sistemas de instrumentação são sistemas de domínio do tempo; isto é, eles devem apresentar respostas aceitáveis.

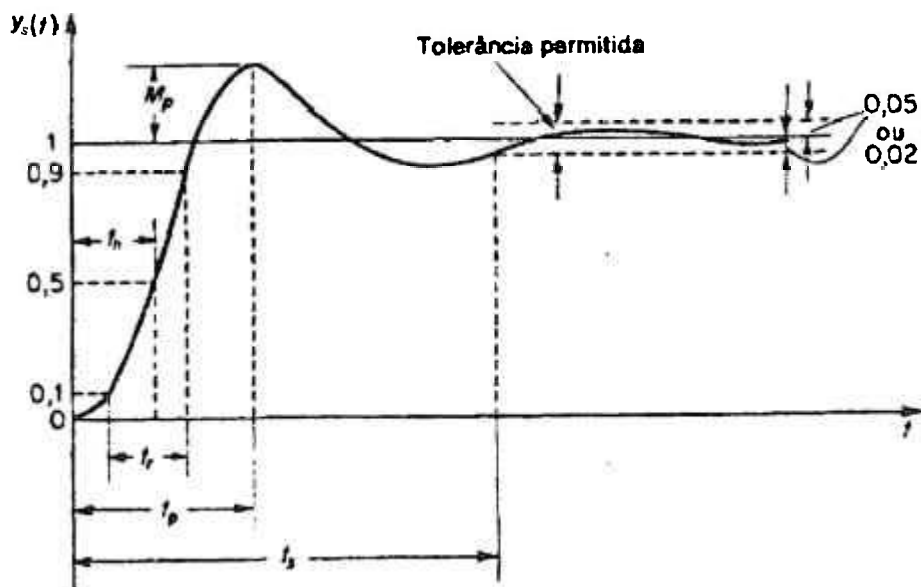


Figura A-01: Resposta com sobre sinal para uma entrada tipo degrau.

Nem todas estas especificações são aplicáveis para qualquer caso em estudo. Por exemplo, em um sistema sobreamortecido, os termos instante de pico e sobre-sinal máximo não se aplicam.

Por outro lado, alguns parâmetros, que são bem específicos, podem ser empregados de forma generalista na tentativa de caracterizar os sistemas. Por exemplo, o uso da constante de tempo, do tempo de atraso e do fator de amortecimento.

- Constante de Tempo (δ) que é definida, para sistemas lineares de 1ª ordem, como o tempo necessário para que a resposta do sistema atinja 63,2% de seu valor final quando o mesmo sofre uma variação em forma de degrau na entrada.
- Tempo de Atraso (φ), definido como o atraso entre o sinal de saída do sensor e o sinal proveniente de um sensor de referência. Válido para sistema lineares de primeira e segunda ordem. Para sistemas lineares de primeira ordem o tempo de atraso é igual a constante de tempo.

- Fator de amortecimento (ζ) para oscilações livres de um sistema linear de segunda ordem, é uma medida do grau de amortecimento e é expresso (sem sinal) como o quociente da maior pela menor amplitude de sucessivas ondas em torno do valor extrapolado do estado estacionário, ou seja é uma medida da progressiva redução ou supressão da resposta oscilatória do sistema ou do sobre-sinal.

Embora a constante de tempo, o tempo de atraso e o fator de amortecimento sejam definidos apenas para sistemas lineares de 1ª ordem ou 2ª ordens, conforme o caso, elas são também aceitas como características dinâmicas de sistemas de ordens superiores.

Em relação ainda ao fator de amortecimento, a resposta a um estímulo abrupto é dito ser:

- Criticamente amortecido ($\zeta=1$) quando o tempo de resposta é tão rápido quanto possível, sem sobre-sinal;
- Subamortecido ($\zeta>1$) quando ocorre sobre-sinal; ou
- Sobreamortecido ($0<\zeta<1$) quando a resposta é menos rápida do que o crítico.
- Oscilatório ($\zeta=0$) quando a resposta transitória não decai.

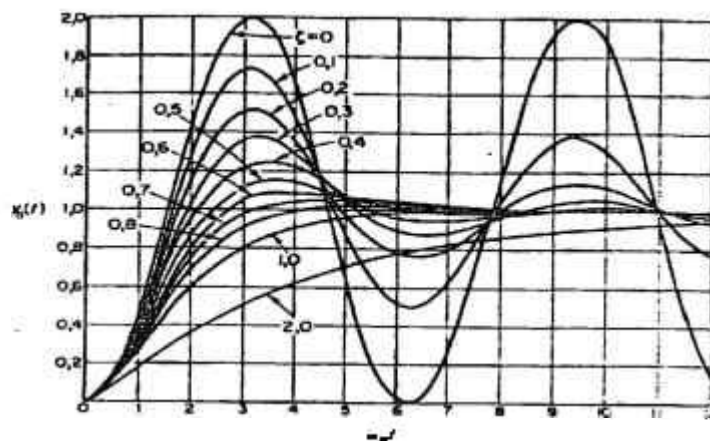


Figura A-02: Curvas de resposta à degrau para vários sistemas com fator de amortecimento diferente.

APÊNDICE B - Processos Estocásticos e Sistemas Lineares

B.1. Classificação dos Sinais

Há muitos fenômenos físicos que produzem dados que podem ser representados com razoável precisão por relações matemáticas implícitas, contudo, muitos outros fenômenos físicos produzem dados que só podem ser descritos em termos de probabilidade e estimativas estatísticas. Assim a classificação de dados de muitos sistemas físicos podem ser divididos entre determinísticos e não-determinísticos (ou aleatórios), como ilustrado na Figura B-01.

CLASSIFICAÇÃO DOS SINAIS

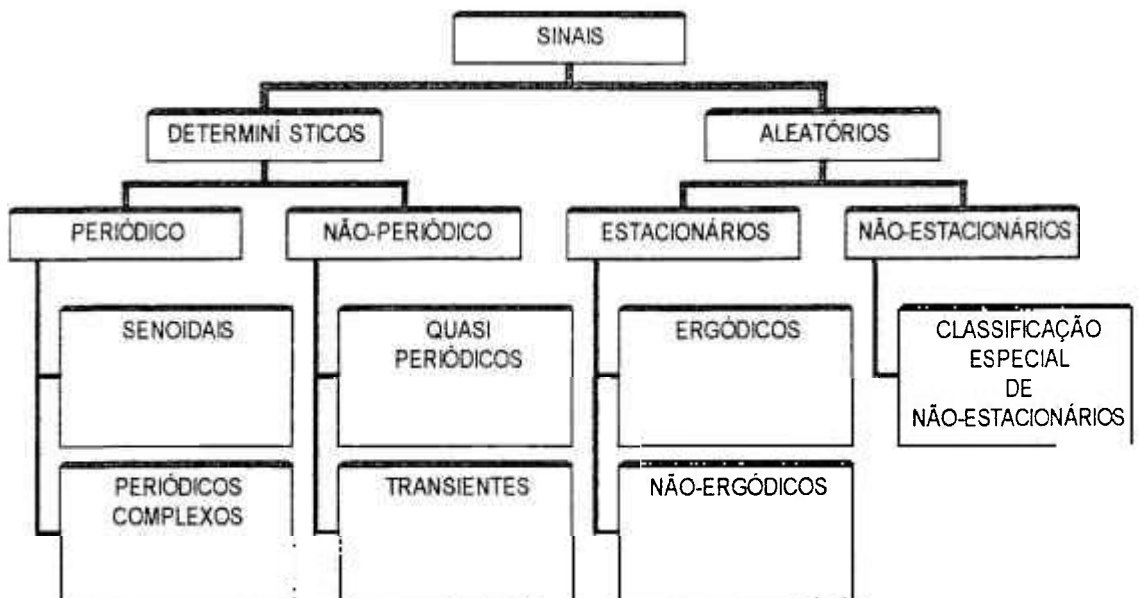


Figura B-01: Classificação dos tipos de dados gerados em processos físicos.

B.1.1. Classificação de Sinais Aleatórios

Dados representando fenômenos físicos aleatórios não podem ser descritos por uma relação matemática explícita, porque cada observação do fenômeno é único. Em outras palavras, uma dada observação representa somente um dos possíveis resultados que poderiam ter ocorrido.

Uma única história temporal representando um fenômeno aleatório é denominado função amostral (ou registro amostral quando observado sobre um intervalo de tempo finito). A coleção de todas as possíveis funções que o fenômeno pode ter produzido é denominado de um processo aleatório ou processo estocástico., uma vez que um registro amostral de dados para um fenômeno físico deve ser originado de uma realização física de um processo aleatório.

Quando um fenômeno físico é considerado em termos de um processo aleatório, as propriedades do fenômeno podem ser descritos hipoteticamente em um instante de tempo pelo cálculo de valores médios sobre uma coleção de funções amostrais que descrevem o processo aleatório. Por exemplo, considere a coleção de funções que formam o processo aleatório denotado por $\{x(t)\}$ ilustrada na Figura B-02.

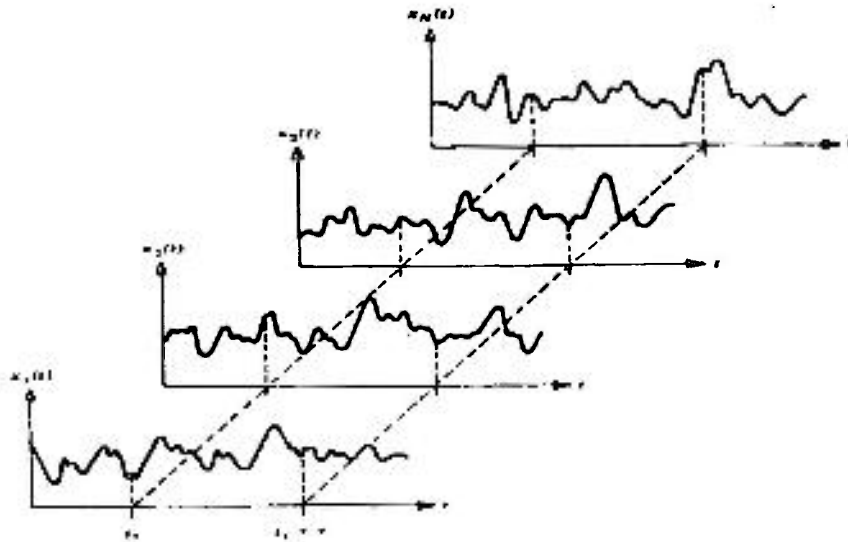


Figura B-02: Coleção de registros históricos definindo um processo aleatório $\{x(t)\}$.

Pode-se calcular:

i. Valor médio (primeiro momento)

O valor médio do processo aleatório para algum instante t_I pode ser calculado tomando-se valores instantâneos de cada função amostral do conjunto em t_I , somando os valores, e dividindo pelo número de funções amostrais:

$$\mu_{x(t_I)} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k(t_I) \quad (\text{B-01})$$

ii. Autocorrelação (momento conjunto)

A autocorrelação (momento conjunto) é a média da correlação entre valores do processo aleatório para dois diferentes tempos, e é calculada tomando-se a média dos produtos dos valores instantâneos para os instantes t_I e $t_I + \tau$:

$$R_{x(t_I, t_I + \tau)} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_k(t_I) x_k(t_I + \tau) \quad (\text{B-02})$$

Para o caso geral, se os valores calculados, de acordo com as equações B-01, e B-02¹, variam com o instante de tempo t_I , o processo $\{x(t)\}$ é dito ser não-estacionário. Para o caso especial onde os valores não variam com o tempo t_I , o processo $\{x(t)\}$ é dito ser estacionário.

Em muitos casos, é possível descrever as propriedades de um processo aleatório calculando-se médias temporais sobre funções amostrais específicas do conjunto e não por meio de médias do conjunto em instantes específicos. Portanto considerando a k -ésima função da amostral de um processo aleatório, podemos escrever o valor médio e a autocorrelação por:

$$\mu_k = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t) dt \quad (\text{B-03})$$

¹ Os valores obtidos destas equações serão analisadas, com mais detalhe, adiante no texto.

$$R_k(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_k(t)x_k(t+\tau)dt \quad (\text{B-04})$$

Se o processo aleatório $\{x(t)\}$ é estacionário, os valores calculados da maneira descrita na Equação B-03 e B-04, não diferem quando computadas sobre diferentes funções amostrais, o processo é dito ser **ergódico**². Para processos aleatórios ergódicos são ainda válidas as seguintes relações:

$$\mu_k = \mu_{x(t_1)} \quad (\text{B-05})$$

$$R_k(\tau) = R_{xx(t_1, t_1+\tau)} \quad \text{para qualquer } k \text{ ou } t_1$$

B.1.2. Descrição de Sinais Aleatórios

As propriedades estatísticas básicas mais importantes que descrevem um único registro histórico estacionário são:

- Função Densidade de Probabilidade
- Valor Médio e Variância
- Função autocorrelação
- Função Densidade Espectral

Para um registro histórico estacionário a **Função Densidade de Probabilidade $p(x)$ (FDP)** representa a taxa de variação da probabilidade com o valor dos dados. A função $p(x)$ é calculada como a probabilidade³ $P(x)$ de que um valor instantâneo x_k ⁴ esteja dentro de uma particular faixa estreita centrada no valor x , dividindo pela amplitude da faixa. Ou seja,

² Hipótese Ergódica. Fís. Qualquer hipótese que permita provar a coincidência entre média de uma variável de um sistema termodinâmico fechado tomada sobre o tempo e a média da mesma variável calculada. [NovoDicionário Aurélio da Língua Portuguesa]

³ A probabilidade é estimada através da relação entre o número de vezes que ocorreu o evento x pelo número total de elementos do espaço amostral

⁴ x_k é denominado de variável aleatória e é um conjunto de funções definida por k pontos do espaço amostral; isto é, a variável aleatória x_k é um número real entre $-\infty$ e $+\infty$ que esta associada a cada ponto amostral k que pode ocorrer.

$$p(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \left[\frac{\text{Prob}[x < x_k \leq x + \Delta x]}{\Delta x} \right] \quad (\text{B-06})$$

Uma das funções densidade de probabilidade mais conhecidas e utilizadas é a distribuição Gaussiana (ou Normal), descrita pela função:

$$p(x) = G(\gamma, \beta^2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \beta} \exp \left[-\frac{(x - \gamma)^2}{2\beta^2} \right] \quad (\text{B-07})$$

onde γ é qualquer constante real e β é qualquer constante positiva.

Para um registro estacionário, **Valor Médio** μ_x e **Variância** σ_x^2 representam a tendência central e dispersão, respectivamente, dos dados (ou variável aleatória x).

Se utilizarmos o operador Esperança de uma função da variável aleatória, $f(x)$, definido por:

$$E[f(x)] = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)p(x)dx \quad (\text{B-08})$$

O valor médio de x é obtido por:

$$\mu_x = E[x] = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x)dx \quad (\text{B-09})$$

O valor médio quadrático de x é definido por:

$$\psi_x^2 = E[x^2] = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x)dx \quad (\text{B-10})$$

E a variância de x é definido pelo valor médio quadrático do valor de x sobre o valor médio, é:

$$\sigma_x^2 = E[(x - \mu_x)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - \mu_x)^2 p(x)dx = \psi_x^2 - \mu_x^2 \quad (\text{B-11})$$

Pode-se ver que o valor médio quadrático é igual a variância mais o quadrado da média e, então, constitui uma medida combinada da tendência central e dispersão.

Na prática, os valores esperados calculados da forma acima não podem ser determinados precisamente, uma vez que geralmente a função densidade de probabilidade não é conhecida. No entanto podemos realizar a estimação dos valores esperados de x baseado em N observações independentes, utilizando estimadores. Vamos utilizar o chapéu (^) sobre uma quantidade ϕ , $\hat{\phi}$, para denotar a estimativa desta quantidade. A quantidade $\hat{\phi}$ será uma estimativa de ϕ baseado em intervalo finito de tempo ou um número infinito de pontos da amostra, e algum algoritmo de cálculo.

Conceitualmente, suponha que $\hat{\phi}$ pode ser estimado muitas vezes pela repetição do experimento ou algum programa de medida. Por exemplo, se um experimento é repetido muitas vezes para poder resultar $\hat{\phi}_i, i=1,2,\dots,N$, então o valor esperado de $\hat{\phi}$, denotado por $E[\hat{\phi}]$, pode ou não ser igual ao valor verdadeiro ϕ . Se isto ocorrer, a estimativa $\hat{\phi}$ é dita não-tendenciosa. De outra forma, ela é dita ser tendenciosa. Assim, estimadores nunca são absolutamente corretos ou errados. Porém, certos estimadores podem ser julgados melhores ou piores do que outros. Três fatores principais podem ser usados para estabelecer a qualidade dos estimadores, a saber: não-tendenciosidade, eficiência e consistência. No caso do valor médio e a variância de x , podemos utilizar (entre outros) os seguintes estimadores definidos arbitrariamente por:

$$\bar{x} = \hat{\mu}_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (\text{B-12})$$

$$s^2 = \hat{\sigma}_x^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \quad (\text{B-13})$$

onde \bar{x} e s^2 são denominadas de média da amostra e variância da amostra, respectivamente, e o chapéu (^) sobre μ_x e σ_x^2 indica que estes valores

são estimativas do valor médio e da variância de x , não tendenciosas e eficientes e, para uma função densidade de probabilidade Gaussiana, são consistentes.

A **Função autocorrelação** $R_{xx}(\tau)$, para um registro estacionário, é a medida da relação temporal dos dados que estão separados por um tempo de atraso fixo τ , calculado pelas Equações B-02 e B-04. No entanto, esta grandeza estatística pode ser estimada, a partir da série finita com N valores discretos no tempo, por:

$$\hat{R}_{xx}(\tau = k) = c_k = \frac{1}{N-k} \sum_{i=1}^{N-k} x_i \cdot x_{i+k} \quad (\text{B-14})$$

A **Função Densidade Espectral de Potência** $G_{xx}(f)$ (**Power Spectral Density - PSD**), para um registro estacionário, representa a taxa de mudança do valor quadrático médio da amplitude com a frequência. Definimos o PSD $G(f)$, como sendo a Transformada de Fourier da função autocorrelação, ou seja:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (\text{B-15})$$

A equação anterior pode ser simplificada uma vez que a autocorrelação é uma função par, obtendo-se:

$$G(f) = \int_0^{\infty} R(\tau) \cos(2\pi f\tau) d\tau \quad (\text{B-16})$$

Entre os sinais aleatórios possíveis, destaca-se o **Ruído Branco Gaussiano** devido a suas propriedades e que portanto é utilizado largamente na análise de processos estocásticos.

Um **Ruído Branco** é um sinal aleatório com as seguintes propriedades no tempo e em frequência:

- o sinal tem potência igual em qualquer frequência e portanto teria potência infinita. Logo um ruído branco obviamente não pode existir realmente. Porém o conceito pode ser utilizado se considerarmos primeiro que o interesse de análise em sistemas físicos tem uma faixa de frequência limitada (“largura de faixa”) e que portanto um ruído branco fictício pode ser usado desde que no mínimo a potência seja igual em qualquer frequência dentro desta faixa de interesse. Em segundo, este conceito simplifica muito a matemática envolvida nas análises, quando se substitui o ruído de faixa limitada pelo ruído branco para o qual, do ponto de vista do sistema, é idêntico.
- o valor do sinal não está correlacionado no tempo, ou seja, se você conhece qual é o valor do ruído agora, este conhecimento não ajuda a prever qual o valor em qualquer outro instante de tempo.

Um **Ruído Gaussiano** é um sinal aleatório com a seguinte propriedade com relação a amplitude:

- em qualquer instante a densidade de probabilidade da amplitude do sinal tem a forma da curva normal. Este fato pode ser utilizado nos sistemas físicos ou em medidas uma vez que o ruído é causado um número grande de pequenas fontes, variáveis aleatórias independentes, e o efeito da soma pode ser muito bem descrito por uma densidade de probabilidade Gaussiana, independentemente da forma das densidades individuais.

O ruído branco gaussiano é apenas uma hipótese teórica, e na prática o que se obtém é um ruído cujas características se aproximam das características acima. Diz-se que um ruído é de faixa de frequência larga ou estreita (*Wide-band e Narrow-band Random Noise*) se os valores espectrais são significativos ao redor de uma faixa larga ou estreita de uma frequência central, respectivamente. Como exemplo, para quatro registros históricos (onda senoidal, onda senoidal mais ruído, ruído de banda de frequências estreita, e ruído de banda de frequências larga) as funções densidade de probabilidade, autocorrelação e densidade espectral de potência são mostradas na Figuras B-03.

Algumas vezes aos sinais amostrados estão sobrepostos à tendências espúrias ou componentes de baixa frequência com um comprimento de onda

maior do que o comprimento do registro da amostral. Fontes comuns de tendências espúrias são os desvios das condições de operação de instrumentos (*instrumentation-drift*) que colecionam os dados e operações de integração sobre os sinais. Se tais tendências não são removidas dos dados, grandes distorções podem ocorrer depois do cálculo da densidade de probabilidade, autocorrelação, e densidade espectral de potência.

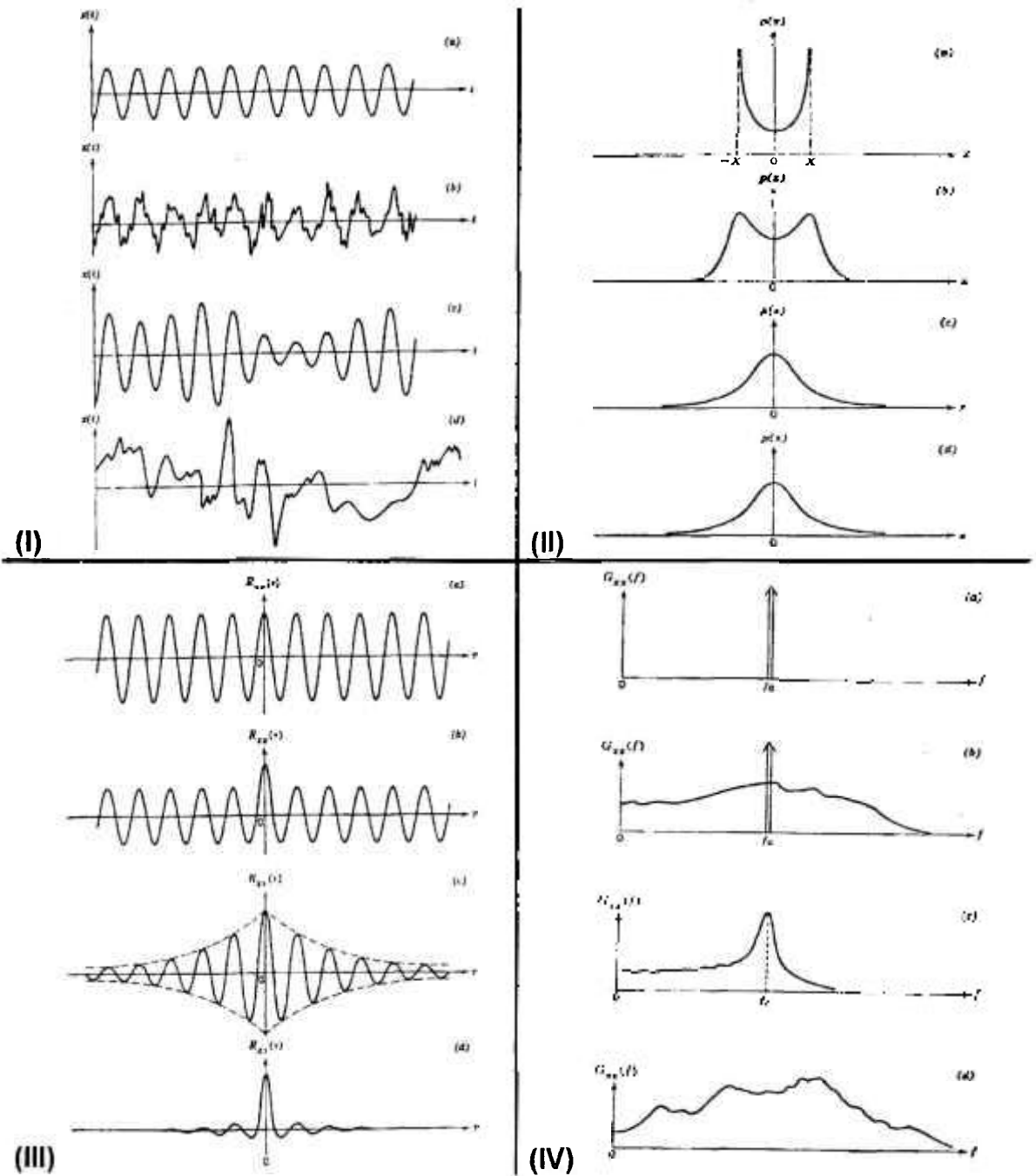


Figura B-03: I. Quatro registros especiais. (a) onda senoidal, (b) onda senoidal mais ruído, (c) ruído de banda de frequências estreita, e (d) ruído de banda de frequências larga. II Funções Densidade de Probabilidade. III Funções autocorrelação. IV Funções Densidade Espectral de Potência.

B.2. Resposta de Sistemas Lineares à Transientes

Consideremos um sistema linear invariante no tempo com uma entrada e uma saída (Figura B-04).

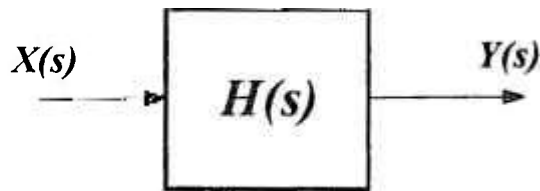


Figura B-04: Diagrama de bloco equivalente ao sistema linear com sinal de entrada x e de saída y , onde $H(s)$ é a função transferência do sistema.

Define-se **Função transferência** deste sistema pela relação da transformada de Laplace da saída (função resposta) para a transformada de Laplace da entrada (função excitação), considerando nulas todas as condições iniciais, isto é:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (\text{B-17})$$

Desta forma obtemos uma expressão em termos dos parâmetros do sistema e é uma propriedade do próprio sistema, independente da função de excitação. A função transferência inclui as unidades necessárias para relacionar qualquer sinal de entrada com o respectivo sinal de saída; entretanto não fornece qualquer informação relativa à estrutura física do sistema. Pela utilização deste conceito, pode-se representar a dinâmica do sistema por equações algébricas em s . A maior potência no denominador da função transferência é igual à ordem do termo de maior derivada na saída. Se a maior potência de s é igual a n , o sistema é denominado um sistema de ordem n -ésima.

A função transferência pode ainda ser escrita na forma fatorada:

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{K(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_n)} \quad (\text{B-18})$$

onde $A(s)$ e $B(s)$ são polinômios em s e p_1, p_2, \dots, p_n e z_1, z_2, \dots, z_m são grandezas reais ou complexas; mas para cada p ou z complexos vai ocorrer o complexo conjugado de p ou z , respectivamente. Pontos do plano s em que a função $H(s)$ é analítica são chamados pontos ordinários, enquanto que os pontos do plano s em que a função $H(s)$ não é analítica são chamados de pontos singulares. Assim, $-p$ e $-z$ são singulares. Pontos singulares $-p$ em que a função $H(s)$ ou as suas derivadas se aproximam de infinito, ou seja, o denominador da função é nulo, são chamados de **pólos**. Pontos singulares $-z$ em que a função $H(s)$ é nulo, são chamados de **zeros**.

Da equação B-17 tiramos que o sinal de saída pode ser calculado a partir da função transferência, por:

$$Y(s) = H(s) \cdot X(s)$$

Note que multiplicação no domínio complexo é equivalente à convolução no domínio do tempo, e portanto a transformada inversa de Laplace da equação acima é dada pela seguinte integral de convolução:

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_0^t h(\xi) \cdot x(t - \xi) d\xi \quad (\text{B-19})$$

Os sinais de entrada de teste comumente usados são as funções-impulso, funções-degrau, funções-rampa e outras. Com estes sinais de teste, tanto análises matemáticas como experimentais de sistemas podem ser feitas com facilidade, pois estes sinais são funções do tempo muito simples. A determinação de qual ou quais destes sinais típicos devem ser usados para analisar características do sistema depende da forma da entrada a que o sistema será sujeito mais freqüentemente durante operação normal. No trabalho, nos interessa

a resposta do sistema a sinais transientes (como por exemplo, funções-degrau, funções-rampa).

Supondo a entrada um impulso unitário ($x(t)=Dirac(t)^5$), ou seja, $X(s)=1$ a saída resulta em $Y(s)=H(s)$, que corresponde a:

$$y(t) = h(t) \quad (B-20)$$

ou seja, $h(t)$ representa a resposta do sistema a um impulso (**Impulse Response**).

Supondo agora, a entrada como um degrau unitário (função cujo valor assume 1 em $t \geq 0$ e é nulo para $t < 0$), onde $X(s) = \frac{1}{s}$ é a transformada de Laplace do sinal de entrada, a saída resulta em $Y(s) = \frac{H(s)}{s}$ ⁶, que corresponde a:

$$y_1(t) = \int_0^t h(\xi) d\xi \quad (B-21)$$

ou seja, é a integral da função impulso.

Da mesma forma, a resposta a uma entrada tipo rampa unitária (função cujo valor cresce linearmente com coeficiente angular unitário para $t \geq 0$ e é nula para $t < 0$), onde $X(s) = \frac{1}{s^2}$ é a transformada de Laplace do sinal de entrada, a saída resulta em $Y(s) = \left(\frac{H(s)}{s}\right) \cdot \frac{1}{s}$ que corresponde a:

$$y_2(t) = \int_0^t y_1(\xi) d\xi \quad (B-22)$$

ou seja, é a integral da resposta à degrau.

⁵ A função Delta-de-Dirac, é 1 para $t=0$ e nula em qualquer outro instante.

⁶ Pode-se corresponder operador $1/s$ no domínio da frequência com o operador integral no domínio do tempo.

B.2.1. Sistema linear de 1ª ordem

Vamos analisar um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta=RC$, assumindo que um sinal aplicado a entrada, conforme ilustrado na figura B-05.

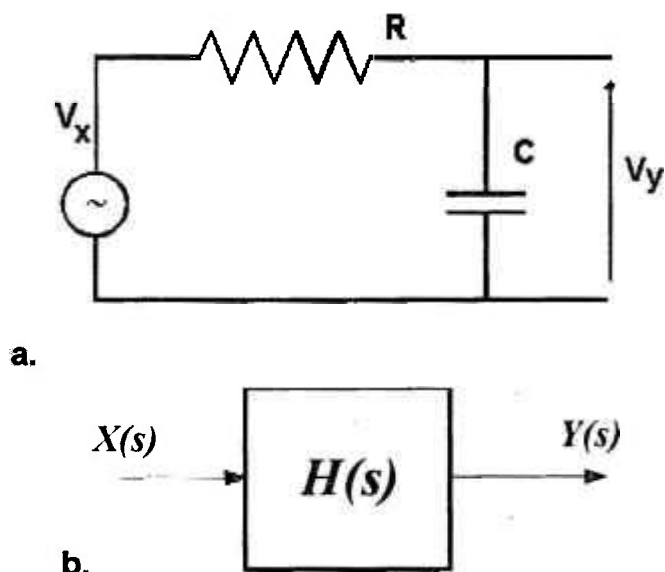


Figura B-05 **a.** Diagrama de um circuito elétrico equivalente a um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta=RC$, assumindo um gerador de sinal aplicado à entrada V_x , **b.** Diagrama de bloco equivalente ao filtro com sinal de entrada x e de saída y , onde $H(s)$ é a função transferência do filtro.

A função transferência do filtro ideal tipo passa-baixa é dado por:

$$H(s) = \frac{1}{1 + \delta \cdot s} \quad (\text{B-23})$$

A resposta do filtro à um à impulso é dada por:

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\delta} e^{-t/\delta} & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases} \quad (\text{B-24})$$

Se considerarmos uma entrada do tipo degrau unitário, o sinal de resposta pode ser obtido tomando-se a integral da resposta à impulso, ou seja:

$$y_s(t) = 1 - e^{-t/\delta} \quad (t \geq 0) \quad (\text{B-25})$$

Esta equação diz que, inicialmente a saída é nula e se torna unitária. Uma das características importantes desta curva de resposta exponencial é que em $t=\delta$ o valor da resposta alcança 63,2% de sua variação total. Outra característica importante da resposta a um degrau é que a inclinação da reta tangente em $t=0$ é $1/\delta$, pois:

$$\left. \frac{dy_s}{dt} \right|_{t=0} = \left. \frac{1}{\delta} \cdot e^{-t/\delta} \right|_{t=0} = \frac{1}{\delta} \quad (\text{B-26})$$

Isto significa que a saída alcançaria o valor final em $t=\delta$ caso se mantivesse a sua velocidade inicial de resposta. Entretanto observa-se que a inclinação da curva de resposta decresce monotonicamente de $1/\delta$ em $t=0$ para zero em $t=\infty$, ou seja, o regime estacionário é alcançado matematicamente somente após um tempo infinito. Observa-se também que para $t \geq 4\delta$, a resposta permanece dentro de 2% do valor final. Então na prática, para uma estimativa razoável da constante de tempo, a curva de resposta necessita alcançar a linha de 2% do valor final, o que representa quatro vezes a constantes de tempo.

A resposta do sistema para uma entrada tipo rampa unitária é dado por:

$$y_r(t) = t - \delta + \delta e^{-t/\delta} \quad (t \geq 0) \quad (\text{B-27})$$

Observamos que quando t tende a infinito, a exponencial tende a zero, e y_r pode ser aproximado por:

$$y_r(t) = t - \delta \quad (\text{B-28})$$

Ou seja, y_r segue o sinal de entrada atrasado de δ , que neste caso é chamado de tempo de atraso (φ) e é numericamente igual à constante de tempo. Na figura B-06 podemos observar os gráficos de resposta do sistema a entrada impulso, degrau e rampa.

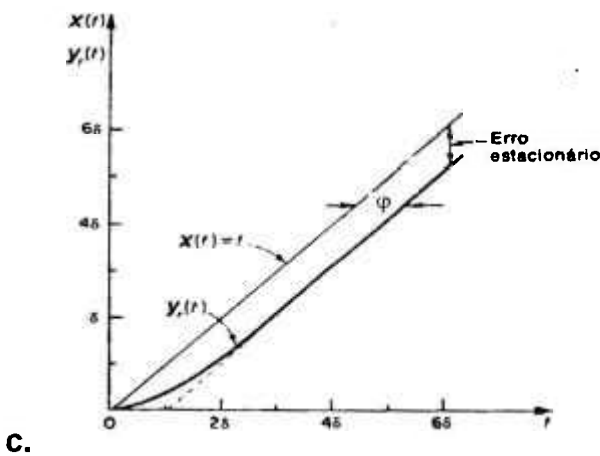
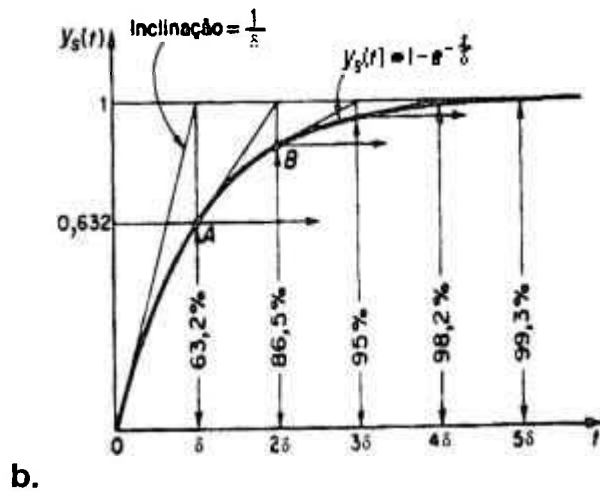
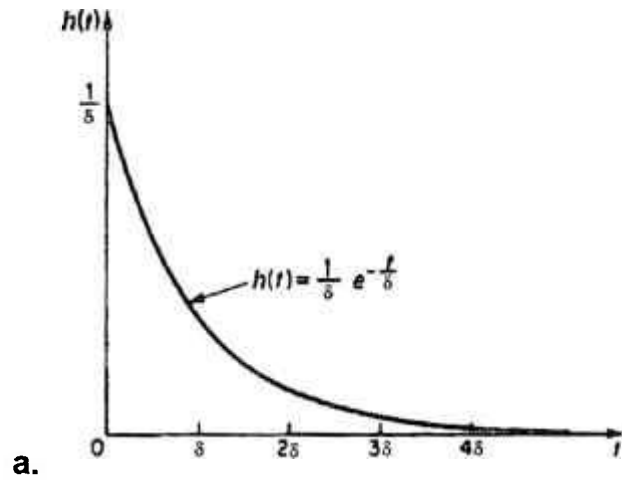


Figura B-06: Resposta de um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta=RC$: **a.** para uma entrada do tipo impulso unitário, **b.** para uma entrada do tipo degrau unitário e **c.** para uma entrada do tipo rampa unitário.

B.2.2. Sistema linear de 2ª ordem

Vamos analisar um sistema linear de 2ª ordem particular, formado pelo acoplamento de dois de filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo $\delta_1=R_1C_1$ e $\delta_2=R_2C_2$ respectivamente, assumindo que um gerador de sinal aplicado à entrada, conforme ilustrado na figura B-07.

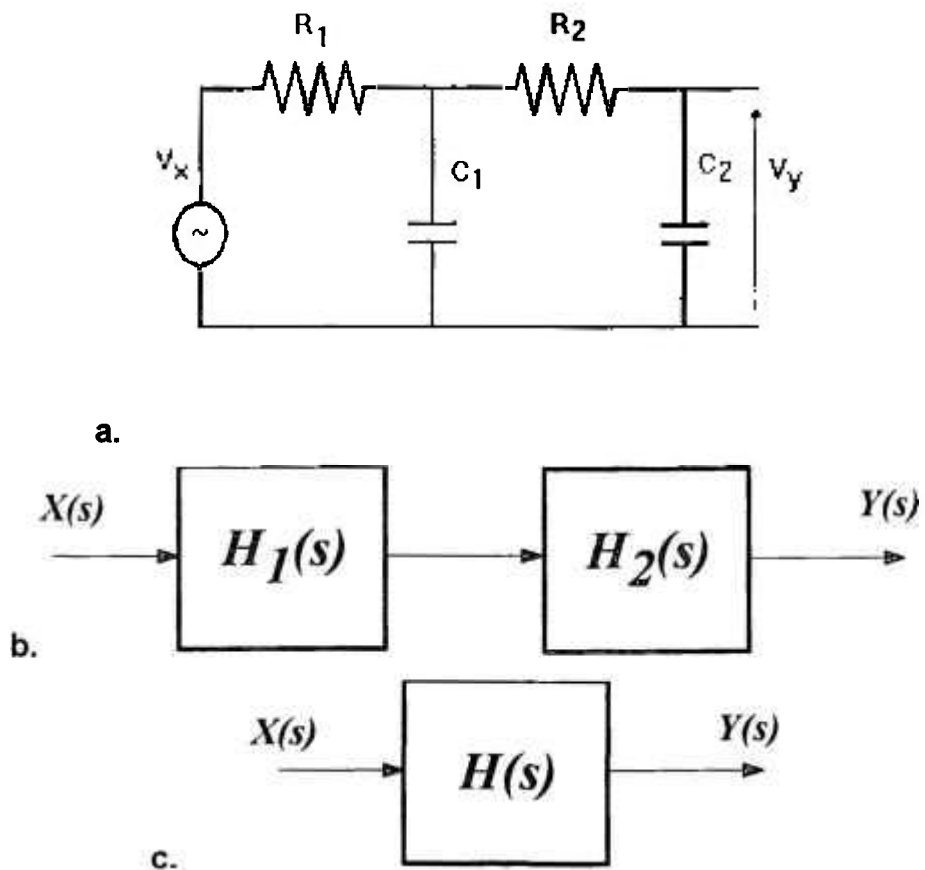


Figura B-07: **a.** Diagrama de um circuito elétrico equivalente ao acoplamento de dois filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo $\delta_1=R_1C_1$ e $\delta_2=R_2C_2$ respectivamente, assumindo um gerador de sinal aplicado à entrada V_x , **b.** Diagrama de bloco equivalente ao acoplamento dos dois filtros, **c.** Diagrama de bloco equivalente ao sistema de 2ª ordem com sinal de entrada x e de saída y , onde $H(s)$ é a função transferência do filtro.

A função transferência do sistema é dada por:

$$H(s) = \frac{1}{(1 + \delta_1 \cdot s)} \cdot \frac{1}{(1 + \delta_2 \cdot s)} \quad (\text{B-29})$$

A resposta do filtro a um impulso é dada por:

$$h(t) = \frac{e^{-t/\delta_1} - e^{-t/\delta_2}}{(\delta_1 \delta_2) \cdot \left(\frac{1}{\delta_1} - \frac{1}{\delta_2} \right)}, \quad \text{para } t \geq 0 \text{ se } \delta_1 \neq \delta_2 \quad (\text{B-30})$$

$$h(t) = \frac{t}{(\delta^2)} \cdot e^{-t/\delta}, \quad \text{para } t \geq 0 \text{ se } \delta_1 = \delta_2 = \delta$$

Percebe-se que a resposta, em qualquer um dos casos, não é exatamente exponencial e sim uma composição de uma função com uma função exponencial.

A resposta a um degrau unitário, pode ser obtida tomando-se a integral da resposta à um impulso, que resulta:

$$y_r(t) = - \frac{(\delta_1 e^{-t/\delta_1} - \delta_2 e^{-t/\delta_2} + \delta_2 - \delta_1)}{\delta_2 - \delta_1}, \quad t \geq 0 \text{ se } \delta_2 \neq \delta_1 \quad (\text{B-31})$$

$$y_r(t) = - \frac{1}{\delta} \cdot (t + \delta) \cdot e^{-t/\delta} + 1, \quad t \geq 0 \text{ se } \delta_2 = \delta_1 = \delta$$

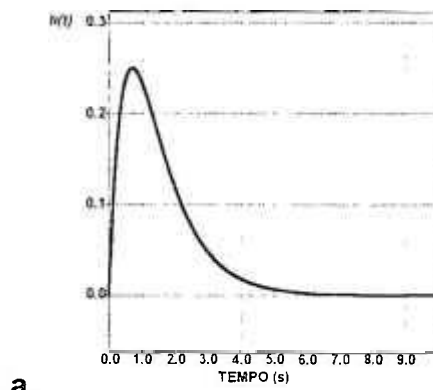
Estas equações, da mesma forma que para sistemas de 1ª ordem, dizem que, inicialmente a saída é nula e se torna unitária. Observa-se que o regime estacionário é alcançado matematicamente somente após um tempo infinito. Observa-se também que para $t \geq 4\delta$ (onde δ é a maior constante de tempo), a resposta permanece próxima do valor final. A exemplo dos sistemas de 1ª ordem, podemos estimar a constante de tempo aparente do sistema, estimando-se o instante de tempo em que o valor da resposta alcança 63,2% de seu valor final.

Por se tratarem de equações não-lineares, para se estimar este valor temos que achar a raiz da seguinte equação:

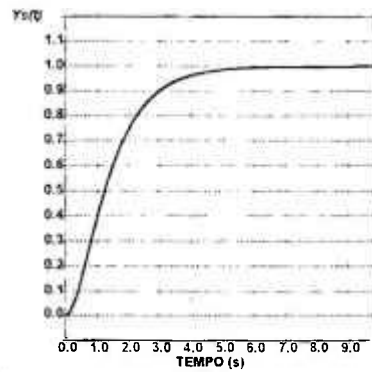
$$f(t) = y_r(t) - 0,632 \cdot y_r(t \rightarrow \infty) \quad (\text{B-32})$$

$$\text{onde: } y_r(t \rightarrow \infty) = \delta_1 \cdot \delta_2$$

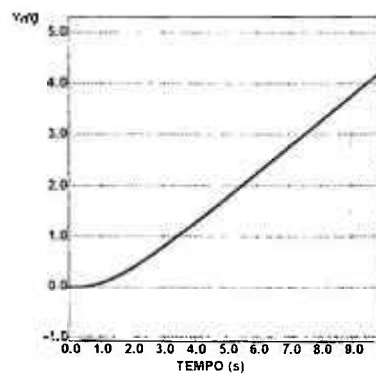
Ao realizarmos este cálculo, verifica-se que a constante de tempo aparente é um pouco maior do que a soma das constantes de tempo δ_1 e δ_2 . Na figura B-08 podemos observar os gráficos de resposta do sistema a entrada impulso, degrau e rampa.



a.



b.



c.

Figura B-08: Respostas de um sistema com acoplamento de dois filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo $\delta_1 = R_1 C_1$ e $\delta_2 = R_2 C_2$ respectivamente. **a.** para uma entrada do tipo impulso unitário, **b.** para uma entrada do tipo degrau unitário e **c.** para uma entrada do tipo rampa unitário.

B.3. Resposta de Sistemas Lineares Excitados por Ruído Branco

B.3.1. Autocorrelação e Densidade Espectral de Potência para Sistemas de Entrada e Saída Simples

Considere um sistema linear invariável no tempo que apresenta função resposta em frequência⁷ $H(f)$, cuja resposta a um impulso é dada por $h(t)$. Assumindo que o sistema está submetido a uma única entrada $x(t)$ como um sinal oriundo de processo aleatório estacionário $\{x(t)\}$ e que produz um sinal de saída $y(t)$, sobre condições ideais, a saída $y(t)$ do sistema será dada pela integral de convolução:

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(\xi) x(t - \xi) d\xi \quad (\text{B-33})$$

Onde $h(t) = 0$ para $t < 0$, quando o sistema é fisicamente realizável. O produto $y(t)y(t+\tau)$ é dado por:

$$y(t)y(t+\tau) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} h(\xi)h(\psi)x(t-\xi)x(t+\tau-\psi)d\xi d\psi \quad (\text{B-34})$$

Integrando a equação B-35 em t (no intervalo de 0 a T), multiplicando o resultado por $1/T$, e fazendo o limite de T tendendo ao infinito, o lado esquerdo da igualdade pode ser substituída pela equação B-04, de forma que obtemos:

$$R_{yy}(\tau) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} h(\xi)h(\psi)R_{xx}(\tau - \xi - \psi)d\xi d\psi \quad (\text{B-35})$$

Tomando a transformada de Fourier em ambos os lados desta equação, obtemos:

⁷ Resposta em frequência é a função de transferência domínio da variável complexa s , $H(s)$, calculada para $s = j\omega = j2\pi f$, ou seja é a função de transferência no domínio da frequência f .

$$\int_{-\infty}^{\infty} R_{yy}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \tag{B-36}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\int_0^{\infty} \int_0^{\infty} h(\xi)h(\psi)R_{xx}(\tau - \xi - \psi) d\xi d\psi \right) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$

substituindo a equação B-15 em B-36 e rearranjando, obtemos:

$$\begin{aligned} G_{yy}(f) &= \int_0^{\infty} h(\psi) \left[\int_0^{\infty} h(\xi) \left(\int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau - \xi - \psi) \cdot e^{-j2\pi f\tau} \cdot d\tau \right) d\xi \right] d\psi \\ &= \int_0^{\infty} h(\psi) \left[\int_0^{\infty} h(\xi) \cdot \left(e^{-j2\pi f(\xi - \psi)} G_{xx}(f) \right) d\xi \right] d\psi \\ &= \int_0^{\infty} h(\psi) \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(\xi) \cdot e^{-j2\pi f\xi} d\xi \right] \cdot G_{xx}(f) \cdot e^{-j2\pi f\psi} d\psi \\ &= \int_0^{\infty} h(\psi) \cdot |H(f)| \cdot G_{xx}(f) \cdot e^{-j2\pi f\psi} d\psi \\ &= |H(f)| \cdot G_{xx}(f) \cdot \int_0^{\infty} h(\psi) e^{-j2\pi f\psi} d\psi \\ &= |H(f)|^2 \cdot G_{xx}(f) \end{aligned}$$

ou seja, as funções densidade espectral $G_{xx}(f)$ e $G_{yy}(f)$, satisfazem a equação:

$$G_{yy}(f) = |H(f)|^2 G_{xx}(f) \tag{B-37}$$

Algumas vezes se conhece $H(f)$ e $G_{xx}(f)$, e calcula-se $G_{yy}(f)$. Pode-se então calcular a função autocorrelação calculando-se a anti-transformada de Fourier da equação acima, ou seja:

$$R_{yy}(\tau) = \int_0^{\infty} G_{yy}(f) \cdot e^{j2\pi f\tau} df$$

No entanto, como a função $G_{yy}(f)$ é uma função par ($G_{yy}(f) = G_{yy}(-f)$) então a equação anterior pode ser calculada por:

$$R_{yy}(\tau) = \int_0^{\infty} G_{yy}(f) \cos(2\pi \cdot f \cdot \tau) df \quad (\text{B-38})$$

B.3.2. Sistema linear de 1ª ordem

Vamos analisar o que ocorre com um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta=RC$, assumindo que um ruído branco gaussiano é aplicado à entrada .

A função resposta em frequência do filtro ideal tipo passa-baixa é dada por:

$$\begin{aligned} H(f) &= \frac{1}{(1 + j \cdot 2\pi \cdot \delta \cdot f)} & (\text{B-39}) \\ &= |H(f)| \cdot e^{-j\phi(f)} \end{aligned}$$

onde:

$$\begin{aligned} |H(f)| &= [1 + (2\pi \cdot \delta \cdot f)^2]^{-1/2} \\ \phi(f) &= \tan^{-1}(2\pi \cdot \delta \cdot f) \end{aligned}$$

Se o sinal de entrada é um ruído branco, então $G_{xx}(f)=A$, ou seja, é constante para todo $f \geq 0$. Logo, a função densidade espectral do sinal de saída, indicado por $G_{yy}(f)$, e a função autocorrelação do sinal de saída, $R_{yy}(\tau)$, podem ser calculadas, obtendo-se:

$$G_{yy}(f) = |H(f)|^2 \cdot G_{xx}(f) = \frac{A}{1 + (2\pi \cdot \delta \cdot f)^2} \quad (\text{B-40})$$

$$R_{yy}(\tau) = \int_0^{\infty} G_{yy}(f) \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot \tau) df = \frac{A}{4\delta} \cdot e^{-\tau/\delta} \quad (\text{B-41})$$

Na figura B-09 podemos observar os gráficos de PSD e função autocorrelação do sinal de saída de um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta=RC$, assumindo um gerador de ruído branco gaussiano aplicado à entrada.

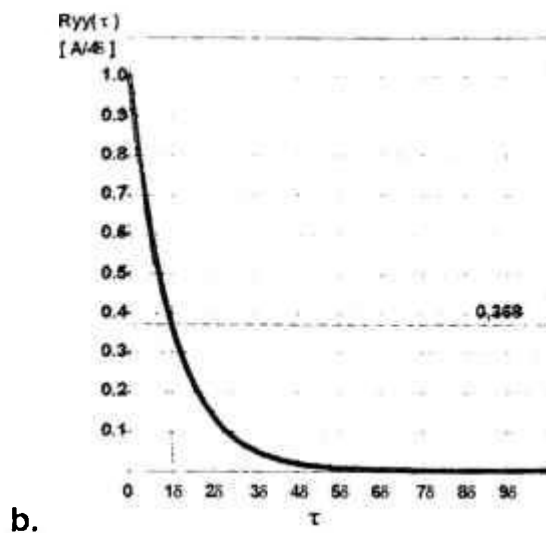
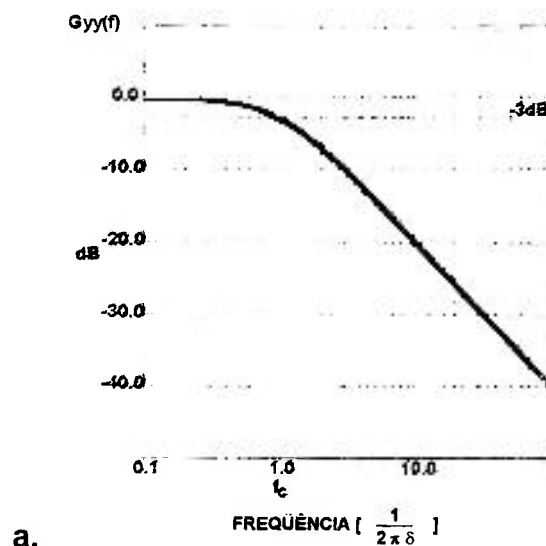


Figura B-09: a. Função Densidade Espectral $G_{yy}(f)$ de um filtro ideal do tipo passa-baixa, com uma constante de tempo $\delta=RC$, assumindo um gerador de ruído branco gaussiano aplicado à entrada. b. Função autocorrelação do sinal de saída y .

Uma vez que utilizamos a função autocorrelação do sinal de saída y na metodologia, é importante perceber que a função autocorrelação apresenta algumas características, que podem ser úteis para uma avaliação básica dos tempos de resposta dos sistema, por inspeção da função autocorrelação medida experimentalmente.

Primeiro, a função decai exponencialmente e conseqüentemente para $t=\delta$, a amplitude da função é 36,8% da amplitude em $t=0$.

Segundo, se tomarmos a derivada da função autocorrelação do sinal de saída y :

$$\frac{dR_{yy}}{d\tau} = -\frac{A}{4\delta} \cdot \frac{1}{\delta} \cdot e^{-\tau/\delta} \quad (\text{B-42})$$

em $t=0$, obtemos:

$$\left. \frac{dR_{yy}}{d\tau} \right|_{\tau=0} = -\frac{A}{4\delta} \cdot \frac{1}{\delta} \cdot 1 = -\frac{A}{4\delta^2} \quad (\text{B-43})$$

Se tomarmos a equação da reta tangente a função , em $t=0$, temos:

$$r = -\frac{A}{4\delta^2} \cdot \tau + \frac{A}{4\delta} \quad (\text{B-44})$$

logo, desta equação pode-se verificar que r se anula em $t = \delta$. Ou seja, a reta tangente à função autocorrelação do sinal de saída y , em $t=0$, intercepta o eixo dos tempos em $t=\delta$.

B.3.3. Sistema linear de 2ª ordem

Vamos analisar um sistema linear de 2ª ordem, formado pelo acoplamento de dois filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo $\delta_1=R_1C_1$ e $\delta_2=R_2C_2$ respectivamente, assumindo que um ruído branco gaussiano é aplicado à entrada.

A resposta em frequência do sistema é dado por:

$$H(f) = \frac{1}{(1 + j \cdot 2\pi \cdot \delta_1 \cdot f)} \cdot \frac{1}{(1 + j \cdot 2\pi \cdot \delta_2 \cdot f)} \quad (\text{B-45})$$

e

$$|H(f)| = \left[\frac{1}{[1 + (2\pi \cdot \delta_1 \cdot f)^2] \cdot [1 + (2\pi \cdot \delta_2 \cdot f)^2]} \right]^{1/2} \quad (\text{B-46})$$

De forma semelhante ao que foi desenvolvido no item anterior, se o sinal de entrada é um ruído branco, então $G_{xx}(f)=A$, ou seja, é constante para todo $f \geq 0$. Logo, a função densidade espectral do sinal de saída, indicado por $G_{yy}(f)$, e a função autocorrelação do sinal de saída, $R_{yy}(\tau)$, podem ser calculadas, obtendo-se:

$$G_{yy}(f) = |H(f)|^2 \cdot G_{xx}(f) = \frac{A}{[1 + (2\pi \cdot \delta_1 \cdot f)^2] \cdot [1 + (2\pi \cdot \delta_2 \cdot f)^2]} \quad (\text{B-47})$$

$$\begin{aligned} R_{yy}(\tau) &= \int_0^{\infty} G_{yy}(f) \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot \tau) df \\ &= A \cdot \int_0^{\infty} \frac{\cos(2\pi \cdot f \cdot \tau)}{[1 + (2\pi \cdot \delta_1 \cdot f)^2] \cdot [1 + (2\pi \cdot \delta_2 \cdot f)^2]} df \end{aligned} \quad (\text{B-48})$$

Se impusermos:

$$\frac{\cos(2\pi \cdot f \cdot \tau)}{[1 + (2\pi \cdot \delta_1 \cdot f)^2] \cdot [1 + (2\pi \cdot \delta_2 \cdot f)^2]} = \frac{k}{[1 + (2\pi \cdot \delta_1 \cdot f)^2]} + \frac{l}{[1 + (2\pi \cdot \delta_2 \cdot f)^2]} \quad (\text{B-49})$$

teremos:

$$k = - \frac{\delta_1^2}{\delta_2^2 - \delta_1^2} \cos(2\pi \cdot \tau \cdot f) \quad (\text{B-50})$$

$$l = \frac{\delta_2^2}{\delta_2^2 - \delta_1^2} \cos(2\pi \cdot \tau \cdot f)$$

portanto,

$$R_{yy}(\tau) = A \cdot \left(k \cdot \int_0^{\infty} \frac{\cos(2\pi \cdot \tau \cdot f)}{[1 + (2\pi \cdot \delta_1 \cdot f)^2]} df + l \cdot \int_0^{\infty} \frac{\cos(2\pi \cdot \tau \cdot f)}{[1 + (2\pi \cdot \delta_2 \cdot f)^2]} df \right) \quad (\text{B-51})$$

Se utilizarmos o resultado apresentado para sistemas de 1ª ordem, teremos:

$$R_{yy}(\tau) = \frac{A_1}{4\delta_1} \cdot e^{-\tau/\delta_1} + \frac{A_2}{4\delta_2} \cdot e^{-\tau/\delta_2} \quad (\text{B-52})$$

onde:

$$A_1 = - \frac{\delta_1^2}{\delta_2^2 - \delta_1^2} A \quad (\text{B-53})$$

$$A_2 = \frac{\delta_2^2}{\delta_2^2 - \delta_1^2} A$$

Na figura B-10 podemos observar os gráficos de PSD e função autocorrelação do sinal de saída de um sistema com acoplamento de dois de filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo δ_1 e δ_2 , assumindo um gerador de ruído branco gaussiano aplicado à entrada. Observa-se que a função autocorrelação tem um decaimento quase exponencial, com um atraso inicial que depende das constantes de tempo envolvidas.

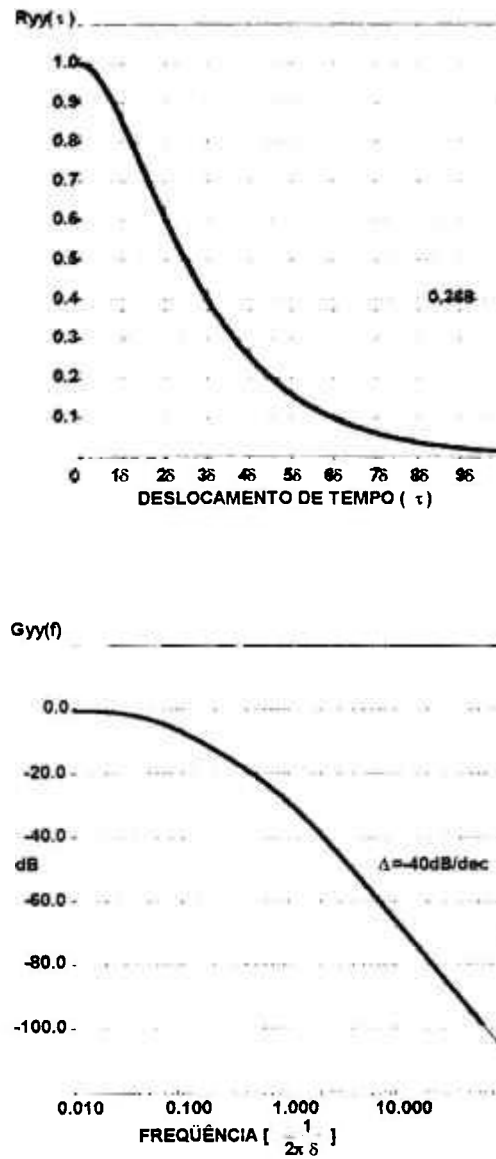


Figura B-10: **a.** Função Densidade Espectral $G_{yy}(f)$ de um sistema com acoplamento de dois de filtros ideais do tipo passa-baixa, com constantes de tempo δ_1 e δ_2 respectivamente, tal que $\delta_2 = \delta_1 = \delta$. **b.** Função autocorrelação do sinal de saída y .

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ANALYSIS AND MEASUREMENT SERVICE CORPORATION. *Proposal services for In-situ response time testing of RTDs and pressure transmitters at ANGRA Unit I (Rev.0)*. Knoxville, TN. Julho, 1993.
- [2] ASSUMPÇÃO F., E.O.; LOPES, P.R. de L.; CARNEIRO, A.L.G. & SILVA, A.A. da. Aplicações da técnica de modelos auto-regressivos no cálculo de tempo de resposta de sensores em instalações nucleares. In: *Associação Brasileira de Energia Nuclear: Física de reatores e termo-hidráulica: anais do 9º Encontro Nacional de ... realizado em Caxambu, 25-29 de outubro, 1993*. São Paulo, 1993. p. 432-5.
- [3] ÅSTRÖM, K.J. & EYKHOFF, P. System Identification - A survey. *Automatica*. 7: 123-62, 1971.
- [4] BENDAT, J.S. & PIERSOL, A.G. *Random Data: Analysis and Measurement Procedures*. New York, NY, John Wiley & Sons. 1986.
- [5] BENEDICT, R. P. *Fundamentals of temperature, pressure, and flow measurements*. 2ª ed. New York, NY, John Wiley & Sons, 1977.
- [6] CAIN, D.G & FOSTER, G. C. A practical means for pressure transducer response verification. *Nucl. Technol.*, 36: 275-84, 1977.
- [7] CARNEIRO, A.L.G.; SILVA, A.A. da; ASSUMPÇÃO F., E.O.; LOPES, P.R. de L.; Napolitano, O. C. Medidas dos tempos de resposta dos sensores de segurança do reator PWR Angra I, utilizando a técnica de análise de ruído. In: *Associação Brasileira de Energia Nuclear: Física de reatores e termo-hidráulica: anais do 9º Encontro Nacional de ... realizado em Caxambu, 25-29 de outubro, 1993*. São Paulo, 1993. p. 447-9.
- [8] CONSIDINE, D. *Process instruments and controls handbook*. New York, N.Y., McGraw-Hill,. 1957.

- [9] CONSIDINE, D.M. & CONSIDINE, G. D. *Process instruments and controls handbook*. 3^a ed. New York, N.Y., McGraw-Hill, 1985.
- [10] CURRIE, R.L.; MAYO, C.W.; STEVENS, D.M. *ARMA Sensor response time analysis*. Palo Alto, Electric Power Research Institute, 1980. (EPRI-NP-1166)
- [11] DAVIS, M.H.A. & VINTER, R.B. *Stochastic Modelling and Control*. London. Chapman and Hall, [s.d.]. p.60-99.
- [12] DELMEÉ, G.J. *Manual de Medida de Vazão*. São Paulo. Editora Edgard Blücher Ltda. 1983. p.295-362.
- [13] DSP DEVELOPMENT CORPORATION. *The DADisp Worksheet - Data Analysis and Display Software - User Manual*. [s.l.], 1992.
- [14] EADIE, W.T.; DRIJARD, D.; JAMES, F.E.; ROOS, M.; SADOULET, B. *Statistical Methods in Experimental Physics*. [s.l.], North-Holland, 1971.
- [15] FEINER, F.R. *Sensor Response Time Measurement - Seven Years Later*. Trans. Am. Nucl. Soc. Supply. 44(1). Aug. 1983.
- [16] FOUCRIER, M.J. *Determinação experimental da velocidade de um fluido pela análise espectral das flutuações de temperatura*. São Paulo, 1987. (Dissertação de Mestrado em Tecnologia Nuclear, Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares).
- [17] FURIERI, E.B. *Tempo de Resposta de Sensores de Angra I. Avaliação do Programa e Resultados de Testes*. [s.l.]. Comissão Nacional de Energia Nuclear. 1991. (Parecer Técnico GCI/SLRA Nº 11/91).
- [18] FURNAS CENTRAIS ELÉTRICAS. *Análise e estimativa dos tempos de resposta de sensores usando técnicas de A.R. In: Relatório dos Testes Integrados IT-CP-06 - APÊNDICE E*. Rio de Janeiro, 1987.
- [19] FURNAS CENTRAIS ELÉTRICAS. *Final safety analysis report. Central Nuclear "Almirante Álvaro Alberto" Unit I. (Rev. 23)*. Rio de Janeiro, 1992. Chapters 15 and 17.

- [20] GONÇALVES, I.M.P. *Determinação do tempo de resposta de sensores de temperatura do tipo RTD através de medidas "in situ"*. São Paulo, 1985. (Dissertação de Mestrado em Tecnologia Nuclear, Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares).
- [21] HASHEMIAN, H.M.; PETERSEN, K.M.; MITCHELL, D.W.; HASHEMIAN, M.; BEVERLY, D.D. "In situ" response time testing of thermocouples. *ISA transactions; testing and calibrations*. 29(4): 97-104, 1990.
- [22] HASHEMIAN, H.M.; PETERSEN, K.M., FAIN, R.E.; GINGRICH, J.J. *Effect of aging on response time of nuclear plant pressure sensors*. Washington, DC., Nuclear Regulatory Commission. Jun., 1989. (NUREG/CR-5383).
- [23] HASHEMIAN, H.M.; THIE, J.A.; UPADHYAYA, B.R.; HOLBERT, K.E. Sensor response time monitoring using noise analysis. *Progress in Nuclear Energy*, 21:583-92, 1988.
- [24] HASHEMIAN, H.M.; MITCHELL, D.W. & PETERSEN, K.M. *Validation of smart technologies for instrumentation calibration reduction in nuclear power plants*. Washington, DC., Nuclear Regulatory Commission, Jan., 1993. (NUREG/CR-5903)
- [25] HASHEMIAN, H.M.; BEVERLY, D.D.; MITCHELL, D.W.; PETERSEN, K.M. *Aging of nuclear plant resistance temperature detectors*. Washington, DC., Nuclear Regulatory Commission, Jun., 1990. (NUREG/CR-5560)
- [26] HASHEMIAN, H.M.; PETERSON, K.M.; KERLIN, T.W.; ANDERSON, R.L. & HOLBERT, K.E. *Degradation of Nuclear Plant Temperature Sensors*. Washington, DC., Nuclear Regulatory Commission, Jun., 1987. (NUREG/CR-4928)

- [27] HASHEMIAN, H.M. & PETERSEN, K.M. *Response Time Testing and Calibration of RTDs In Conjunction with By-Pass Manifold Elimination Projects*. Knoxville, TN., Analysis Measurement Systems, [s.d.]. (Trabalho apresentado no First Annual ISA/EPRI Joint Controls and Automation Conference, St. Petersburg Beach, Flórida, 3-5 Jun., 1991).
- [28] HASHEMIAN, H.M. & PETERSEN, K.M. *Response time testing of pressure transmitters in nuclear power plants*. Knoxville, TN., Analysis Measurement Systems, [s.d.]. (Trabalho apresentado no First Annual ISA/EPRI Joint Controls and Automation Conference, St. Petersburg Beach, Flórida, 3-5 Jun., 1991).
- [29] HASHEMIAN, H.M. Application of noise analysis for response time testing of pressure sensors in nuclear power plants. In: *Proc. of 7th Power plant dynamics, control and testing symposium*. Knoxville, TN, 1989. 2:53.01-53.23.
- [30] HEBERT, M. & SCHÜßLER, H.W. Stochastic Signals. In: *Institut of Eletrical and Electronics Enginnering. Acoustics, Speech and Signal Processing: International conference on ... San Francisco, 23-26 March. 1992*. IEEE. Vol. 4. p.85-A.
- [31] HEWLETT-PACKARD CO. *3562A Dynamics signal analyser - Operating Manual*. Massachussetts, 1985. (Manual Part No. 03562-90001).
- [32] HEWLETT-PACKARD CO. *Basic 4.0 Language Reference for the HP 9000 Series 200/300 Computers*. Massachussetts, 1985. (Manual Part No. 98613-90051).
- [33] HEWLETT-PACKARD CO. *The fundamentals of signal analysis*. Everett, [s.d.]. (Aplication Note No. AN-243).
- [34] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *Criteria for protection systems for nuclear power generating stations*. New York, N.Y., 1971. (IEEE STD 279).

- [35] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. *Standard criteria for the periodic testing of nuclear power generating station safety systems*. New York, N.Y., 1975. (IEEE STD 338).
- [36] KERLIN, T.W; MILLER, L.F.; HASHEMIAN, H.M. & POORE, W.P. "*In situ*" response time testing of platinum resistance thermometers. Vol. 1. Palo Alto, Electric Power Research Institute. 197A. (EPRI-NP-834, Volume 1)
- [37] KERLIN, T.W; MILLER, L.F.; HASHEMIAN, H.M.; POORE, W.P.; POORE, W.P.; SKORSKA, M.; UPADHYAYA, B.R. *Temperature Sensor Response Characterization*. Palo Alto, Electric Power Research Institute. 1980. (EPRI-NP-1486)
- [38] KERLIN, T.W.; HASHEMIAN, H.M. & PETERSEN, K.M. Time response of temperature sensors. *ISA Transactions*, 20 (1), 1981.
- [39] KYOWA ELECTRONIC INSTRUMENTS CO. *Dual Tape Instrumentation Data Recorder RTP-800A/802A - Operation Manual*. [Tokyo, Japan], [ca.1986]. (IM-R-117 '86.4).
- [40] MARTINS, F.R. *Medidas de parâmetros nucleares de um reator de potência aplicando a técnica de análise de ruídos*. São Paulo, 1992. (Dissertação de Mestrado em Tecnologia Nuclear, Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares).
- [41] MAYBECK, P.F. *Stochastic models, estimation and control*. Vol. 1. New York, N.Y., Academic Press, 1979. p. 133-95.
- [42] MITCHELL, D.W.; HASHEMIAN, H.M.; SHELL, C.S. On-line Detection of Blockages in Pressure Sensing Systems. In: *ASME/JSME. Nuclear Engineering Conference*. [s.l.], [s.d.]. 1993. ASME/JSME. Vol. 2. p.775-81.
- [43] MORETTIN, P. & TOLÓI, C.M. *Séries Temporais*. São Paulo. Atual, 1986.

- [44] NASCIMENTO, J.A. *Aplicação de técnica de reconhecimento padrão a sinais aleatórios para monitoração automática de sistemas dinâmicos com ênfase em reatores nucleares*. São Paulo, 1981. (Dissertação de Mestrado em Tecnologia Nuclear, Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares).
- [45] NUCLEAR REGULATORY COMMISSION. *Long term performance and aging characteristics of nuclear plant pressure transmitters*. Washington, D.C, 1993. (NUREG/CR-5851).
- [46] NUCLEAR REGULATORY COMMISSION. *Periodic testing of electric power and protection systems*. New York, N.Y., Nuclear Regulatory Commission, Nov., 1977. (NUREG 1.118).
- [47] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. Rio de Janeiro. Prentice e Hall do Brasil, 1982.
- [48] PERILLO, S.R.P. *Determinação do tempo de resposta de transdutores de pressão utilizando o método de medida direta*. São Paulo, 1994. (Dissertação de mestrado, Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares).
- [49] PROCESS DATATEC S/C LTDA. *Noise Analysis*. Sorocaba. 1989. (Manuscrito do curso Noise Analysis realizado de 31 de Julho a 11 de Agosto de 1989 no Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares).
- [50] SOARES, A.J. Response time testing of force balance pressure transmitter. *Remote System Technology - American Nuclear Society*. 31: 135-41. 1983.
- [51] SOARES, A.J. *Study and dynamic modeling of a pressure transducer that is based on the principle of force balance*. Tennessee, 1982. (Tese de doutoramento, Universidade do Tennessee).
- [52] SPECIAL ISSUE: System Identification and Time Series Analysis. *IEEE Trans. Aut. Cont.*, 19(6). 1974.

- [53] UPADHYAYA, B.R. & KERLIN, T.W. *"In situ" response time testing of platinum resistance thermometers*. Vol. 2. Palo Alto, Electric Power Research Institute. 197A. (EPRI-NP-834, Volume 2)
- [54] UHRIG, R.E. *Random Noise Techniques in Nuclear Reactor Systems*. New York, N.Y. The Ronald Press. 1970.