

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

VITOR FRANCO GIRARDI

**UMA INVESTIGAÇÃO SOBRE A EFICÁCIA DE ACELERÔMETROS
PIEZOELÉTRICOS E MEMS NA DETECÇÃO DE VAZAMENTOS EM
TUBULAÇÕES DE ÁGUA**

**AN INVESTIGATION INTO THE EFFECTIVENESS OF
PIEZOELECTRIC AND MEMS ACCELEROMETERS IN THE
DETECTION OF LEAKS IN WATER PIPES**

Ilha Solteira

2022

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

VITOR FRANCO GIRARDI

**UMA INVESTIGAÇÃO SOBRE A EFICÁCIA DE ACELERÔMETROS
PIEZOELÉTRICOS E MEMS NA DETECÇÃO DE VAZAMENTOS EM
TUBULAÇÕES DE ÁGUA**

**AN INVESTIGATION INTO THE EFFECTIVENESS OF
PIEZOELECTRIC AND MEMS ACCELEROMETERS IN THE
DETECTION OF LEAKS IN WATER PIPES**

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – Unesp como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Mecânica. Especialidade: Mecânica dos sólidos.

Prof. Dr. Michael John Brennan

Orientador

Prof. Dr. Fabrício César Lobato de Almeida

Coorientador

Ilha Solteira

2022

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

G521i Girardi, Vitor Franco.
Uma investigação sobre a eficácia de acelerômetros piezoelétricos e MEMS na detecção de vazamentos em tubulações de água / Vitor Franco Girardi. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2022
133 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Mecânica dos Sólidos, 2022

Orientador: Michael John Brennan

Coorientador: Fabrício César Lobato de Almeida

Inclui bibliografia

1. Acelerômetros piezoelétricos. 2. Acelerômetros MEMS. 3. Detecção de vazamentos. 4. Técnicas vibroacústicas. 5. Correlação cruzada.


Raiane da Silva Santos

Supervisora Técnica de Seção
Seção Técnica de Referência, Atendimento ao usuário e Documentação
Diretoria Técnica de Biblioteca e Documentação
CRB/8 - 9999

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: UMA INVESTIGAÇÃO SOBRE A EFICÁCIA DE ACELERÔMETROS
PIEZOELÉTRICOS E MEMS NA DETECÇÃO DE VAZAMENTOS EM
TUBULAÇÕES DE ÁGUA.

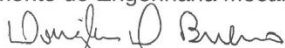
AUTOR: VITOR FRANCO GIRARDI

ORIENTADOR: MICHAEL JOHN BRENNAN

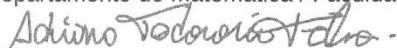
Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em ENGENHARIA
MECÂNICA, área: Mecânica dos Sólidos pela Comissão Examinadora:



Prof. Dr. MICHAEL JOHN BRENNAN (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia Mecânica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP



Prof. Dr. DOUGLAS DOMINGUES BUENO (Participação Virtual)
Departamento de Matemática / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP



Prof. Dr. ADRIANO TODOROVIC FABRO (Participação Virtual)
Departamento de Engenharia Mecânica / Universidade de Brasília - UnB

Ilha Solteira, 25 de abril de 2022

*Dedico este trabalho a todos que auxiliaram a
minha trajetória até aqui, em especial minha
família, meus amigos e professores.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por minha vida, pela força e proteção constante.

Agradeço meus pais Pedro e Nilza, meu irmão Mateus e minha amada Vitória por estarem sempre ao meu lado.

Agradeço meu orientador Michael e meu coorientador Fabrício pela paciência, pela técnica e por me instruírem ao longo desses anos. Foi um prazer trabalhar com vocês, muito obrigado pela oportunidade.

Agradeço a UNESP (Universidade Estadual Paulista) de Ilha Solteira - SP e de Tupã - SP por todo o apoio científico ao longo desse trabalho.

Agradeço o IPT (Instituto de Pesquisas Tecnológicas) de São Paulo - SP, em especial a Olga, pela confiança depositada em mim e nos envolvidos desse projeto.

Agradeço a FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo), processo 2020/05961-2, pela bolsa de estudo e por todo o suporte financeiro.

Agradeço a SABESP (Companhia de Saneamento Básico do Estado de São Paulo) pelo suporte nas investigações experimentais e disponibilização do campo de prova.

Agradeço também meus companheiros de pesquisa do GMSINT (Grupo de Materiais e Sistemas Inteligentes) da UNESP de Ilha Solteira - SP por todas as palavras amigas e auxílios técnicos ao longo desses anos, em especial o Mauricio, o Oscar e o Vinicius.

A todos os envolvidos, muito obrigado.

RESUMO

Vazamentos em tubulações de água são uns dos principais problemas enfrentados por grandes centros urbanos em função das longas distâncias de fontes hídricas externas e da escassez de água provocada por mudanças climáticas. Para lidar com esse problema, companhias de água utilizam dispositivos vibroacústicos para localizar vazamentos em sua rede de distribuição, utilizando frequentemente equipamentos com sensores de vibração para leitura do sinal. Outra maneira de mitigar essa situação, que vai de encontro com o conceito de Cidades inteligentes, é a incorporação de sensores de vibração (acelerômetros) em hidrômetros residenciais ou em pontos estratégicos da rede, possibilitando a coleta de sinais de vibração relacionados a presença de vazamentos nas tubulações instrumentadas. Como a maioria dos acelerômetros utilizados em problemas de detecção de vazamentos são piezoelétricos, uma alternativa seria a utilização de acelerômetros fabricados pela técnica MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems ou Sistemas Microeletromecânicos em português), os quais possivelmente seriam mais acessíveis considerando o aumento crescente do potencial dessa tecnologia na redução de custos. Dessa forma, o presente trabalho busca investigar a eficácia de acelerômetros piezoelétricos e MEMS aplicados na detecção de vazamentos em tubulações de água, utilizando modelagens analíticas e testes controlados. Portanto, modelos eletromecânicos foram desenvolvidos para investigar os parâmetros que influenciam a sensibilidade e a faixa de frequência desses transdutores. Experimentos em laboratório foram realizados em conjunto com experimentos em campo para avaliar os acelerômetros na detecção de sinais de vazamentos utilizando técnicas clássicas vibroacústicas. Foi observado que apesar dos acelerômetros MEMS capacitivos utilizados nesse trabalho conseguirem detectar vazamentos, os sensores piezoelétricos de alta sensibilidade e com baixo ruído gerado apresentaram melhor desempenho. Três acelerômetros aptos a medirem sinais de vazamentos pequenos e a distâncias maiores foram destacados, sendo um piezoelétrico importado, um MEMS capacitivo importado e um piezoelétrico produzido no Brasil, de melhor custo-benefício entre os sensores testados.

Palavras-chave: Acelerômetros piezoelétricos. Acelerômetros MEMS. Detecção de vazamentos. Técnicas vibroacústicas. Correlação cruzada.

ABSTRACT

Leaks in water pipes are one of the main problems faced by large urban centers due to the long distances from external water sources and the scarcity of water caused by climate change. To deal with this problem, water companies use vibroacoustic devices to locate leaks in their distribution network, often using equipment with vibration sensors to read the signal. Another way to mitigate this situation, which is in line with the concept of Smart cities, is the incorporation of vibration sensors (accelerometers) in residential water meters or at strategic points in the network, enabling the collection of vibration signals related to the presence of leaks in instrumented pipes. As most of the accelerometers used in leak detection problems are piezoelectric, an alternative would be the use of accelerometers manufactured by the MEMS technique (Micro-Electro-Mechanical Systems), which would possibly be more accessible considering the increasing the potential of this technology to reduce costs. Thus, the present work seeks to investigate the effectiveness of piezoelectric accelerometers and MEMS applied in the detection of leaks in water pipes, using analytical modelling and controlled tests. Therefore, electromechanical models were developed to investigate the parameters that influence the sensitivity and frequency range of these transducers. Laboratory experiments were carried out in conjunction with field experiments to evaluate accelerometers in detecting leak signals using classical vibroacoustic techniques. It was observed that although the capacitive MEMS accelerometers used in this work were able to detect leaks, the high sensitivity piezoelectric sensors with low generated noise presented better performance. Three accelerometers capable of measuring small leak signals and at greater distances were highlighted, being an imported piezoelectric, an imported capacitive MEMS and a piezoelectric produced in Brazil, with the best cost-benefit among the tested sensors.

Keywords: Piezoelectric accelerometers. MEMS accelerometers. Leak detection. Vibroacoustic techniques. Cross correlation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Mapa do percentual de água desperdiçada em cada região antes de chegar a residências e indústrias no Brasil.....	20
Figura 1.2 – Exemplos de uso de instrumentos acústicos para detectar vazamentos em campo: (a) Haste de escuta; (b) Geofone; (c) Correlacionador de sinais.	22
Figura 1.3 – Diagrama esquemático de um tubo enterrado com um vazamento entre dois sensores.	25
Figura 1.4 – CCC típico da análise dos sinais gerados pelo ruído de vazamento lido por dois sensores.	26
 Figura 2.1 – Principais componentes dos três projetos de acelerômetros piezoelétricos: (a) Projeto de cisalhamento; (b) Projeto de compressão; (c) Projeto de dobra/flexão.....	34
Figura 2.2 – Diagrama esquemático do sistema SDOF para o acelerômetro piezoelétrico.....	36
Figura 2.3 – Diagrama esquemático do circuito HPF.	38
Figura 2.4 – FRF do modelo completo para o acelerômetro piezoelétrico: (a) Módulo; (b) Fase.....	40
Figura 2.5 – Limites da faixa de frequência do acelerômetro piezoelétrico: (a) Módulo; (b) Fase.....	42
 Figura 3.1 – Principais componentes e circuito característico de dois princípios físicos de acelerômetros MEMS: (a) Capacitivo; (b) Piezoresistivo.....	50
Figura 3.2 – Diagrama esquemático do sistema SDOF para o acelerômetro capacitivo: (a) Simplificado; (b) Sistema equivalente com vigas em balanço.	52
Figura 3.3 – Fontes de amortecimento na ordem de grandeza microscópica dos sensores MEMS: (a) Filme de compressão; (b) Filme de deslizamento.....	53
Figura 3.4 – Vista tridimensional ampliada do modelo na região das placas capacitivas.....	54
Figura 3.5 – Diagrama esquemático do sistema SDOF em movimento, sustentado por quatro vigas em balanço.	55

Figura 3.6 –	Circuito elétrico de um divisor de tensão capacitivo.	56
Figura 3.7 –	FRF do modelo completo para o acelerômetro MEMS capacitivo: (a) Módulo; (b) Fase.	59
Figura 3.8 –	Diagrama esquemático para medir variações diferenciais capacitivas de um acelerômetro MEMS utilizando demodulador síncrono.	61
Figura 4.1 –	Aparato experimental utilizado na caracterização de todos os acelerômetros em termos de ruído gerado.	65
Figura 4.2 –	Vista ampliada: (a) Montagem dos seis acelerômetros; (b) Fontes de alimentação dos acelerômetros brasileiros.	66
Figura 4.3 –	Espectro de ruído gerado dos conjuntos formados por cada acelerômetro, fonte de alimentação e sistema de aquisição.	68
Figura 4.4 –	Aparato experimental composto pela bancada de teste virtual e os acelerômetros externos: (a) Aparato completo; (b) Vista frontal da bancada aberta.	71
Figura 4.5 –	Definição de parâmetros no software da bancada de teste virtual: (a) Distâncias dos sensores; (b) Propriedades do solo e do tubo.	72
Figura 4.6 –	Resultados obtidos com diferentes intensidades do sinal: (a) PSD em P1 com 100% do sinal; (b) PSD em P2 com 100% do sinal; (c) PSD em P1 com 38% do sinal; (d) PSD em P2 com 38% do sinal.	73
Figura 4.7 –	Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 100%: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC.	75
Figura 4.8 –	Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 38%: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC.	76
Figura 4.9 –	Resultados obtidos com diferentes distâncias entre sensores: (a) PSD em P1 com $D_1 = 30$ m e $D = 50$ m; (b) PSD em P2 com $D_1 = 30$ m e $D = 50$ m; (c) PSD em P1 com $D_1 = 90$ m e $D = 170$ m; (d) PSD em P2 com $D_1 = 90$ m e $D = 170$ m.	78
Figura 4.10 –	Resultados obtidos com $D_1 = 30$ m e $D = 50$ m: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC.	79
Figura 4.11 –	Resultados obtidos com $D_1 = 90$ m e $D = 170$ m: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC.	80

Figura 5.1 – Detalhes do campo de prova experimental da SAPESP de Tupã – SP: (a) Diagrama esquemático; (b) Fotografias em diferentes visões.....	84
Figura 5.2 – Fotografias detalhando o tubo desenterrado e o vazamento.	85
Figura 5.3 – Detalhes do experimento realizado: (a) Diagrama esquemático; (b) Fotografias do tubo e dos sensores.	86
Figura 5.4 – Caracterização do ruído gerado pelo vazamento: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2.	88
Figura 5.5 – Resultados obtidos com diferentes vazões: (a) PSD em P1 com 3840 mL/min; (b) PSD em P2 com 3840 mL/min; (c) PSD em P1 com 450 mL/min; (d) PSD em P2 com 450 mL/min.....	89
Figura 5.6 – Resultados obtidos com a vazão de 3840 mL/min: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC.....	90
Figura 5.7 – Resultados obtidos com a vazão de 450 mL/min: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC.....	91
Figura 5.8 – Resultados obtidos com diferentes distâncias entre sensores: (a) PSD em P1 com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m; (b) PSD em P2 com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m; (c) PSD em P1 com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m; (d) PSD em P2 com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m.	94
Figura 5.9 – Resultados obtidos com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC.....	95
Figura 5.10 – Resultados obtidos com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC.....	96
 Figura A.1 – Vista tridimensional da viga em balanço com a massa distribuída uniformemente: (a) Tridimensional; (b) Bidimensional.	108
 Figura B.1 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 100%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	112
Figura B.2 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 75%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	113

Figura B.3 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 63%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	114
Figura B.4 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 50%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	115
Figura B.5 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 38%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	116
Figura B.6 – Resultados obtidos com $D1 = 30$ m e $D = 50$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	117
Figura B.7 – Resultados obtidos com $D1 = 40$ m e $D = 70$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	118
Figura B.8 – Resultados obtidos com $D1 = 50$ m e $D = 90$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	119
Figura B.9 – Resultados obtidos com $D1 = 60$ m e $D = 110$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	120
Figura B.10 – Resultados obtidos com $D1 = 90$ m e $D = 170$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	121
Figura C.1 – Resultados obtidos com a vazão de 3840 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	122
Figura C.2 – Resultados obtidos com a vazão de 1500 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	123
Figura C.3 – Resultados obtidos com a vazão de 1020 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	124

Figura C.4 – Resultados obtidos com a vazão de 720 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	125
Figura C.5 – Resultados obtidos com a vazão de 600 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	126
Figura C.6 – Resultados obtidos com a vazão de 450 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	127
Figura C.7 – Resultados obtidos com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	128
Figura C.8 – Resultados obtidos com $D1 = 4$ m e $D2 = 7$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	129
Figura C.9 – Resultados obtidos com $D1 = 7$ m e $D2 = 10$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	130
Figura C.10 – Resultados obtidos com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC.....	131

LISTA DE QUADROS

Quadro 2.1 – Parâmetros do modelo geral piezoelétrico	40
Quadro 2.2 – Dados dos acelerômetros piezoelétricos comerciais disponíveis.....	46
Quadro 3.1 – Dados dos acelerômetros comerciais MEMS capacitivos disponíveis	62
Quadro 4.1 – Nível aproximado de ruído de cada acelerômetro	69
Quadro 4.2 – Resumo das informações obtidas em diferentes intensidades do sinal	77
Quadro 4.3 – Resumo das informações obtidas em diferentes posições simuladas dos sensores	81
Quadro 5.1 – Resumo das informações obtidas em diferentes vazões do vazamento	92
Quadro 5.2 – Resumo das informações obtidas em diferentes posições dos sensores em relação ao vazamento	97

LISTA DE ABREVIACÕES

CCC	<i>Cross Correlation Coefficient</i> (Coeficiente de Correlação Cruzada)
COS	<i>Charge Output Sensors</i> (Sensores de Saída de Carga)
CSD	<i>Cross Spectral Density</i> (Densidade Espectral Cruzada)
FAPESP	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo
FRF	<i>Frequency Response Function</i> (Função Resposta em Frequência)
GMSINT	Grupo de Materiais e Sistemas Inteligentes
HPF	<i>High-Pass Filter</i> (Filtro Passa-Alta)
IEPE	<i>Integrated Electronics Piezo-Electric</i> (Eletrônica Piezoelétrica Integrada)
IPT	Instituto de Pesquisas Tecnológicas
ICT	Instituição de Ciência e Tecnologia
MEMS	<i>Micro-Electro-Mechanical Systems</i> (Sistemas Microeletromecânicos)
PDIP	Plano de Desenvolvimento Institucional de Pesquisa
PSD	<i>Power Spectral Density</i> (Densidade Espectral de Potência)
SABESP	Companhia de Saneamento Básico do Estado de São Paulo
SDOF	<i>Single Degree of Freedom</i> (Um Grau de Liberdade)
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i> (Relação Sinal-Ruído)
UNESP	Universidade Estadual Paulista

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Nome	Unidade
$a_1(t)$	Sinais de vibração do sensor 1	-
$a_2(t)$	Sinais de vibração do sensor 2	-
A	Espessura da viga em balanço	m
A_p	Área entre as placas que formam o capacitor	m ²
B	Largura da viga em balanço	m
B_n	Ruído browniano	g/ $\sqrt{\text{Hz}}$
c	Amortecimento do sistema SDOF	N.s/m
c_w	Velocidade de propagação do ruído de vazamento	m/s
C_0	Capacitância estática	F
C_1	Capacitância do capacitor 1 do acelerômetro MEMS	F
C_2	Capacitância do capacitor 2 do acelerômetro MEMS	F
$\bar{C}$	Capacitância equivalente do circuito HPF	F
d	Distância entre as placas dos capacitores em repouso	m
D	Distância total entre P1 e P2	m
d_1	Distância entre as placas do capacitor 1	m
$D1$	Distância entre P1 e o vazamento	m
d_2	Distância entre as placas do capacitor 2	m
$D2$	Distância entre P2 e o vazamento	m
d_{33}	Coeficiente piezoelétrico longitudinal	C/N
E	Módulo de elasticidade do material da viga em balanço	Pa
$E_{\max}$	Energia cinética máxima da viga em balanço	J
h	Altura da camada das placas capacitivas	m
H_c	FRF do acelerômetro MEMS capacitivo	V/(m/s ²)
$\hat{H}_c$	FRF adimensional do acelerômetro MEMS capacitivo	-
$H_p(\Omega)$	FRF do acelerômetro piezoelétrico	V/(m/s ²)
$\hat{H}_p(\Omega)$	FRF adimensional do acelerômetro piezoelétrico	-

$\hat{H}_p^{(A)}(\Omega)$	FRF adimensional do acelerômetro piezoelétrico na região (A)	-
$\hat{H}_p^{(C)}(\Omega)$	FRF adimensional do acelerômetro piezoelétrico na região (C)	-
I	Momento de inércia da viga em balanço	kg.m ²
j	Unidade imaginária	-
k	Rigidez do sistema SDOF	N/m
k_b	Rigidez da viga em balanço	N/m
K_B	Constante de Boltzmann	J/K
L	Comprimento da viga em balanço	m
m	Massa do sistema SDOF	kg
m_b	Massa distribuída da viga em balanço	kg
m_c	Massa central do sistema SDOF do acelerômetro MEMS	kg
m_{eq}	Massa equivalente sustentada na extremidade da viga em balanço	kg
N	Número de pares capacitivos	-
P	Força aplicada na extremidade livre da viga em balanço	N
Q	Carga elétrica gerada pelo elemento piezoelétrico	C
Q_f	Fator de qualidade do acelerômetro MEMS	-
$\bar{R}$	Resistência equivalente do circuito HPF	Ω
S_c	Sensibilidade do acelerômetro MEMS capacitivo	V/(m/s ²)
S_p	Sensibilidade do acelerômetro piezoelétrico	V/(m/s ²)
t	Tempo	s
T	Temperatura absoluta do ambiente	K
T_0	Tempo de atraso entre os tempos de chegada do ruído de vazamento nas posições dos sensores 1 e 2	s
V_A	Tensão gerada pelo elemento piezoelétrico	V
V_C	Tensão proporcional a variação das capacitâncias	V
V_E	Tensão de excitação	V
V_M	Tensão medida no amplificador de carga	V
w	Largura de sobreposição das placas capacitivas	m
$x(y)$	Equação da linha elástica	m

$\dot{x}(y)$	Derivada da equação da linha elástica	m/s
$x_{\text{base}}(t)$	Deslocamento da base do sistema SDOF	m
$X_{\text{base}}(\omega)$	Amplitude de deslocamento da base do sistema SDOF	m
$\ddot{x}_{\text{base}}(t)$	Aceleração da base do sistema SDOF	m/s ²
$\ddot{X}_{\text{base}}(\omega)$	Amplitude de aceleração da base do sistema SDOF	m/s ²
$x_{\text{massa}}(t)$	Deslocamento da massa do sistema SDOF	m
x_{max}	Deflexão máxima da viga em balanço	m
$\dot{x}_{\text{max}}$	Derivada máxima da deflexão da viga em balanço	m
$x_{\text{rel}}(t)$	Deslocamento relativo da massa do sistema SDOF	m
$X_{\text{rel}}(\omega)$	Amplitude do deslocamento relativo da massa do sistema SDOF	m
$\dot{x}_{\text{rel}}(t)$	Velocidade relativa da massa do sistema SDOF	m/s
$\ddot{x}_{\text{rel}}(t)$	Aceleração relativa da massa do sistema SDOF	m/s ²
α	Largura adimensional do modelo	-
β	Limite superior da faixa de frequência útil	-
ΔC	Variação proporcional da capacitância	F
ε	Permissividade do meio	F/m
ζ	Taxa de amortecimento do sistema SDOF	-
θ	Ângulo inferior da faixa de frequência útil	rad
μ	Viscosidade efetiva do meio	Pa.s
ω	Frequência angular	rad/s
Ω	Frequência adimensional do sistema SDOF	-
ω_c	Frequência de corte do circuito HPF	rad/s
ω_L	Frequência inferior da faixa de frequência útil	rad/s
ω_n	Frequência natural do sistema SDOF	rad/s
ω_U	Frequência superior da faixa de frequência útil	rad/s

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	CONTEXTO	19
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	21
1.2.1	Técnicas de detecção de vazamentos	21
1.2.2	Detecção de vazamentos utilizando a técnica de correlação.....	24
1.2.3	Fatores que afetam a propagação e a identificação do ruído de vazamento.....	27
1.2.4	Acelerômetros utilizados em detecções de vazamentos em tubulações de água.....	28
1.3	OBJETIVOS.....	29
1.4	CONTRIBUIÇÕES PARA O CONHECIMENTO	30
1.5	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	30
2	ACELERÔMETRO PIEZOELÉTRICO: MODELAGEM E CARACTERIZAÇÃO ELETRO-MECÂNICA.....	33
2.1	VISÃO GERAL	33
2.2	MODELAGEM DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO ACELERÔMETRO PIEZOELÉTRICO	35
2.2.1	Modelo mecânico	35
2.2.2	Modelo elétrico	37
2.2.3	Modelo geral	39
2.2.4	Limites da faixa de frequência útil do acelerômetro.....	43
2.3	ACELERÔMETROS COMERCIAIS UTILIZADOS	45
2.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	47
3	ACELERÔMETRO MEMS CAPACITIVO: MODELAGEM E CARACTERIZAÇÃO ELETRO-MECÂNICA.....	49
3.1	VISÃO GERAL	49
3.2	MODELAGEM DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO ACELERÔMETRO MEMS CAPACITIVO.....	51
3.2.1	Modelo mecânico	51
3.2.2	Modelo elétrico	55

3.2.3	Modelo geral e faixa de frequência útil do acelerômetro.....	57
3.3	DEMODULAÇÃO.....	60
3.4	ACELERÔMETROS COMERCIAIS UTILIZADOS.....	61
3.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	62
4	INVESTIGAÇÕES EXPERIMENTAIS EM LABORATÓRIO	64
4.1	CARACTERIZAÇÃO EM TERMOS DE RUÍDO GERADO PELOS ACELERÔMETROS	64
4.2	SIMULAÇÕES DE VAZAMENTOS UTILIZANDO UMA BANCADA DE TESTE VIRTUAL	70
4.2.1	Variação da intensidade do ruído de vazamento.....	72
4.2.2	Variação nas posições simuladas dos sensores.....	77
4.3	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	81
5	INVESTIGAÇÕES EXPERIMENTAIS EM CAMPO	83
5.1	DESCRIÇÃO DO CAMPO DE PROVA	83
5.2	CAPACIDADE DE DETECÇÃO DO RUÍDO DE VAZAMENTO	85
5.2.1	Características do ruído de vazamento na tubulação	87
5.2.2	Variação na vazão do vazamento.....	88
5.2.3	Variação nas posições dos sensores.....	93
5.3	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	97
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	99
6.1	DISCUSSÕES	99
6.2	PRINCIPAIS CONCLUSÕES	100
6.3	RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	101
	REFERÊNCIAS	103
	APÊNDICE A – MODELO DE UMA VIGA EM BALANÇO	108
	APÊNDICE B – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CAPÍTULO 4.....	112
	APÊNDICE C – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CAPÍTULO 5	122

1 INTRODUÇÃO

Esse capítulo descreve o contexto em que o trabalho está inserido, mostrando uma visão geral da quantidade de água que é desperdiçada no Brasil e no mundo, onde grande parte desses desperdícios são relacionados a vazamentos em tubulações de abastecimento. A revisão bibliográfica apresenta técnicas de detecção de vazamentos atuais e a metodologia usual realizada por empresas de água para detectar e localizar vazamentos em tubulações enterradas, assim como os equipamentos geralmente utilizados por empresas do ramo. A técnica de detecção de vazamentos por correlação é abordada, juntamente com os fatores que afetam a propagação do ruído gerado pelo vazamento ao longo da tubulação. Esse capítulo mostra também diferentes modelos de acelerômetros utilizados em trabalhos relacionados a detecção de vazamentos em tubulações de água encontrados na literatura. Além disso, descreve os principais objetivos pretendidos, as contribuições realizadas para o conhecimento e a organização dos capítulos da dissertação.

1.1 CONTEXTO

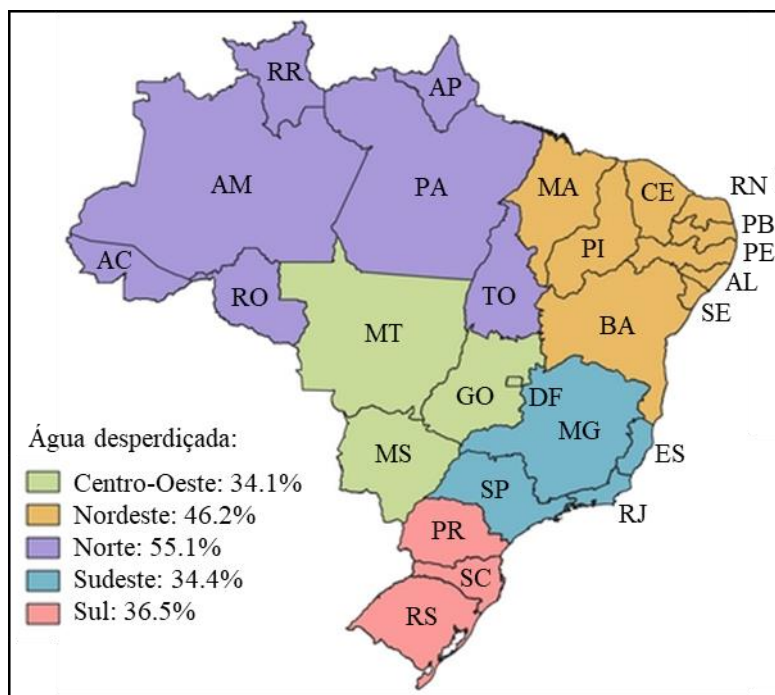
Segundo Kingdom *et al.* (2006), de 30 a 50% da água bombeada no mundo é perdida devido ao vazamento global diário, representando aproximadamente 90 bilhões de litros de água. No Brasil, segundo a Secretaria Nacional de Saneamento (2019), as redes de distribuição de água perdem uma média de um terço da água tratada (38,5%), a maior parte sendo perdas reais (físicas), devido a vazamentos nas unidades operacionais ao longo do sistema de abastecimento, e uma parcela por perdas aparentes (comerciais), originadas por fraudes e erros de leitura.

Um estudo feito pela British Broadcasting Corporation (2018) destacou São Paulo como uma cidade com grande risco de desabastecimento de água nas próximas décadas, já que, no auge da crise hídrica de 2015, o reservatório principal de água ficou abaixo de 4% de sua capacidade. Graves crises hídricas podem ser generalizadas para outras cidades brasileiras ao se considerar o percentual de água desperdiçada na região Sudeste, observado na Figura 1.1, como sendo o segundo menor do país, ficando acima apenas da região Centro-Oeste brasileira.

Com base nas premissas utilizadas no estudo do Instituto Trata Brasil com a Go-Associados (2019) os benefícios gerados com o programa de redução de perdas equivaleriam ao dobro do custo despendido com ele, visto que reduziria a produção e aumentaria o volume faturado. Considerando a importância da água para a população global, é vital minimizar

vazamentos em sistemas de distribuição de água, sendo um aspecto principal desse desafio detectar e localizar os vazamentos em seu estágio inicial. Portanto, uma técnica eficaz de detecção de vazamentos gera benefícios econômicos, sociais e ambientais.

Figura 1.1 – Mapa do percentual de água desperdiçada em cada região antes de chegar a residências e indústrias no Brasil.



Fonte: elaborado pelo autor com base no estudo do Instituto Trata Brasil com a Go-Associados (2019).

Ao encontrar e corrigir vazamentos, há uma economia imediata nos custos de bombeamento e tratamento de água. Além disso, se vazamentos forem descobertos em seu estado inicial, é possível agendar reparos para evitar grandes danos à rede de tubulações como, por exemplo, quebra de tubos, erosão de fundações de estradas e edifícios (REED & PRICE, 1989). A saúde pública também é beneficiada pois vazamentos são potenciais pontos de entrada para contaminantes, especialmente se ocorrer queda de pressão no sistema.

Com o rápido e desordenado crescimento da urbanização global, é provável que o atual padrão de utilização dos recursos naturais e de infraestrutura não se sustente. Como observado no trabalho de Weiss *et al.* (2015), há razoável consenso sobre a necessidade de alterar esse padrão e, ao mesmo tempo, maximizar as oportunidades econômicas decorrentes dessa alteração. O conceito de Cidades inteligentes baseia-se principalmente na utilização de tecnologias digitais para realização dessas alterações, sendo caracterizadas pela utilização generalizada de recursos tecnológicos, de forma integrada, com o objetivo de melhorar a eficiência político-econômica e amparar o desenvolvimento humano-social de seus cidadãos.

O processo de implantação dessas tecnologias digitais integradas requer o esforço combinado de empresas, governo e Instituições de Ciência e Tecnologia (ICT) de referência do País. A FAPESP incentiva o desenvolvimento dessas tecnologias pelo Plano de Desenvolvimento Institucional de Pesquisa (PDIP), processo nº 17/50343-2, sendo o IPT uma ICT e Instituição-sede desse projeto. O objetivo do IPT com a aplicação do PDIP é gerar inovação no tema Transformação digital, composta por dois eixos temáticos, o primeiro, Manufatura avançada e, o segundo, Cidades inteligentes e sustentáveis.

Essa dissertação está inserida no tema Cidades inteligentes e sustentáveis, mais especificamente na linha de pesquisa Sensoriamento inercial autônomo, onde um dos vários objetivos dessa linha é desenvolver sensores inerciais MEMS com foco na prototipação e fabricação nacional de acelerômetros capacitivos aplicados no monitoramento de vazamentos de água. Como o próprio nome da linha de pesquisa sugere, esses acelerômetros, interligados em pontos estratégicos da rede de distribuição das futuras Cidades inteligentes, precisariam detectar vazamentos de água em tubulações enterradas de forma autônoma.

Para essa suposta fabricação e aplicação ideal em massa de acelerômetros na detecção de vazamentos em tubulações de água, surgem alguns questionamentos primordiais que necessitam de investigações. É necessário conhecer as características do sinal de vibração gerado pelos vazamentos encontrados aqui no Brasil para um processamento de sinal adequado e efetivo. Outra necessidade é avaliar se acelerômetros capacitivos de fabricação MEMS conseguem identificar o ruído gerado pelo vazamento tanto quanto acelerômetros piezoelétricos já utilizados em pesquisas nessa área.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.2.1 Técnicas de detecção de vazamentos

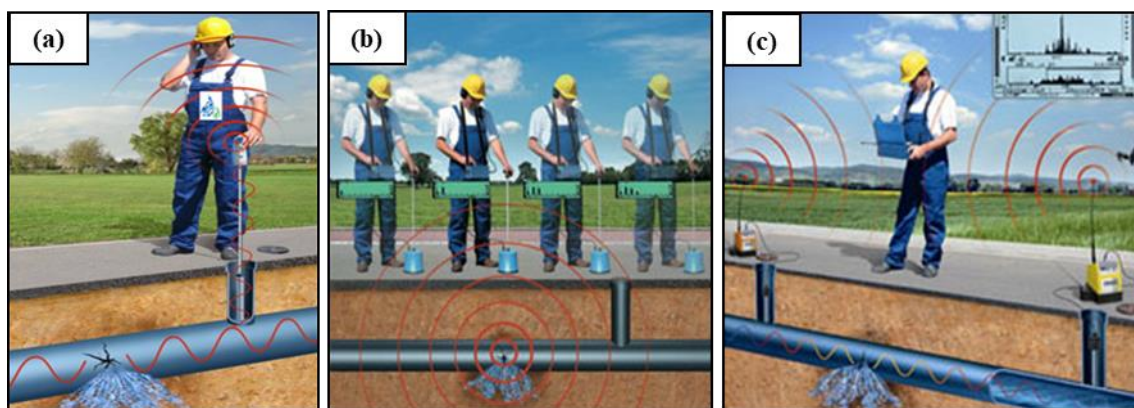
Existem diversas técnicas utilizadas por empresas de água para detecção de vazamentos, como abordadas no trabalho de Hunaidi *et al.* (2000), as quais podem ser subdivididas em métodos acústicos e não acústicos. Radar de penetração no solo, termografia e gás marcador são alguns exemplos de métodos não acústicos utilizados em trabalhos de autores como Sneddon, Olhoeft e Powers (2000), Hunaidi (1998) e Penteado *et al.* (2018), sendo que cada técnica possui vantagens e desvantagens entre si.

Medidas de pressão e de vazão são frequentemente utilizadas para determinar o setor onde existe a presença de vazamentos na tubulação. Se confirmado, geralmente aplica-se uma

técnica acústica para localizar esse vazamento na tubulação, já que os vazamentos geram sinais sonoros, conforme estudo feito por Puust *et al.* (2010) sobre diferentes métodos de avaliação, detecção e controle de vazamentos.

Técnicas acústicas são métodos utilizados para localizar fontes acústicas com base no som que se propaga dentro de um meio, mostrando-se eficazes na detecção e localização de vazamentos em tubulações enterradas (FUCHS & RIEHLE, 1991). Uma vez que vazamentos em tubulações de abastecimento de água geram sons, técnicas acústicas podem ser usadas para detecção e localização de vazamentos (LISTON & LISTON, 1992), geralmente utilizando instrumentos como hastes de escuta, geofones e correlacionadores de sinais, conforme explícito respectivamente nas Figuras 1.2(a), (b) e (c).

Figura 1.2 – Exemplos de uso de instrumentos acústicos para detectar vazamentos em campo: (a) Haste de escuta; (b) Geofone; (c) Correlacionador de sinais.



Fonte: adaptado de Aquasave (2015).

A técnica acústica mais simples é chamada haste de escuta, podendo ser analógica ou digital, conforme mostra a Figura 1.2(a). A haste analógica possui uma câmara acústica em uma de suas extremidades responsável por amplificar o sinal do ruído de vazamento quando a haste entra em contato com a tubulação. A haste digital, por sua vez, utiliza um acelerômetro e um amplificador de sinal para auscultar o ruído de vibração, utilizando um fone de ouvido. Similar a haste de escuta, tem-se o equipamento chamado de geofone, geralmente utilizado para medir vibrações na superfície, conforme mostrado na Figura 1.2(b). Esse dispositivo integra uma unidade de aquisição de dados com transdutor que fica em contato com a superfície, sendo os dados transmitidos para uma unidade de processamento onde o operador pode filtrar e auscultar o sinal do vazamento.

A Figura 1.2(c) mostra o uso de um correlacionador comercial na detecção de vazamentos, denominado em função do uso da técnica de processamento de sinais chamada

correlação. O ruído gerado pelo vazamento é lido por dois acelerômetros e os sinais são transmitidos para uma unidade de processamento, onde são digitalizados e correlacionados, produzindo uma saída que indica quão similar os dois sinais são à medida que se deslocam no domínio do tempo, um em relação ao outro. Geralmente, o vazamento está localizado de forma assimétrica entre os dois sensores, consequentemente, há um atraso de tempo entre os sinais medidos, sendo este usado para estimar a posição do vazamento, conforme estudos de Gao *et al.* (2004).

A detecção de vazamentos utilizando equipamentos acústicos comumente é realizada em duas etapas, sendo geralmente composta primeiro pela inspeção do sistema utilizando hastes de escuta e, depois que todos os pontos possíveis de vazamento foram identificados, pela aplicação de técnicas mais sofisticadas entre esses pontos, como o geofone e o correlacionador de sinais. O uso da haste de escuta pelo operador consiste na procura por sons de vazamento em todos os pontos de contato acessíveis com a tubulação, como, por exemplo, hidrantes, válvulas e torneiras.

O contato direto de dispositivos acústicos com as partes acessíveis da tubulação é mais conveniente do que o contato deles com a superfície do solo, pois o solo atenua o sinal do vazamento gerado na tubulação. Dessa forma, a utilização do geofone se restringe aos sons gerados pelo vazamento diretamente acima do tubo, com o operador se movimentando ao longo de sua extensão ao passo que interpreta os sinais. Isso não acontece com o correlacionador, já que no momento em que os sensores são colocados em contato com o tubo, os sinais gerados pelo vazamento serão interpretados pelos algoritmos.

Entre as três técnicas acústicas citadas, a técnica com maior possibilidade de automação, utilizando acelerômetros, é a de correlação, já que ao passo que os sensores estão conectados no tubo enterrado e todas as informações do ambiente são conhecidas, o uso do dispositivo não envolve habilidades intrínsecas especiais do operador para execução dos códigos programados. Dessa forma, a eficácia da técnica de correlação para localizar vazamentos depende de fatores menos influenciáveis pelo operador como, por exemplo, o tamanho, tipo e profundidade do tubo, o tipo do solo, o tipo e tamanho do vazamento, os níveis de pressão e o nível de ruído do ambiente, observado nos trabalhos de Hunaidi *et al.* (2000), Gao *et al.* (2004), Almeida *et al.* (2014), Brennan *et al.* (2018) e Scussel *et al.* (2019). Esses fatores citados influenciam o sinal gerado pelo vazamento e como ele se propaga ao longo da tubulação. Além deles, existem outros fatores que certamente afetam a qualidade do sinal medido por limitarem a quantidade de informações que podem ser lidas pelos sensores, como,

por exemplo, a sensibilidade, a faixa de frequência e os níveis de ruído gerado pelos acelerômetros utilizados na identificação do vazamento.

Métodos acústicos para detecção e localização de vazamentos têm sido aplicados em tubulações metálicas com sucesso por muitos anos, sendo capazes de localizar vazamentos de água em tubos de aço ou ferro em grandes distâncias. No entanto, esta técnica pode ser problemática em tubos de plástico, devido a uma maior atenuação do ruído de vazamento ao passo que se propaga ao longo da tubulação. Por exemplo, em tubos de aço/ferro, o ruído de vazamento pode se propagar por mais de 1.5 km, enquanto que em tubos de plástico o ruído de vazamento se propaga geralmente até 300 m, como analisado por Brennan *et al.* (2006). Essa diferença é um pouco preocupante, pois há uma tendência mundial na troca de tubos de metal por plástico (CASTILLO, 2019), principalmente por questões de custo, manutenção e salubridade, por exemplo.

1.2.2 Detecção de vazamentos utilizando a técnica de correlação

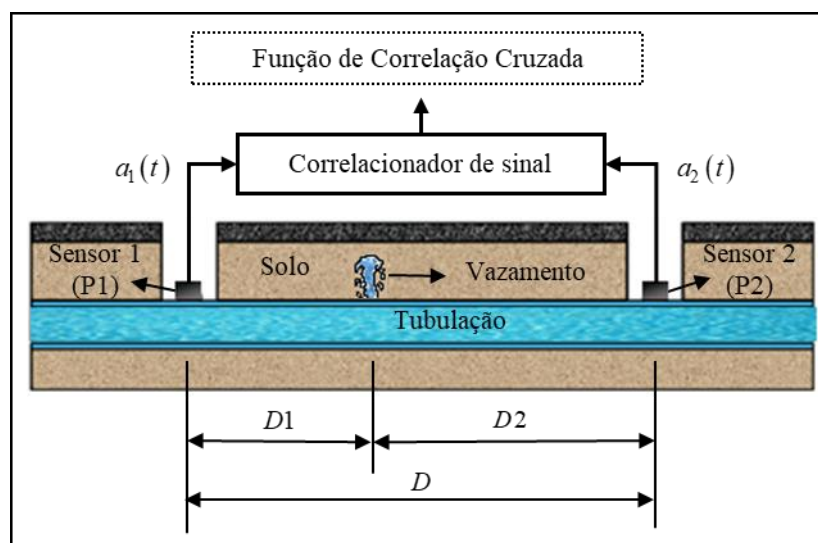
A Figura 1.3 mostra um problema típico de detecção de vazamento utilizando um correlacionador de sinais, aplicado em uma tubulação de água enterrada, na qual há um vazamento numa posição desconhecida, conforme contextualizado no trabalho de Iwanaga *et al.* (2022). O vazamento gera um ruído, com certas características, que se propaga ao longo da tubulação até a posição de medida dos sensores, em ambos os lados do vazamento. A distância total entre os dois sensores (D), assumida conhecida, é igual a soma das distâncias do sensor 1 e 2 em relação ao vazamento, representadas por $D1$ e $D2$ respectivamente. Os sinais de vibração, no domínio do tempo, do sensor 1 (a_1) e do sensor 2 (a_2) são transmitidos para o correlacionador de ruído de vazamento que calcula a função de correlação cruzada entre os dois sinais, possibilitando a obtenção do atraso de tempo entre os sinais.

Para localizar o vazamento em uma tubulação de água enterrada, é necessário estimar $D1$ ou $D2$, sendo assim, considerando o arranjo dado pela Figura 1.3, a distância $D1$ pode ser calculada utilizando a seguinte equação, conforme Gao *et al.* (2004):

$$D1 = \frac{D - c_w T_0}{2}, \quad (1.1)$$

onde c_w e T_0 são, respectivamente, a velocidade de propagação do ruído de vazamento e o tempo de atraso entre os tempos de chegada do ruído de vazamento nas posições dos sensores 1 e 2, que pode ser estimado a partir do pico na função de correlação cruzada entre os dois sinais medidos. Geralmente, para facilitar a visualização e interpretação do sinal, é útil usar o Coeficiente de Correlação Cruzada (*Cross Correlation Coefficient – CCC*), que é a função de correlação cruzada normalizada pelo seu valor máximo (SHIN & HAMMOND, 2008).

Figura 1.3 – Diagrama esquemático de um tubo enterrado com um vazamento entre dois sensores.



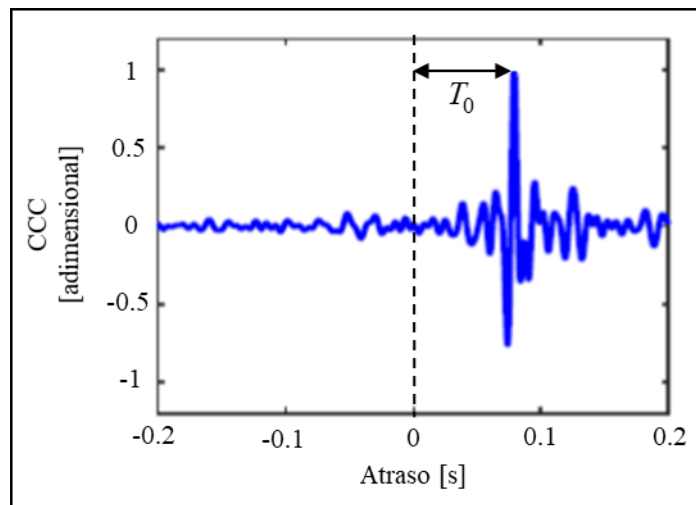
Fonte: adaptado de Iwanaga *et al.* (2022).

Os sinais de vazamento provenientes de dois sensores são analisados no domínio da frequência utilizando, geralmente, a Densidade Espectral de Potência (*Power Spectral Density – PSD*) de cada sinal, módulo e fase da Densidade Espectral Cruzada (*Cross Spectral Density – CSD*) e coerência entre os sinais, conforme contextualizado e largamente utilizado nos trabalhos relacionados a detecção de vazamentos de Almeida (2013) e Castillo (2019). A PSD representa a distribuição de um sinal em um espectro de frequência em relação ao valor quadrático médio do sinal. A CSD fornece informações semelhantes a PSD, porém, é utilizada para descrever a relação entre dois sinais. A coerência, por sua vez, indica o quão linearmente relacionados estão os sinais dos sensores, sendo caracterizada entre valores de 0 e 1 (CASTILLO, 2019).

Um gráfico característico do CCC calculado a partir de dois sinais de ruído de vazamento é mostrado na Figura 1.4, o qual é usado para estimar T_0 . A forma do gráfico mostrado pode ser afetada por reflexões que ocorrem no sistema e a presença de ruído nos

sensores receptores, introduzindo picos ambíguos não desejáveis em torno do pico principal em que a informação de atraso de tempo está contida (BRENNAN, GAO, & JOSEPH, 2009). Dados da fase da CSD também podem ser utilizados para obter uma estimativa do atraso de tempo entre os sinais através de sua inclinação na faixa de frequência de ocorrência do vazamento (simplificada como faixa de frequência efetiva ao longo da dissertação), considerando o sinal estacionário e não dispersivo (BRENNAN, GAO, & JOSEPH, 2007).

Figura 1.4 – CCC típico da análise dos sinais gerados pelo ruído de vazamento lido por dois sensores.



Fonte: adaptado de Castillo (2019).

Na Equação (1.1), c_w é assumido constante, geralmente estimado a partir de tabelas ou através de equações com base em propriedades do tubo, como material e geometria, por exemplo, conforme investigações de Gao *et al.* (2004). O meio que circunda o tubo (solo) pode afetar drasticamente a velocidade do ruído de vazamento e sua atenuação à medida que se propaga ao longo da tubulação, conforme estudos de Brennan *et al.* (2018) e Scussel *et al.* (2019), porém, estimar propriedades do solo não é uma tarefa fácil. Outra maneira de estimar c_w é medir no local, criando um vazamento em um ponto conhecido e obtendo T_0 entre as duas posições em distâncias conhecidas. Outra maneira é excitar o tubo para simular um vazamento, utilizando um atuador comercial ou, como visto recentemente em Almeida *et al.* (2021), um geofone como atuador.

1.2.3 Fatores que afetam a propagação e a identificação do ruído de vazamento

Pelos estudos feitos por Almeida (2013) e Castillo (2019), pode-se considerar que um vazamento presente numa tubulação de água gera sinais que se propagam ao longo da parede do tubo, dos acessórios do sistema, do solo circundante e do fluido no interior da tubulação, sendo originados pela água que escapa através do vazamento. As características da tubulação e do solo possuem grandes influências sobre a propagação das ondas através do tubo, reduzindo a velocidade do ruído gerado pelo vazamento e a amplitude do sinal medida que se propaga ao longo da tubulação, principalmente em frequências mais altas, conforme exposto nos trabalhos de Gao *et al.* (2004), Brennan *et al.* (2018) e Scussel *et al.* (2019). Em síntese, para tubos metálicos, a velocidade de propagação do ruído fica em torno de 1200 m/s, enquanto para tubos de plástico, a velocidade fica geralmente abaixo da metade desse valor (CASTILLO, 2019).

O ruído de vazamento na fonte pode ser assumido como um sinal de ruído branco de faixa limitada de frequência, que é uma suposição razoável em muitos casos, já que a largura da faixa de frequência do ruído de vazamento não é muito grande (SCUSSEL, et al., 2021). Em tubos enterrados de plástico com água, o ruído de vazamento se propaga principalmente em baixas frequências em função dos altos níveis de amortecimento e movimento radial da parede do tubo devido ao acoplamento do fluido com a tubulação, conforme estudos de Brennan *et al.* (2016). A onda responsável pela propagação do ruído é uma onda de fluido estrutural acoplada, não dispersiva, axissimétrica e de baixa frequência, sendo contextualizada mais a fundo em estudos direcionados de Muggleton e Brennan (2004), além de Muggleton, Brennan e Linford (2004).

Os sinais de vazamento em tubos de plástico podem ser afetados por altos níveis de atenuação no sistema durante a propagação, o que pode ocasionar uma camuflagem desses sinais pelo ruído gerado do ambiente. Dessa forma, uma boa escolha do tamanho da faixa de frequência efetiva para suprimir o ruído externo na análise é importante no sentido de favorecer a estimativa do atraso de tempo entre os sinais medidos do ruído de vazamento (CASTILLO, 2019). Uma forma de simular condições sem a interferência dos ruídos intrínsecos do ambiente foi desenvolvida recentemente por Iwanaga *et al.* (2022), o qual traz em seu trabalho um aparato capaz de simular vazamentos de água em diferentes condições físicas e ambientais, sendo possível especificar parâmetros como a posição dos sensores e do vazamento, além do material do tubo, dimensões e tipo de solo circundante. Nesse trabalho, além do aparato, também é explicitado um site que estima a faixa de frequência em que o ruído do vazamento pode estar

localizado, utilizando modelos para diferentes tipos de materiais, geometrias do tubo, tipos de solo, distâncias e tipos de sensores.

Para determinar os mecanismos da perda de energia vibroacústica em tubos de plástico, modelos analíticos e numéricos têm sido desenvolvidos com certo grau de sucesso ao longo dos anos, sendo analisados em estudos de Gao, Liu e Muggleton (2017) e Brennan *et al.* (2018), por exemplo. Como contextualizado no trabalho de Almeida (2013), a atenuação da energia do ruído de vazamento que esses modelos pretendem prever, de uma forma geral, ocorre em função de perdas no solo circundante, no material da tubulação, em bolhas contidas no fluído, no tipo de fluído transportado, em depósitos de sedimentos na parede da tubulação, em juntas, junções e conexões de serviço, além de perdas nos locais de leitura do sinal.

Estudos de Butterfield *et al.* (2018) mostram adicionalmente que o tamanho, o diâmetro e a vazão do vazamento também influenciam na energia e no espectro de frequência do ruído de vazamento medido pelos sensores. Uma forma de quantificar a atenuação da onda no tubo foi obtida por Gao, Liu e Muggleton (2017), sendo normalmente descrita em função da redução na intensidade da onda com a distância da fonte, em dB/m. Essa abordagem, relacionada com a parte imaginária de uma variável (número de onda) que afeta o quão longe o ruído de vazamento se propaga, controla o quão perto os sensores precisam estar do vazamento para a técnica de correlação funcionar satisfatoriamente, conforme descrito por Scussel *et al.* (2019). O número de onda é uma variável descrita como um compilado de informações que leva em consideração todas as contribuições da rigidez dinâmica da água, do tubo, do solo e da interação do tubo com o solo, sendo analisada recentemente também por Iwanaga *et al.* (2022).

1.2.4 Acelerômetros utilizados em detecções de vazamentos em tubulações de água

Diversas abordagens tecnológicas foram propostas para alcançar a detecção e a localização de vazamentos, cada uma com suas vantagens e desvantagens, utilizando diferentes modelos de acelerômetros com características construtivas singulares em termos de sensibilidade, faixa de frequência e tipo de projeto do sensor. A maioria dos trabalhos que usam leituras de acelerômetros para detectar e localizar vazamentos em tubulações de água, encontrados na literatura, utilizam acelerômetros do tipo piezoelétricos. Almeida *et al.* (2014) utilizou acelerômetros B&K 4383 e 4384, Brennan *et al.* (2016) o PCB 352A25, Yazdekhashti *et al.* (2017) o B&K 4507-B-006, Martini *et al.* (2017) o PCB 333B55, Castillo (2019) o PCB 333B30 e Iwanaga *et al.* (2022) o PCB 352C22, por exemplo.

Estudos recentes da literatura feitos por Tariq, Hu e Zayed (2021) indicam um aumento crescente no potencial da tecnologia MEMS aplicada a detecções de vazamentos de água, porém, fica explícito uma quantidade limitada de abordagens que utilizam acelerômetros MEMS no assunto. Alguns trabalhos citados pelo estudo desses autores envolvem os acelerômetros MMA7361, o MPU6050, o ADXL335 e o HITACHI H34C. Outro trabalho visto relacionado ao assunto é o de Virk *et al.* (2020) que utiliza o acelerômetro ADXL345.

Considerando todas as pesquisas realizadas sobre detecções de vazamentos em tubulações de água, não foi encontrado na literatura trabalhos que comparam a capacidade de leitura de acelerômetros MEMS com acelerômetros piezoelétricos aplicados ao assunto. Dessa forma, o presente trabalho busca minimizar essa lacuna com uma investigação sobre a eficácia de acelerômetros piezoelétricos e MEMS na detecção de vazamentos em tubulações de água. Para isso, diversos acelerômetros são estudados e avaliados, sendo quatro tipos piezoelétricos (dos quais dois são produzidos no Brasil) e dois MEMS capacitivos.

Os dois acelerômetros brasileiros são o PU2002, da VibroControl, e o ST510B, da PHD Sensors. Os outros dois acelerômetros piezoelétricos são ambos da PCB Piezotronics, com um sendo o 352C22 e o outro o 333B40 (da mesma família que os acelerômetros referenciados 333B30 e 333B55). Os dois acelerômetros MEMS capacitivos também são da PCB Piezotronics, com um sendo o 3711E1110G e o outro o 3711F1110G. Ambos acelerômetros piezoelétricos brasileiros e MEMS capacitivos nunca foram antes relatados em pesquisas do assunto, sendo avaliados em relação a dois piezoelétricos já utilizados.

1.3 OBJETIVOS

O propósito geral dessa dissertação é disponibilizar informações relevantes para proporcionar estudos futuros relacionados a prototipação e fabricação nacional de um acelerômetro MEMS capacitivo aplicado ao conceito de sensoramento inercial autônomo de vazamentos em tubulações de água. Para isso, os objetivos foram:

- Investigar o sistema construtivo eletromecânico de acelerômetros piezoelétricos e MEMS capacitivos através da elaboração de modelos matemáticos de modo a estudar as diferenças e semelhanças entre esses dois tipos de projeto, focando na análise de fatores que governam a sensibilidade e o tamanho da faixa de frequência desses transdutores;
- Verificar se acelerômetros piezoelétricos construídos no Brasil e MEMS capacitivos conseguem mensurar satisfatoriamente o ruído gerado pelo vazamento de água, tanto em ambiente controlado (laboratório) quanto em condições reais de vazamento (campo de prova);

- Investigar como o tipo de projeto, a sensibilidade, a faixa de frequência e o ruído gerado pelos acelerômetros influenciam na localização e detecção do ruído de vazamento de água, destacando recomendações para esses parâmetros de modo a favorecerem a leitura do sinal.

1.4 CONTRIBUIÇÕES PARA O CONHECIMENTO

- Foi encontrado um acelerômetro piezoelétrico de fabricação brasileira robusto que consegue medir, detectar e localizar adequadamente vazamentos em tubulações de água. Tal informação pode impulsionar a utilização desses sensores em problemas de vazamentos no âmbito brasileiro e favorecer o desenvolvimento de correlacionadores nacionais;

- Foi evidenciado que acelerômetros MEMS capacitivos conseguem medir satisfatoriamente os sinais gerados por vazamentos, detectando e localizando a fonte emissora em tubulações de água com erros relativamente pequenos quando comparados a acelerômetros piezoelétricos. Foi encontrado também um acelerômetro MEMS capacitivo capaz de medir, detectar e localizar satisfatoriamente vazamentos em tubulações de água, reforçando o potencial de aplicação da tecnologia de fabricação MEMS em acelerômetros.

1.5 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Essa dissertação consiste em 6 capítulos e 3 apêndices. O Capítulo 1 introduz o contexto do trabalho e apresenta técnicas de detecção de vazamentos utilizadas por empresas de água para detectar e localizar vazamentos em tubulações enterradas. Aborda também a técnica de detecção por correlação, os fatores que influenciam a propagação e medição do ruído gerado pelo vazamento, além de acelerômetros utilizados no estudo de problemas relacionados a detecção de vazamentos em tubulações de água. Os objetivos e as contribuições dessa dissertação para a literatura também são apresentados, juntamente com a organização dos capítulos dessa dissertação.

O Capítulo 2 explicita uma visão geral de como funciona um acelerômetro piezoelétrico, considerando os diferentes tipos de projeto e os principais sistemas piezoelétricos. Um modelo mecânico e um modelo elétrico são desenvolvidos e unidos para formar um modelo geral, de modo a estudar os limites da faixa de frequência útil e a sensibilidade do acelerômetro. As principais relações entre as equações do modelo são

apresentadas de forma sucinta, juntamente com dados de acelerômetros piezoelétricos comerciais, tanto importados quanto nacionais, utilizados nesse projeto.

O Capítulo 3 contextualiza o acelerômetro MEMS, mostrando os diferentes princípios físicos e arranjos geométricos conhecidos, além de introduzir uma viga em balanço no modelo de modo a viabilizar sua fabricação por processos microscópicos. Um modelo elétrico é unido a um modelo mecânico para obtenção de um modelo geral de modo a viabilizar uma análise entre as principais equações obtidas, investigando como os parâmetros do modelo influenciam a sensibilidade e o tamanho da faixa de frequência útil desses acelerômetros. O processo não-linear de demodulação é estudado, juntamente com dados de acelerômetros capacitivos comerciais utilizados nesse trabalho.

O Capítulo 4 descreve os experimentos realizados em laboratório utilizando tanto acelerômetros piezoelétricos quanto acelerômetros MEMS capacitivos, investigando os sinais provenientes desses sensores quando comparados entre si. Os experimentos em laboratório são divididos em dois estudos, sendo o primeiro relacionado a caracterização conjunta de seis acelerômetros em relação aos ruídos gerados pelos sensores, e o segundo relacionado a detecções de vazamentos em tubulações de água utilizando um modelo de acelerômetro piezoelétrico e um MEMS capacitivo em uma bancada de teste virtual que simula vazamentos.

O Capítulo 5 relata os experimentos realizados em campo utilizando dois diferentes modelos de acelerômetros piezoelétricos e um modelo de MEMS capacitivo. O campo de prova é contextualizado juntamente com os detalhes da tubulação, dos equipamentos e dos acelerômetros utilizados. Os experimentos realizados em campo são divididos em três etapas, as quais buscam avaliar a capacidade de detecção do ruído de vazamento pelos acelerômetros de melhor desempenho encontrados nos estudos em laboratório. A primeira etapa obtém as características do ruído gerado pelo vazamento na tubulação, enquanto a segunda e a terceira estudam, respectivamente, a leitura do sinal em diferentes vazões do vazamento e em diferentes posições dos sensores.

O Capítulo 6 apresenta as considerações finais do trabalho, mostrando um resumo das atividades desenvolvidas e as discussões geradas com a pesquisa. Um conjunto de recomendações que favorecem a leitura do sinal de vazamento são destacadas em relação ao tipo de projeto, sensibilidade, faixa de frequência e ruído gerado pelos acelerômetros. Além disso, as principais conclusões da dissertação são enfatizadas juntamente com recomendações para trabalhos futuros relacionados ao assunto.

O Apêndice A introduz um modelo de uma viga em balanço utilizado para complementar e viabilizar as investigações do Capítulo 3 sobre os acelerômetros MEMS

capacitivos. Todos os dados dos estudos envolvendo a bancada de teste do Capítulo 4 são organizados no Apêndice B, o qual mostra os resultados obtidos através das diferentes condições experimentais relacionadas a intensidade do sinal de vazamento reproduzido e a distâncias simuladas entre sensores. O Apêndice C mostra os resultados obtidos para diferentes condições experimentais do Capítulo 5, reunindo os dados mensurados em campo sobre diferentes vazões do vazamento e posições dos sensores.

2 ACELERÔMETRO PIEZOELÉTRICO: MODELAGEM E CARACTERIZAÇÃO ELETRO-MECÂNICA

Este capítulo descreve a metodologia aplicada na modelagem de um acelerômetro piezoelétrico juntamente com seu amplificador de carga, com o foco na análise dos fatores que governam a sensibilidade e a faixa de frequência útil desse tipo de sensor. A modelagem completa é dividida em duas abordagens paralelas, uma mecânica e outra elétrica. O modelo mecânico equivale a um sistema de Um Grau de Liberdade (*Single Degree of Freedom* – SDOF) representando o elemento piezoelétrico. O modelo elétrico corresponde a um Filtro Passa-Alta (*High-Pass Filter* – HPF), sendo composto por uma resistência e uma capacitância equivalente. Dessa forma, é apresentado um modelo geral de modo a obter uma expressão analítica da Função de Resposta em Frequência (*Frequency Response Function* – FRF) entre a aceleração de entrada e a tensão de saída. Com isso, é possível caracterizar o acelerômetro piezoelétrico investigando as variáveis que influenciam sua sensibilidade e seus limites da faixa de frequência útil em função dos parâmetros construtivos mecânicos e elétricos utilizando o referido modelo. Por fim, para complementar a caracterização, as principais grandezas de interesse na escolha de um acelerômetro para detecção do ruído de vazamento são abordadas em conjunto com dados de acelerômetros comerciais contextualizando sua aplicação.

2.1 VISÃO GERAL

O efeito piezoelétrico pode ser entendido como a interação eletromecânica linear entre a força mecânica e o estado elétrico (forças de Coulomb) em materiais cristalinos. Segundo Reguied *et al.* (2018), o acelerômetro piezoelétrico converte o sinal da deformação mecânica aplicada no cristal piezoelétrico em um sinal elétrico temporal, que possibilita a medição de vibrações. Existem duas categorias amplas para acelerômetros piezoelétricos, aqueles que não contêm componentes eletrônicos de condicionamento de sinal integrados, como os Sensores de Saída de Carga (*Charge Output Sensors* – COS), e aqueles que os contêm, conhecidos como IEPE (*Integrated Electronics Piezo-Electric* ou Eletrônica Piezoelétrica Integrada em português). Outros exemplos de nomes comerciais para sensores IEPE são: ICP®, Isotron®, Deltatron® e Piezotron® (WAGNER & BURGEMEISTER, 2012).

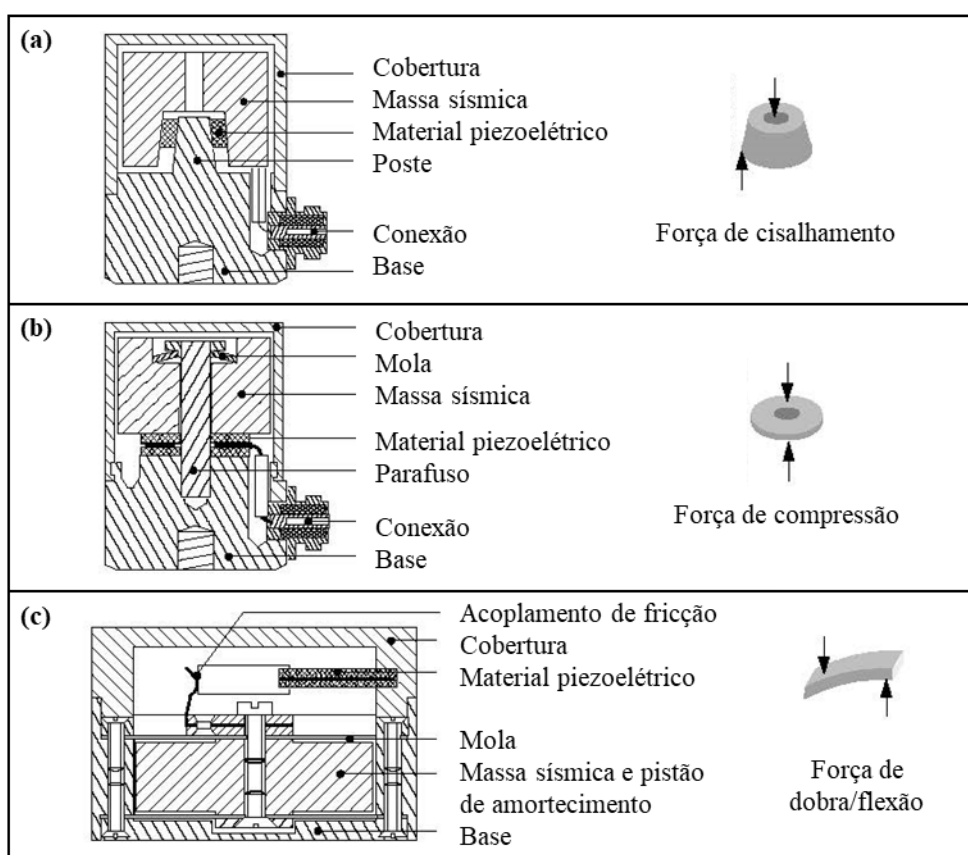
Acelerômetros COS fornecem a saída de carga direta do material piezoelétrico, não possuindo outros circuitos integrados. Para analisar corretamente o sinal dos COS, a saída de alta impedância deve ser convertida para um sinal de tensão de baixa impedância, utilizando

amplificadores externos de carga e/ou voltagem caso o instrumento de medição não suporte a leitura de alta impedância, conforme ressaltado pelo fabricante PCB Piezotronics (2003).

Os sensores IEPE possuem componentes eletrônicos integrados que convertem o sinal de alta impedância do material piezoelétrico em um sinal de baixa impedância, utilizando amplificadores integrados de voltagem e/ou carga. Todos os sensores IEPE necessitam de uma fonte de corrente constante para operarem corretamente (2 a 20 mA aproximadamente), podendo ela ser externa ou integrada ao instrumento de medição.

Grande parte dos acelerômetros piezoelétricos comerciais se enquadram em três projetos básicos de construção mecânica, onde o cristal piezoelétrico pode estar submetido a esforços de cisalhamento, compressão ou de dobra/flexão, conforme esquematizado nas Figuras 2.1(a), (b) e (c), respectivamente (WAGNER & BURGEMEISTER, 2012). O projeto de cisalhamento vem ganhando espaço na fabricação de acelerômetros modernos, no entanto, sensores do tipo compressão e dobra/flexão ainda são utilizados em muitas aplicações.

Figura 2.1 – Principais componentes dos três projetos de acelerômetros piezoelétricos: (a) Projeto de cisalhamento; (b) Projeto de compressão; (c) Projeto de dobra/flexão.



Fonte: adaptado de Wagner e Burgemeister (2012).

O acelerômetro em projeto de cisalhamento tem o cristal piezoelétrico montado em um poste cercado por uma massa sísmica periférica que induz uma força de cisalhamento no cristal. O acelerômetro em projeto de compressão possui o cristal piezoelétrico entre a base e a massa sísmica, induzindo forças de compressão no material de modo a emitir um sinal mensurável. O acelerômetro em projeto de dobra/flexão é baseado na curvatura do cristal piezoelétrico, podendo ser posicionado em balanço com uma extremidade engastada e a outra livre para se mover.

Cada combinação possível entre os sistemas piezoelétricos (IEPE ou COS) com os diversos modos de projeto (cisalhamento, compressão e dobra/flexão) gera um conjunto de características próprias para cada configuração. A razão para o uso de diferentes sistemas piezoelétricos e modos de projeto é a adequação individual para cada tipo de medição, sendo que cada combinação possui vantagens e desvantagens quando comparadas entre si.

2.2 MODELAGEM DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO ACELERÔMETRO PIEZOELÉTRICO

O modelo do acelerômetro envolve um modelo mecânico e um modelo elétrico, sendo combinados para a obtenção do modelo geral. O modelo mecânico busca representar o elemento piezoelétrico em compressão, enquanto o modelo elétrico interpreta as características elétricas do elemento piezoelétrico em conjunto com o circuito do amplificador utilizado.

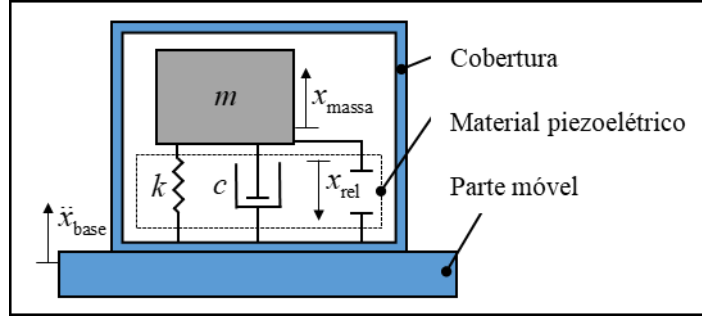
2.2.1 Modelo mecânico

Como mencionado, a parte mecânica do acelerômetro é modelada como um sistema SDOF, conforme mostrado na Figura 2.2, onde o elemento piezoelétrico é substituído por uma mola e um amortecedor (RAO, 2017). O sistema é composto por uma massa sísmica (m) que se movimenta em resposta à aceleração aplicada, a qual é sustentada por uma mola de certa rigidez (k) e um elemento de amortecimento (c), sendo funções das características construtivas do elemento piezoelétrico.

Os acelerômetros são utilizados para medir a resposta de sistemas mecânicos, sendo acoplados à estrutura que se pretende obter o sinal de vibração. Logo, a aceleração originada na base do sensor ($\ddot{x}_{base}$) mensurada pelo acelerômetro, como explícita pela Figura 2.2, gera um

deslocamento na massa sísmica (x_{massa}) devido à resposta do sistema, diretamente relacionado ao deslocamento da base do sensor (x_{base}).

Figura 2.2 – Diagrama esquemático do sistema SDOF para o acelerômetro piezoelétrico.



Fonte: elaborado pelo autor.

Considerando o deslocamento relativo entre a massa e a base ($x_{\text{rel}} = x_{\text{base}} - x_{\text{massa}}$), juntamente com a análise de forças via diagrama de corpo livre (RAO, 2017), tem-se a equação de movimento para o sistema da Figura 2.2, sendo ela:

$$m\ddot{x}_{\text{rel}} + c\dot{x}_{\text{rel}} + kx_{\text{rel}} = -m\ddot{x}_{\text{base}}, \quad (2.1)$$

onde $\ddot{x}_{\text{rel}}$ e $\dot{x}_{\text{rel}}$ representam a aceleração e a velocidade relativa da massa do sistema, respectivamente.

Assumindo excitação e resposta do tipo harmônica, descrito na forma complexa conforme feito por Meirovitch (2001), é possível reescrever os termos da Equação (2.1) de forma simplificada como:

$$m(j^2\omega^2 X_{\text{rel}} e^{j\omega t}) + c(j\omega X_{\text{rel}} e^{j\omega t}) + k(X_{\text{rel}} e^{j\omega t}) = -m(j^2\omega^2 X_{\text{base}} e^{j\omega t}), \quad (2.2)$$

onde X_{rel} é a amplitude do deslocamento relativo da massa, X_{base} é a amplitude do deslocamento da base, t é o tempo e ω é a frequência angular.

A amplitude da aceleração da base ($\ddot{X}_{\text{base}}$), no domínio da frequência, é representada por $\omega^2 X_{\text{base}}$, dessa forma, considerando a unidade imaginária $j = \sqrt{-1}$, é possível rearranjar os termos da Equação (2.2) utilizando parâmetros adimensionais de modo a obter a resposta em frequência da parte mecânica do modelo, sendo ela:

$$X_{\text{rel}} = \ddot{X}_{\text{base}} \frac{1}{1 - \Omega^2 + j2\zeta\Omega}, \quad (2.3)$$

onde $\Omega = \omega/\omega_n$ é a frequência adimensional, sendo $\omega_n = \sqrt{k/m}$ a frequência natural do SDOF e $\zeta = c/2\sqrt{mk}$ a taxa de amortecimento do sistema.

Para um material piezoelétrico, a relação entre o estímulo aplicado e a resposta resultante depende da direção em que o estímulo é aplicado, assim como a direção da medição. Devido às propriedades anisotrópicas dos materiais piezoelétricos, é importante definir as direções da excitação mecânica aplicada e a resposta elétrica resultante (SOIN, ANAND, & SHAH, 2016). Durante a operação real dos materiais piezoelétricos, a configuração é feita de tal forma que apenas um coeficiente de deformação piezoelétrico domine a saída, sendo adotado geralmente o coeficiente piezoelétrico longitudinal (d_{33}), o qual relaciona o total de carga elétrica gerada e a força aplicada no material piezoelétrico na mesma direção.

A força aplicada a um elemento piezoelétrico multiplicada pelo coeficiente piezoelétrico do material é equivalente à carga elétrica gerada (Q) em circuito fechado. A força aplicada ao elemento piezoelétrico, modelado na Figura 2.2, é proporcional a k e ao deslocamento do corpo (lei de Hooke), nesse caso, representado no domínio da frequência por X_{rel} . Considerando a igualdade dessas forças, é possível associar essas variáveis da seguinte forma:

$$Q = X_{\text{rel}} k d_{33}. \quad (2.4)$$

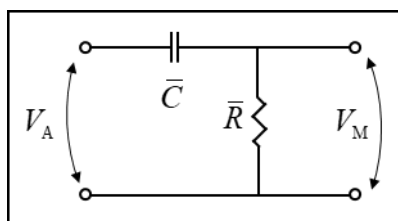
As Equações (2.3) e (2.4) relacionam a aceleração aplicada na base com o deslocamento relativo da massa do sistema, que, por sua vez, é relacionado com a carga elétrica gerada no elemento piezoelétrico. Logo, manipulando essas equações, é possível obter, com o modelo mecânico desenvolvido, uma relação direta entre a entrada do sistema (aceleração na base) e a carga gerada no elemento piezoelétrico, em função dessa aceleração.

2.2.2 Modelo elétrico

Segundo a fabricante STMicroelectronics (2015), o comportamento elétrico do elemento piezoelétrico é naturalmente o de um HPF em relação a medida de sinais provenientes

da deformação do cristal piezoelétrico. Considerando que o HPF permite a passagem de altas frequências com facilidade e atenua a amplitude das frequências abaixo da frequência de corte do sistema (ω_c), pode-se construir a Figura 2.3, a qual mostra um circuito esquemático básico de um HPF. Esse circuito é composto por uma fonte de tensão alternada (V_A) que representa a tensão gerada pelo elemento piezoelétrico quando exposto a um movimento oscilatório, uma capacitância equivalente ($\bar{C}$), uma resistência equivalente ($\bar{R}$) e a tensão que pode ser medida no amplificador de carga (V_M).

Figura 2.3 – Diagrama esquemático do circuito HPF.



Fonte: elaborado pelo autor com base no trabalho de Alexander e Sadiku (2009).

Em geral, o sistema elétrico completo inclui o elemento piezoelétrico, que engloba uma capacitância e resistência de fuga, um cabo de conexão, que possui uma certa capacitância, e um amplificador de carga, possuindo tanto uma resistência interna, quanto uma capacitância. Segundo Doebelin (1990), para fins de análise, é interessante considerar todos esses elementos como um único conjunto, introduzindo assim o conceito de resistência equivalente e capacitância equivalente do sistema no modelo.

Ressalta-se que a resistência equivalente do circuito é governada pela resistência interna do amplificador, já que é geralmente muito menor que a resistência de fuga do elemento piezoelétrico. A capacitância equivalente do circuito, por sua vez, é composta pelo somatório das capacitâncias do sensor piezoelétrico, do cabo e do amplificador, porém, a que possui maior influência em seu valor é a capacitância do elemento piezoelétrico, considerando um cabo especial de baixo ruído. Valores encontrados na literatura para a resistência e a capacitância interna do amplificador variam da ordem de $k\Omega$ até $M\Omega$ e pF até nF , respectivamente, enquanto a capacitância de cabos especiais e do elemento piezoelétrico ficam na ordem de pF e nF , respectivamente (SERRIDGE & LICHT, 1987).

Assim como feito para a parte mecânica, a resposta em frequência da parte elétrica do modelo, escrita de forma adimensional a partir da teoria sobre HPF de Alexander e Sadiku (2009), é definida como:

$$V_M = V_A \left(\frac{j\Omega\alpha}{1 + j\Omega\alpha} \right), \quad (2.5)$$

onde $\alpha = \omega_n / \omega_c$ é a largura adimensional do sistema com $\omega_c = 1/\bar{R}\bar{C}$. O produto $\bar{R}\bar{C}$ é conhecido como a constante de tempo do circuito (DOEBELIN, 1990). A frequência de corte no HPF é definida em função do ponto onde ocorre uma queda na tensão de aproximadamente 70,7% na faixa de frequência do sinal passante (VAN VALKENBURG, 1974).

Um capacitor é um dispositivo de armazenamento de carga, sendo sua capacitância determinada em função da quantidade de carga armazenada em uma voltagem unitária aplicada no capacitor. A seguinte equação define a relação entre voltagem, carga e capacitância para um capacitor ideal, nesse caso, o elemento piezoelétrico, conforme estudos de Serridge e Licht (1987):

$$V_A = \frac{Q}{C}. \quad (2.6)$$

As Equações (2.5) e (2.6) relacionam a carga elétrica gerada no elemento piezoelétrico em função da tensão gerada por esse elemento, que, por sua vez, é relacionada com a tensão que pode ser medida no amplificador de carga. Logo, manipulando essas equações, é possível obter, com o modelo elétrico desenvolvido, uma relação direta entre a entrada do sistema (carga elétrica gerada no elemento piezoelétrico) e uma tensão mensurável, em função dessa carga.

2.2.3 Modelo geral

O modelo geral do acelerômetro piezoelétrico leva em consideração os modelos mecânico e elétrico desenvolvidos. Logo, reorganizando as Equações (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6) para obter a FRF do acelerômetro piezoelétrico (H_p) que relaciona a aceleração da base com a tensão medida no amplificador, definida como $H_p = V_M / \ddot{X}_{base}$, tem-se:

$$H_p = S_p \left(\frac{1}{1 - \Omega^2 + j2\zeta\Omega} \right) \left(\frac{j\Omega\alpha}{1 + j\Omega\alpha} \right), \quad (2.7)$$

onde $S_p = md_{33}/\bar{C}$ é a sensibilidade do acelerômetro piezoelétrico.

O segundo e o terceiro termo da Equação (2.7) representam as FRF dos modelos mecânico e elétrico desenvolvidos, respectivamente, para o acelerômetro piezoelétrico. De modo a eliminar os efeitos da sensibilidade na FRF do acelerômetro, em termos de módulo e fase, pode-se definir a FRF adimensional do acelerômetro piezoelétrico como $\hat{H}_p = H_p / S_p$. Dessa maneira, é possível investigar o efeito de diferentes taxas de amortecimento do sistema que se refletem na mudança do comportamento da FRF do acelerômetro piezoelétrico.

O Quadro 2.1 explicita os parâmetros utilizados em uma simulação feita no MATLAB® para investigação do efeito do amortecimento na FRF do sistema. As Figuras 2.4(a) e (b) mostram o módulo e a fase, respectivamente, da FRF $\hat{H}_p$ calculada utilizando os valores da Quadro 2.1, sendo possível notar três regiões distintas de interesse, em outras palavras, as regiões (A), (B) e (C).

Quadro 2.1 – Parâmetros do modelo geral piezoelétrico.

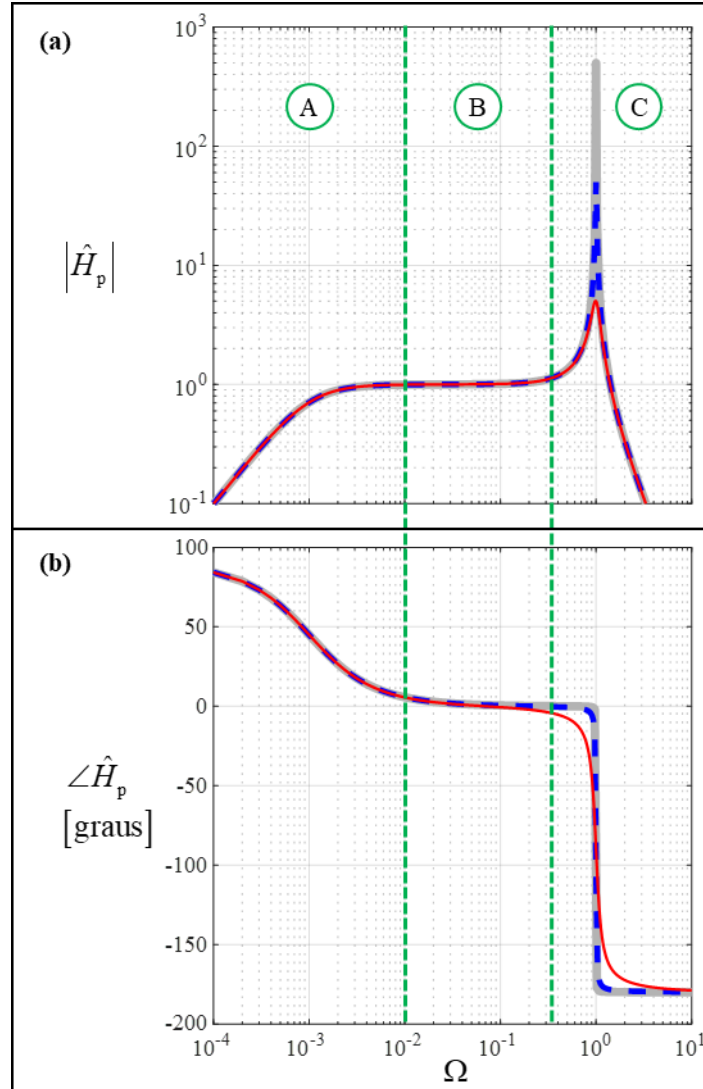
α	ζ_1	ζ_2	ζ_3
1.0×10^3	1.0×10^{-1}	1.0×10^{-2}	1.0×10^{-3}

Fonte: elaborado pelo autor.

A região (A), em baixas frequências, é governada pelas características elétricas do sistema, ou seja, por ω_c , que por sua vez é determinada pelas características do amplificador conectado ao sensor piezoelétrico. Nessa região, analisando a Figura 2.4(a), é possível notar que o sinal medido é atenuado em baixas frequências, se elevando até a unidade com uma certa taxa, em função da constante de tempo do circuito. Em relação a Figura 2.4(b), o sinal medido inicia com uma defasagem próxima a 90 graus e vai decaindo até 0 graus, sendo que ζ não possui influência na fase e nem no módulo dessa região.

A região (B) é considerada como a região útil do acelerômetro, onde o sinal elétrico de saída é linearmente proporcional ao sinal físico de entrada, sendo caracterizada em função do nível admitido de erro no sinal medido. Nessa região, é possível notar que ζ não influencia no módulo, porém, influencia na fase. A região (C), por sua vez, compõe a região de altas frequências, sendo dominada pelas características mecânicas do sistema, mais especificamente por ω_n . Nela, é possível perceber que o erro, tanto no módulo quanto na fase, possui valores extremamente elevados, pois ao se aproximar de ω_n , o sistema entra em ressonância, sendo controlado por ζ .

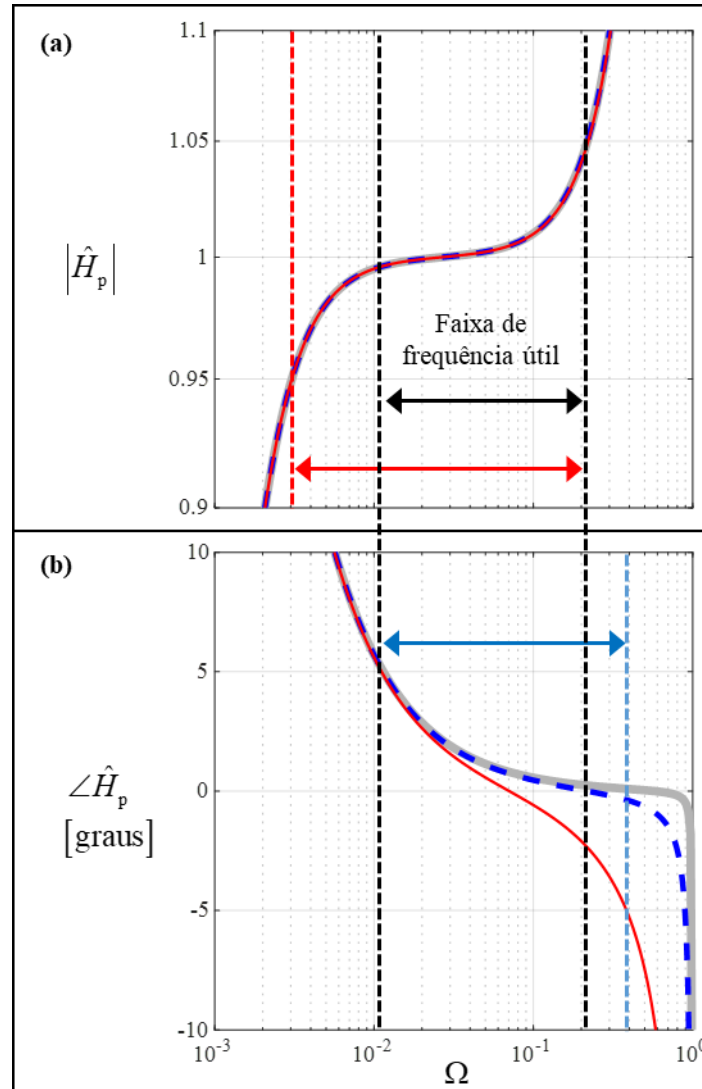
Figura 2.4 – FRF do modelo completo para o acelerômetro piezoelétrico: (a) Módulo; (b) Fase. A linha — representa os resultados para ζ_1 , a linha - - - representa os resultados para ζ_2 e a linha — representa os resultados para ζ_3 .



Fonte: elaborado pelo autor.

As Figuras 2.5(a) e (b) mostram o módulo e a fase de $\hat{H}_p$, respectivamente, de uma visão ampliada da região (B), onde a seta preta representa a faixa de frequência útil do acelerômetro. Essa faixa é calculada levando em consideração o maior limite inferior e o menor limite superior dado pelas faixas de frequência calculadas para o módulo (linha vermelha) e para a fase (linha azul) da FRF $\hat{H}_p$.

Figura 2.5 – Limites da faixa de frequência do acelerômetro piezoelétrico: (a) Módulo; (b) Fase. A linha — representa os resultados para ζ_1 , a linha - - - representa os resultados para ζ_2 e a linha — representa os resultados para ζ_3 .



Fonte: elaborado pelo autor.

Para o limite calculado via $|\hat{H}_p|$, considera-se uma sensibilidade constante (comportamento linear) com erro máximo de 5% no módulo. Para o limite via $\angle \hat{H}_p$, adota-se a diferença máxima de 5 graus na fase, considerada linear (atraso nulo) nessa definição. Esses limites conservadores foram adotados de modo a se ter alta precisão no sinal medido, já que, segundo trabalhos de Almeida (2013) e Castillo (2019), os sinais acústicos em tubos de plástico são fortemente atenuados, geralmente encontrados em baixas frequências, ocorrendo em faixas de frequência reduzidas.

Geralmente, os limites da faixa de frequência útil dos acelerômetros são definidos em função apenas do módulo, onde se consideram erros não maiores que 5% ou 10%, sendo conhecidos como os limites lineares da faixa de frequência dos acelerômetros (WAGNER & BURGEMEISTER, 2012). Porém, na detecção de vazamentos utilizando a técnica de correlação com dois sensores, a fase é um parâmetro importante para a estimativa do atraso de tempo entre os sinais (BRENNAN, GAO, & JOSEPH, 2007), portanto, também é necessário levar em consideração a mudança na fase. Desse modo, trabalhando com os limites assim definidos em termos de módulo e fase, os erros serão sempre inferiores a 5% no módulo, com desvios máximos de 5 graus na fase, independentemente da taxa de amortecimento do sistema, visto que essas taxas, em acelerômetros comerciais, são geralmente inferiores a 0.03 (WALTER, 2019) ou são tão pequenas que acabam sendo negligenciadas no modelo (SERRIDGE & LICHT, 1987).

2.2.4 Limites da faixa de frequência útil do acelerômetro

Analisando as Figuras 2.5(a) e (b), nota-se que o limite inferior da faixa de frequência útil do acelerômetro ocorre quando $\Omega \ll 1$, logo, Ω^2 e $\Omega\zeta$ tendem a ser extremamente pequenos e podem ser desconsiderados, já que ζ também é pequeno e não possui grandes influencias na definição desse limite. Como α é um parâmetro de grande magnitude, o efeito do produto $\Omega\alpha$ não pode ser desconsiderado. Logo, $\hat{H}_p$ pode ser aproximado para região (A) como:

$$\hat{H}_p^{(A)} \cong \frac{j\Omega\alpha}{1+j\Omega\alpha} = \frac{(\Omega\alpha)^2}{1+(\Omega\alpha)^2} + j \frac{\Omega\alpha}{1+(\Omega\alpha)^2}. \quad (2.8)$$

A Equação (2.8) pode ser representada geometricamente no plano complexo por um módulo e um ângulo, ou seja, o argumento. Para ângulos muito pequenos, uma aproximação válida é considerar que a tangente do ângulo é aproximadamente igual a esse ângulo em radianos e, no caso do plano complexo, a tangente do argumento é definida como a parte imaginária dividida pela parte real. O limite inferior da faixa de frequência útil do acelerômetro é definido em função do erro da fase. Nesse caso, o ângulo no limite inferior da faixa de frequência útil (θ), pode ser obtido levando em consideração a parte real e imaginária da Equação (2.8), resultando em:

$$\theta = \frac{1}{\Omega\alpha}. \quad (2.9)$$

Substituindo o valor na Equação (2.9) de $\alpha = 1000$ e $\theta = 0.0872$ rad, que equivale a 5 graus, o valor de Ω obtido é aproximadamente 1.1×10^{-2} , que se mostra coerente ao observado nas Figuras 2.5(a) e (b). Como $\Omega = \omega/\omega_n$ e $\alpha = \omega_n/\omega_c$, a Equação (2.9) pode ser reescrita de modo a se obter a Equação (2.10), ou seja, a frequência inferior que limita a faixa de frequência útil do acelerômetro (ω_L). A Equação (2.10) explicita que o limite inferior da faixa de frequência útil do acelerômetro, nesse caso, é definido apenas em função de ω_c e do erro máximo admitido na fase, de 5 graus.

$$\omega_L = \frac{\omega_c}{\theta}. \quad (2.10)$$

O limite superior da faixa de frequência útil do acelerômetro é definido pelo erro máximo no módulo, de modo a não serem maiores que 5%. Desse modo, analisando as Figuras 2.5(a) e (b), nota-se que ζ não possui influências na definição desse limite, logo, a parcela $j2\zeta\Omega$ pode ser desconsiderada. A parcela referente a $j\Omega\alpha/(1+j\Omega\alpha)$, nessa região, gera um resultado próximo a 1, já que Ω é um número expressivo e, multiplicado por α , resulta em grandes valores, logo, essa parcela também pode ser desconsiderada. Dessa forma, $\hat{H}_p$ pode ser aproximado para região (C) como:

$$\hat{H}_p^{(C)} \cong \frac{1}{1-\Omega^2}. \quad (2.11)$$

Considerando que o valor esperado do módulo no limite superior da faixa de frequência útil (β) é 1.05, onde é assumido um erro máximo de 5% no módulo, o resultado obtido para Ω na Equação (2.11) é de aproximadamente 0.22, o que também se mostra coerente ao observado nas Figuras 2.5(a) e (b). Como $\Omega = \omega/\omega_n$, a Equação (2.11) pode ser reescrita de modo a se obter a Equação (2.12), ou seja, a frequência superior que limita a faixa de frequência útil do acelerômetro (ω_U). A Equação (2.12) explicita que o limite superior da faixa de

frequência útil do acelerômetro, nesse caso, é definido apenas em função da frequência natural e do erro máximo admitido no módulo, de 5%.

$$\omega_U = \omega_n \sqrt{1 - 1/\beta}. \quad (2.12)$$

Pelas equações desenvolvidas, para se obter uma alta sensibilidade, pode-se aumentar a massa, aumentar o coeficiente piezoelétrico longitudinal e diminuir o valor da capacitância equivalente do circuito. O aumento do coeficiente piezoelétrico longitudinal e a diminuição da capacitância equivalente são possíveis, porém, são limitados por características intrínsecas de cada material piezoelétrico. Aumentando a massa, ocorre a diminuição na frequência natural, e, conseqüentemente, na frequência superior que limita a faixa de frequência útil do acelerômetro, como visto na Equação (2.12), o que não é interessante. Uma forma de tentar compensar essa diminuição na frequência natural é utilizar materiais e arranjos geométricos que proporcionem valores elevados para a rigidez do sistema. Se possível a diminuição na capacitância equivalente, de modo a aumentar a sensibilidade, ocorre o aumento na frequência de corte, o que gera um aumento na frequência inferior que limita a faixa de frequência útil do acelerômetro, reduzindo novamente essa faixa, como visto na Equação (2.10). Uma forma de tentar compensar esse aumento da frequência de corte é aumentar a resistência equivalente do circuito HPF, que é governado pelas características do amplificador utilizado.

2.3 ACELERÔMETROS COMERCIAIS UTILIZADOS

Ao longo dessa dissertação, seis acelerômetros comerciais foram utilizados, sendo quatro piezoelétricos e dois capacitivos de fabricação MEMS. A análise dos dois acelerômetros MEMS capacitivos da marca PCB Piezotronics é feita no próximo capítulo. Os acelerômetros piezoelétricos disponibilizados para a realização desse trabalho são explícitos no Quadro 2.2, o qual mostra dados de dois acelerômetros estrangeiros (ambos da PCB Piezotronics) e dois nacionais (um da PHD Sensors e outro da VibroControl).

Os dois sensores estrangeiros, por um período de tempo, foram os únicos acelerômetros piezoelétricos disponíveis para o trabalho, já que a introdução dos acelerômetros brasileiros ocorreu posteriormente com o objetivo de acrescentar os estudos experimentais realizados, explícitos nos Capítulos 4 e 5, para avaliação dos acelerômetros MEMS capacitivos. Essa introdução posterior foi benéfica para estudar o estado-da-arte dos acelerômetros

fabricados no âmbito nacional e avaliar a possibilidade de uso desses sensores na detecção do ruído de vazamento.

Quadro 2.2 – Dados dos acelerômetros piezoelétricos comerciais disponíveis.

Fabricante		PCB Piezotronics		VibroControl	PHD Sensors
Modelo		352C22	333B40	PU2002	ST510B
Sensibilidade [mV/g]		10±15%	500±10%	500±10%	500±10%
Massa [g]		0.5	7.5	90	110
Frequência natural [kHz]		50	20	10	18
Faixa de medição [g pk]		±500	±10	-	±10
Faixa de frequência [Hz]	(±5%)	1.0 – 10000	0.5 – 3000	5.0 – 2000	0.9 – 10000
Faixa de fase [Hz]	(±5%)	-	2.0 – 3000	-	-
Resolução de banda [g RMS]	1.0 a 10 kHz	0.004	0.00005	-	-
Ruído espectral [μg/√Hz]	10 Hz	250	3.8	-	-
	100 Hz	60	1.1	-	-
	1 kHz	50	0.4	-	-

Fonte: elaborado pelo autor com base em informações disponibilizadas pelos fabricantes.

Todos os acelerômetros do Quadro 2.2 são diferentes entre si, sendo analisados no mesmo contexto utilizando informações julgadas importantes quando o foco é a escolha de um acelerômetro para detecção do ruído de vazamentos de água em tubos enterrados. Para essa aplicação, é interessante conhecer parâmetros como sensibilidade, massa, frequência natural, faixa de medição, faixa de frequência, faixa de fase, resolução de banda e ruído espectral.

A sensibilidade é relacionada a tensão de saída produzida por uma determinada aceleração, sendo que, de uma forma geral, um valor elevado proporciona a capacidade de mensurar sinais de pequenas amplitudes. A massa está relacionada ao tamanho físico do acelerômetro e também a frequência natural. A faixa de medição, por sua vez, representa as variações máximas que o sistema suporta sem danos e se relaciona tanto com a massa, proporcional a inércia, quanto com a rigidez do transdutor, proporcional a frequência natural.

O conhecimento da faixa de frequência e de fase são importantes para garantir que o sinal do ruído de vazamento esteja compreendido entre a faixa de medição com a confiabilidade desejada para proporcionar análises sem grandes erros. O ruído espectral é relacionado a um valor que, abaixo dele, o sinal será camuflado pelo ruído gerado no sensor, enquanto que a resolução de banda, por sua vez, explicita o quanto a medição é refinada, ou seja, variações na aceleração abaixo desse valor não serão medidas corretamente.

De uma forma geral, pode-se avaliar as equações desenvolvidas para o modelo do acelerômetro piezoelétrico utilizando os dados provenientes do Quadro 2.2, porém, como praticamente todos os parâmetros variam de um acelerômetro para o outro, a comparação se restringe a uma análise qualitativa em par dos sensores estrangeiros da marca PCB Piezotronics, por serem de maior confiabilidade. Por exemplo, comparando os acelerômetros 352C22 e 333B40, o que possui maior massa, deve possuir menor frequência natural, menor frequência superior que limita a faixa de frequência do acelerômetro, conforme Equação (2.12), e maior sensibilidade, como pode ser observado pelos dados do Quadro 2.2. Outra relação que pode ser observada também é a diferença no tamanho da faixa de frequência do acelerômetro 333B40 quando a faixa de leitura é definida pela fase ao invés da frequência, ficando evidente que o limite inferior da faixa do acelerômetro é limitado pelo erro máximo da fase, conforme Equação (2.10), sendo mais conservador que o limite pelo erro máximo da faixa de frequência, conforme mostrado nas Figuras 2.5(a) e (b).

2.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo descreveu a modelagem de um acelerômetro piezoelétrico em projeto de compressão, com amplificador de carga. A modelagem completa foi dividida em duas abordagens matemáticas, o modelo mecânico, representado por um sistema SDOF, e o modelo elétrico, simplificado como um HPF. A junção dos modelos possibilitou o estudo do comportamento do acelerômetro, assim como a definição de sua sensibilidade e da faixa de frequência, levando em consideração diferentes taxas de amortecimento do sistema. Para isso, o modelo desenvolvido foi implementado de modo a se obter gráficos característicos das FRF do acelerômetro, mostrando a necessidade de estabelecer o limite inferior e superior da faixa de frequência útil em função da mudança na fase e do erro no módulo, respectivamente. Essa abordagem foi necessária de modo a se ter erros menores que 5% no módulo e mudanças na fase inferiores a 5 graus. Notou-se que as variáveis que influenciam no aumento da sensibilidade do acelerômetro possuem grandes influências na diminuição do tamanho da faixa de frequência, pois se relacionam diretamente com a frequência natural do SDOF, limitada por características mecânicas, e a frequência de corte do HPF, dominado pela capacitância do material piezoelétrico e a resistência do amplificador de carga utilizado. O objetivo principal desse capítulo foi atingido com a identificação dos fatores que governam a sensibilidade e a faixa de frequência do acelerômetro piezoelétrico modelado, sendo relacionados por equações matemáticas. As equações desenvolvidas para o modelo do acelerômetro foram avaliadas

qualitativamente utilizando dados de acelerômetros piezoelétricos comerciais, utilizados nesse trabalho, evidenciando o funcionamento delas. No próximo capítulo, a mesma metodologia é aplicada de modo a aprofundar as investigações sobre a sensibilidade e a faixa de frequência de acelerômetros MEMS capacitivos, utilizando as análises desse capítulo como base.

3 ACELERÔMETRO MEMS CAPACITIVO: MODELAGEM E CARACTERIZAÇÃO ELETRO-MECÂNICA

Este capítulo descreve a metodologia aplicada na modelagem de um acelerômetro MEMS capacitivo, utilizando capacitores diferenciais no modelo, cujo objetivo é determinar os fatores que governam a sensibilidade e a faixa de frequência útil desse tipo de acelerômetro. A modelagem completa é dividida em duas abordagens paralelas, sendo uma mecânica e outra elétrica, da mesma forma como foi descrito o modelo do acelerômetro piezoelétrico no capítulo anterior. O modelo mecânico equivale a um sistema SDOF com o conceito de viga em balanço embutido, descrito no Apêndice A por conveniência. O modelo elétrico, entretanto, corresponde a um divisor de tensão capacitivo. Com a junção de ambos os modelos, é apresentado um modelo analítico geral da FRF do acelerômetro MEMS que relaciona a aceleração de entrada e tensão de saída. Com esse modelo, é possível estudar as variáveis que influenciam a sensibilidade e os limites da faixa de frequência útil do acelerômetro em função da frequência natural do sistema SDOF e das características elétricas do circuito. Um estudo sobre demodulação é realizado no intuito de investigar o princípio de funcionamento desses circuitos, em função de sua não-linearidade, já que demoduladores são utilizados para isolar os sinais de interesse provenientes do circuito capacitivo do acelerômetro. Além disso, dados de dois acelerômetros MEMS capacitivos comerciais são explicitados e utilizados para contextualizar a investigação realizada nesse capítulo.

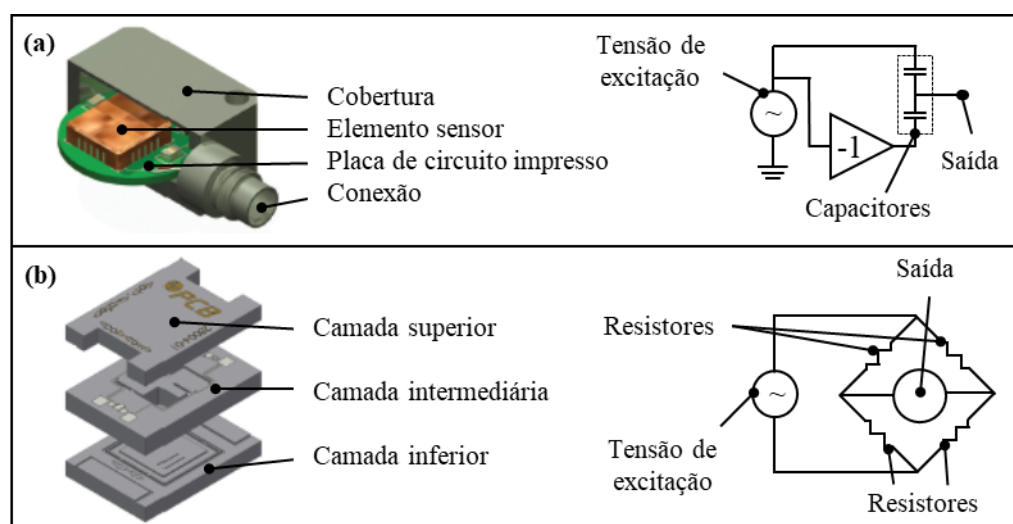
3.1 VISÃO GERAL

A técnica de fabricação microeletrônica, generalizada pela sigla MEMS, possibilita a criação de estruturas de detecção mecânica em escala microscópica, normalmente utilizando as propriedades físico-químicas do silício, como exposto por Fraga et. al (2014). Quando acoplados a circuitos microeletrônicos, os sensores MEMS podem ser usados para medir parâmetros físicos (como aceleração e força, por exemplo). De acordo com o amplo estudo feito por Krishnan *et al.* (2007), existem diversos princípios físicos que podem ser aplicados em acelerômetros MEMS. Os mais conhecidos são os capacitivos, piezoresistivos, ópticos, magnéticos e ressonantes, porém, os mais utilizados comercialmente em aplicações de sensoriamento são o capacitivo e o piezoresistivo.

Os acelerômetros MEMS capacitivos são dispositivos usados geralmente para monitoramento estrutural e medições de aceleração constante, enquanto os piezoresistivos são

usados em aplicações de choque e explosão na maioria das vezes, conforme contextualizado pelo fabricante PCB Piezotronics (2021). A Figura 3.1(a) explicita os principais componentes de um acelerômetro MEMS capacitivo e seu circuito característico, composto por uma tensão de excitação, dois capacitores e a tensão na saída proporcional à variação da capacitância. A Figura 3.1(b), por sua vez, mostra em detalhes o elemento transdutor de um acelerômetro MEMS piezoresistivo e seu circuito essencial, localizado na camada intermediária, formado por uma tensão de excitação, quatro resistores e a tensão na saída proporcional à variação da capacitância.

Figura 3.1 – Principais componentes e circuito característico de dois princípios físicos de acelerômetros MEMS: (a) Capacitivo; (b) Piezoresistivo.



Fonte: elaborado com base no trabalho da fabricante PCB Piezotronics (2021).

O elemento sensor no acelerômetro MEMS capacitivo da Figura 3.1(a) é composto por uma massa de prova micro usinada suspensa entre duas placas paralelas, formando dois capacitores, um entre a massa e a placa superior e o outro entre a massa e a placa inferior. À medida que a massa de prova se move, a distância entre a massa e uma placa diminui, enquanto a outra aumenta, gerando uma mudança na capacitância proporcional a aceleração. Já no acelerômetro MEMS piezoresistivo da Figura 3.1(b), o elemento sensor é composto por uma configuração de ponte de Wheatstone totalmente ativa, composta por quatro resistores. A medida que a massa de prova se move, ocorrem variações nas resistências, sendo relacionadas proporcionalmente a aceleração aplicada.

3.2 MODELAGEM DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO ACELERÔMETRO MEMS CAPACITIVO

O modelo de um acelerômetro MEMS deve levar em conta os diferentes princípios físicos e arranjos geométricos conhecidos para essa aplicação, de acordo com as peculiaridades envolvidas em cada consideração. A modelagem do acelerômetro aqui desenvolvida envolve um modelo mecânico e um modelo elétrico, sendo acoplados para a obtenção de um modelo geral. O modelo mecânico busca representar o arranjo geométrico utilizado em um acelerômetro MEMS capacitivo, enquanto o modelo elétrico leva em consideração o funcionamento do circuito de manipulação do sinal medido.

3.2.1 Modelo mecânico

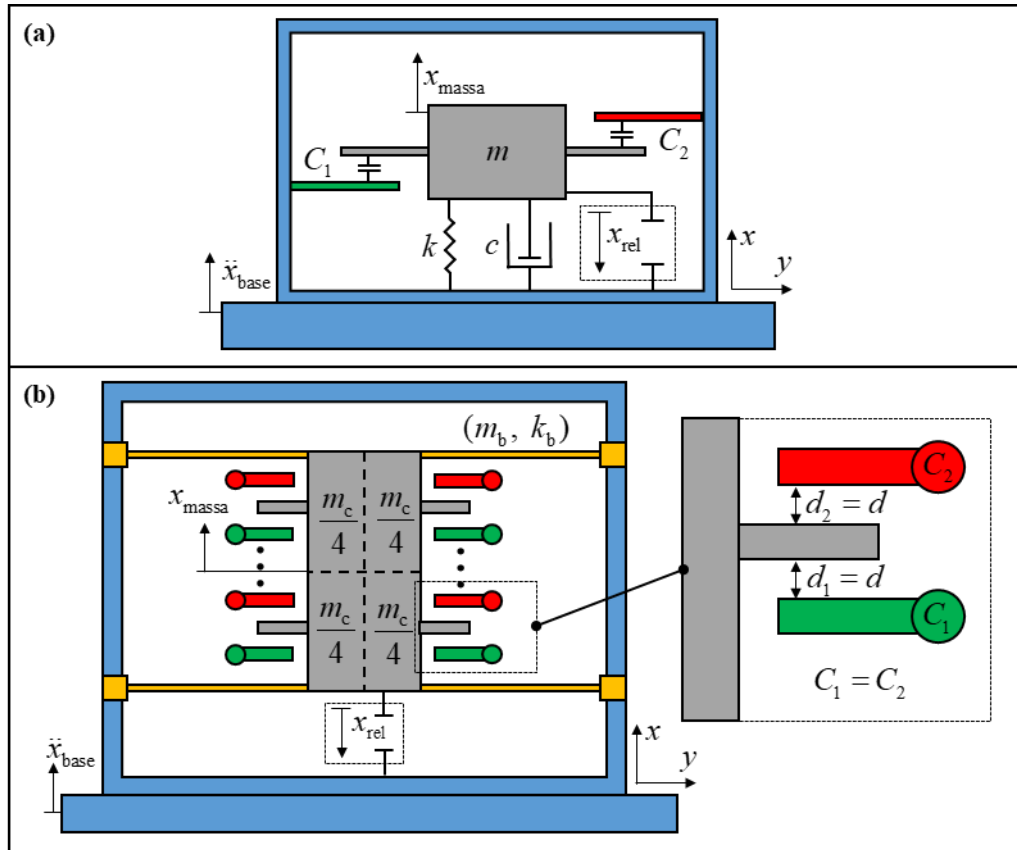
A parte mecânica do acelerômetro é modelada como um sistema SDOF, conforme mostrado nas Figura 3.2(a) e (b). O sistema é composto por uma massa sísmica (m) que se movimenta (x_{massa}) em resposta à aceleração aplicada via base do transdutor, sustentada por uma mola com rigidez (k), um elemento de amortecimento (c) e dois capacitores (C_1 e C_2). Da mesma forma como feito para o modelo mecânico do acelerômetro piezoelétrico, a amplitude da aceleração aplicada na base ($\ddot{x}_{\text{base}}$) é relacionada a amplitude do deslocamento relativo da massa (x_{rel}), sendo associados com os parâmetros m , k e c do sistema SDOF representativo do transdutor. Portanto, a Equação (2.3) desenvolvida para o modelo mecânico do acelerômetro piezoelétrico descrita no capítulo anterior também é válida para o modelo do acelerômetro MEMS capacitivo.

A configuração geométrica de um acelerômetro MEMS capacitivo deve levar em consideração o processo de fabricação necessário para produção dos componentes em escala microscópica. Dessa forma, aplicando conceitos de viga em balanço no elemento elástico da Figura 3.2(a), pode-se elaborar um sistema equivalente conforme mostrado na Figura 3.2(b), que representa uma configuração geométrica básica do processo de fabricação de acelerômetros MEMS capacitivos.

A Figura 3.2(b) mostra o sistema com $\ddot{x}_{\text{base}} = 0$, quando a distância entre as placas dos capacitores C_1 e C_2 , representadas por d_1 e d_2 , respectivamente, são iguais a distância das placas em repouso dos capacitores (d). Essa configuração é elaborada considerando a

utilização de quatro vigas em balanço, onde cada viga possui uma massa distribuída (m_b), rigidez (k_b) e sustenta o equivalente a um quarto da massa central (m_c) do sistema SDOF. A modelagem do sistema equivalente de uma viga engastada com uma massa acoplada em sua extremidade livre é descrita no Apêndice A por conveniência.

Figura 3.2 – Diagrama esquemático do sistema SDOF para o acelerômetro capacitivo: (a) Simplificado; (b) Sistema equivalente com vigas em balanço.



Fonte: elaborado pelo autor.

A rigidez k do sistema SDOF mostrado na Figura 3.2(b) deve levar em consideração a associação em paralelo das quatro vigas, sendo descrita por:

$$k = \frac{12EI}{L^3}, \quad (3.1)$$

onde E , I e L representam, respectivamente, o módulo de elasticidade do material, o momento de inércia da geometria e o comprimento da viga em balanço. A Equação (3.1) é

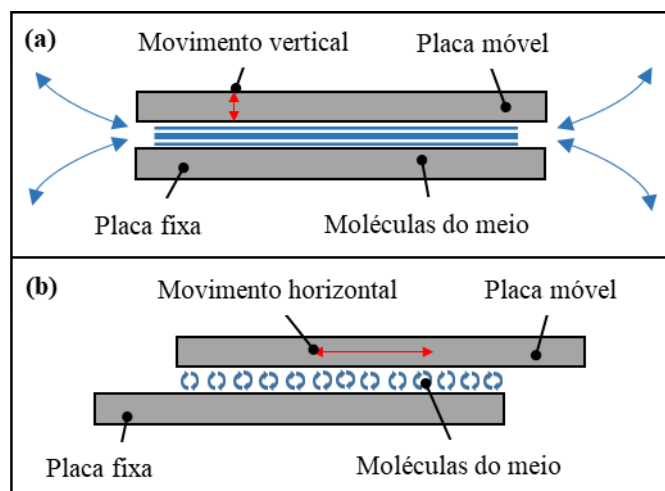
obtida pela multiplicação entre o número de vigas e o k_b , obtido pela Equação (A.3) do Apêndice A.

A massa m do sistema deve levar em consideração a massa total sustentada na extremidade livre por cada viga, sendo composta por uma parcela de m_c e de m_b . Dessa forma, cada viga em balanço sustenta, na extremidade livre, uma parte igual (1/4) de m_c e sua massa equivalente, definida na Equação (A.10) do Apêndice A, portanto:

$$m = m_c + \frac{32}{15} m_b. \quad (3.2)$$

As Equações (3.1) e (3.2), originadas pela introdução das vigas em balanço no modelo, associam os parâmetros k e m da Figura 3.2(a) com os da Figura 3.2(b). Em relação ao amortecimento do sistema, na ordem de grandeza microscópica dos sensores MEMS, segundo Gönenli *et al.* (2010), as maiores fontes de amortecimentos são devidos ao filme de compressão e ao filme de deslizamento, exemplificados nas Figuras 3.3(a) e (b) respectivamente. O filme de compressão representa o amortecimento gerado ao mover paralelamente as placas do capacitor, pois as estruturas são extremamente pequenas e empurram/puxam as moléculas do meio à medida que se movem. O filme de deslizamento, ocorre ao deslizar uma placa sobre a outra, pressionando as moléculas do meio entre as placas.

Figura 3.3 – Fontes de amortecimento na ordem de grandeza microscópica dos sensores MEMS: (a) Filme de compressão; (b) Filme de deslizamento.



Fonte: elaborado pelo autor.

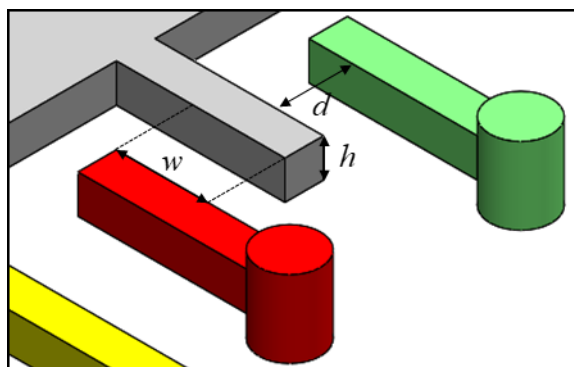
No estudo de Gönenli *et al.* (2010), que envolve simulações de dois sensores para a avaliação em sistemas aeroespaciais, o amortecimento do filme de compressão e de deslizamento são considerados na geometria biaxial, porém, apenas o filme de compressão é considerado na uniaxial. Isso foi adotado devido as grandes dimensões da estrutura uniaxial do sensor e ao grande número de placas capacitivas, que favorecem o amortecimento pelo filme de compressão, sendo assumido a mesma consideração para o modelo desenvolvido da Figura 3.2(b).

Uma forma de quantificar o amortecimento pelo filme de compressão foi proposta por Kuehnel (1995), onde é assumido um escoamento Hagen-Poiseuille (fluido incompressível de baixa viscosidade) entre as placas dos capacitores de uma geometria semelhante, resultando na seguinte relação quando considerado vários pares capacitivos:

$$c = 7.2\mu w \left(\frac{h}{d} \right)^3, \quad (3.3)$$

com μ representando a viscosidade efetiva do meio, w a dimensão onde ocorre a sobreposição das placas que formam os capacitores e h a altura da camada, conforme exposto na Figura 3.4.

Figura 3.4 – Vista tridimensional ampliada do modelo na região das placas capacitivas.



Fonte: elaborado pelo autor com base no trabalho de Kuehnel (1995).

O principal ruído mecânico num acelerômetro MEMS capacitivo é o ruído browniano (B_n), com aspecto de ruído branco, representando o movimento aleatório e as colisões das partículas do meio em que o sistema está inserido. O ruído browniano geralmente é analisado em função do fator de qualidade (Q_f) do acelerômetro, podendo ser estimado como (BOSER & HOWE, 1996):

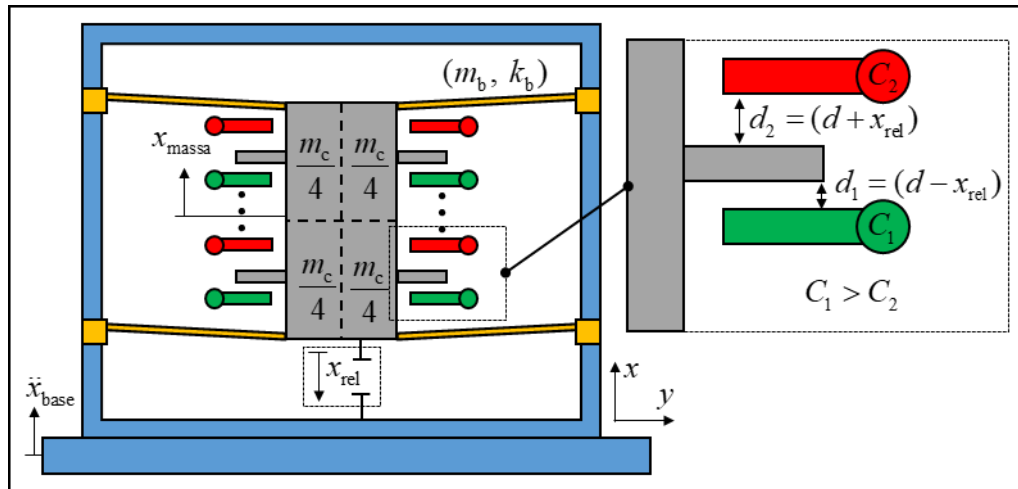
$$B_n = \sqrt{\frac{4K_B T \omega_n}{m Q_f}}, \quad (3.4)$$

onde K_B é a constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K), T é a temperatura absoluta do ambiente e $Q_f = m \omega_n / c$. Nota-se que um elevado valor da massa m ocasiona o aumento de Q_f , proporcionando a diminuição de B_n , que limita o nível mínimo de ruído do sistema, ou seja, a menor amplitude mensurável de aceleração que é possível identificar com esse tipo de acelerômetro.

3.2.2 Modelo elétrico

Quando o sistema da Figura 3.2(b) está em repouso, ambas as distâncias d_1 e d_2 são iguais a d , portanto, todos os capacitores possuirão a mesma capacitância, sendo esse valor definido como a capacitância estática (C_0) do modelo dada por $C_0 = \varepsilon A_p / d$, onde ε é a permissividade do meio e A_p é a área entre as placas do capacitor ($A_p = wh$). Quando o sistema é excitado via base, ou seja $\ddot{x}_{base} \neq 0$, o deslocamento relativo da massa atua modificando as dimensões d_1 e d_2 , dessa forma, uma capacitância será maior que a outra, conforme esquematizado pela Figura 3.5.

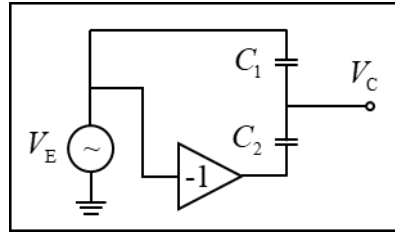
Figura 3.5 – Diagrama esquemático do sistema SDOF em movimento, sustentado por quatro vigas em balanço.



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 3.6 ilustra o circuito elétrico de um divisor de tensão capacitivo utilizado para relacionar a mudança nas capacitâncias dos capacitores com uma tensão proporcional mensurável (JOSHI, REDKAR, & SUGAR, 2015). Essa figura mostra uma fonte de excitação do circuito (V_E), alternada e de alta frequência (SENTURIA, 2001), que proporciona os sinais $+V_E$ em C_1 e $-V_E$ em C_2 , relacionados com a tensão proporcional gerada (V_C) em função das capacitâncias do circuito.

Figura 3.6 – Circuito elétrico de um divisor de tensão capacitivo.



Fonte: elaborado pelo autor.

Ao aplicar as leis de Kirchhoff no circuito da Figura 3.6, é possível obter a tensão presente em cada capacitor e as cargas, sendo elas $(V_E - V_C)C_1$ para o C_1 e $(V_E + V_C)C_2$ para C_2 . Isso é possível ao levar em consideração a definição de carga num capacitor como sendo a tensão entre seus terminais multiplicada por sua capacitância. Com o sistema em repouso, ambas as cargas devem ser equivalentes, logo:

$$V_C = \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} V_E, \quad (3.5)$$

onde $C_1 = \epsilon A_p / (d - x_{rel})$ e $C_2 = \epsilon A_p / (d + x_{rel})$ são as capacitâncias em função da excitação da base do sistema. Uma aproximação que pode ser efetuada é considerar $C_1 = C_0 + \Delta C$ e $C_2 = C_0 - \Delta C$, onde ΔC representa a variação proporcional da capacitância nos capacitores, já que a capacitância de C_1 aumenta proporcionalmente a diminuição de C_2 . Aplicando essas aproximações na Equação (3.5) e no resultado a definição de C_0 , têm-se:

$$V_C = \Delta C \frac{d}{\epsilon A_p} V_E. \quad (3.6)$$

Outra análise que pode ser feita é em relação a introdução de ΔC , definida como $\Delta C = (C_1 - C_2)/2$, levando em consideração as aproximações utilizadas para obter a Equação (3.6). Dessa forma, aplicando as definições de C_1 e C_2 na definição de ΔC , com algumas manipulações matemáticas, é possível definir $\Delta C = \varepsilon A_p x_{\text{rel}} / (d^2 - x_{\text{rel}}^2)$. Assumindo que a fabricação do acelerômetro MEMS inclua um grande número de pares capacitivos (N) em paralelo e que o termo x_{rel}^2 pode ser desconsiderado já que $x_{\text{rel}} \ll d$, pode-se reescrever esses parâmetros como:

$$\Delta C = x_{\text{rel}} \frac{N \varepsilon A_p}{d^2}. \quad (3.7)$$

Pela análise da Equação (3.6), nota-se que o sinal V_C é composto por dois sinais que variam no tempo, contendo características de V_E em conjunto com ΔC simultaneamente, onde ΔC é proporcional a x_{rel} , conforme a Equação (3.7). Dessa forma, é necessário conectar um circuito a V_C que isole ΔC , retirando as influências de V_E , geralmente feito por uma demodulação, que será abordada mais à frente.

As Equações (3.6) e (3.7) relacionam a tensão proporcional gerada em função da variação da capacitância nos capacitores, que, por sua vez, é relacionada com o deslocamento relativo da massa do SDOF da Figura 3.5. Logo, manipulando essas equações, é possível obter, com o modelo elétrico desenvolvido, uma relação direta entre a entrada do sistema (deslocamento relativo da massa) e a tensão proporcional mensurável, em função desse deslocamento relativo.

3.2.3 Modelo geral e faixa de frequência útil do acelerômetro

O modelo geral do acelerômetro leva em consideração os modelos mecânico e elétrico desenvolvidos, utilizando novamente o conceito de frequência adimensional do sistema SDOF ($\Omega = \omega/\omega_n$). A Equação (2.3), descrita no Capítulo 2, mostra uma representação da resposta em frequência da parte mecânica do acelerômetro piezoelétrico, assumida equivalente para o MEMS capacitivo, que é independente do tempo, sendo rearranjada como $X_{\text{rel}}/\ddot{X}_{\text{base}}$. A união das Equações (3.6) e (3.7) resulta em uma relação direta entre V_C e x_{rel} , totalmente dependente

do tempo, representando a resposta em frequência da parte elétrica do acelerômetro MEMS capacitivo, definida como V_c/x_{rel} . Dessa forma, não é possível estabelecer uma relação direta entre X_{rel} e x_{rel} , já que as propriedades do sinal x_{rel} não podem ser considerados movimentos harmônicos nesse ponto de vista.

Para viabilizar uma relação entre os parâmetros mecânicos e elétricos do modelo, propõe-se uma FRF do acelerômetro capacitivo ($H_c = V_c/\ddot{X}_{base}$) que relaciona a aceleração da base com a tensão proporcional gerada nos capacitores, a qual é definida utilizando contribuições de ambos os modelos. Sendo assim:

$$H_c = S_c \left(\frac{1}{1 - \Omega^2 + j2\zeta\Omega} \right), \quad (3.8)$$

com $S_c \propto V_E N / \omega_n^2 d$ representando a sensibilidade do acelerômetro capacitivo, onde o operador de proporcionalidade foi introduzido para viabilizar uma relação entre os modelos mecânico e elétrico desenvolvidos.

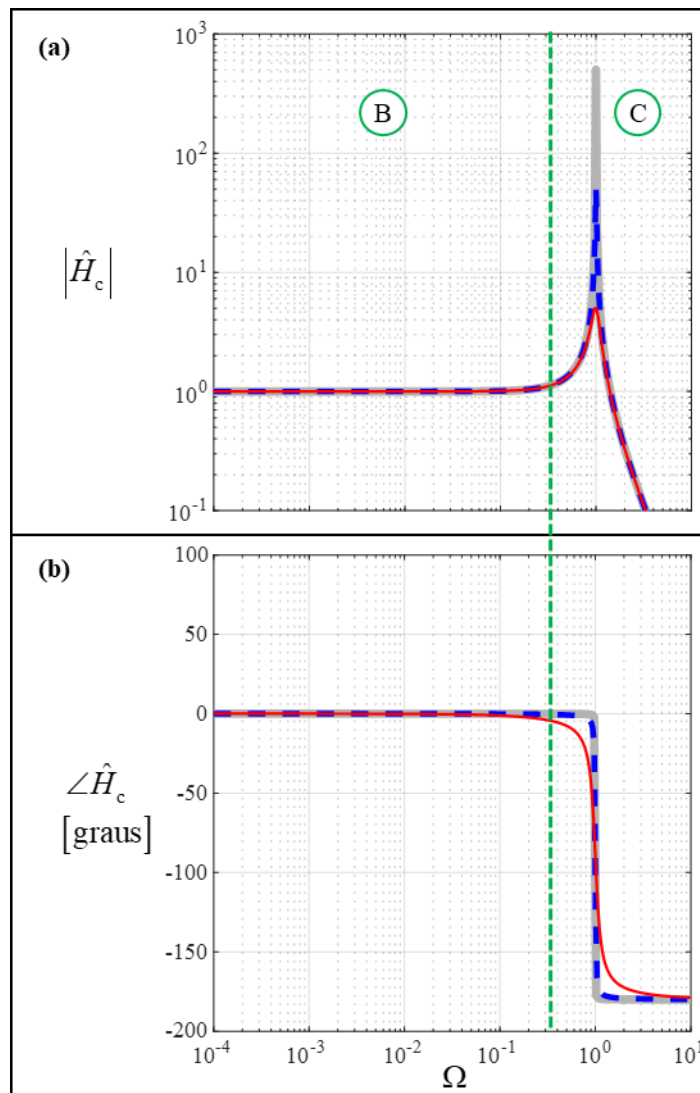
De forma a analisar o problema graficamente, é necessário eliminar os efeitos da sensibilidade nas FRF do acelerômetro, em termos de módulo e fase. Retirando a influência das variáveis proporcionais, pode-se definir a FRF adimensional do acelerômetro MEMS capacitivo como $\hat{H}_c = H_c/S_c$, a qual é utilizada para elaborar as Figuras 3.7(a) e (b) que mostram o respectivo módulo e a fase dessa FRF levando em consideração diferentes taxas de amortecimento do sistema. Os valores utilizados para elaborar essas figuras são os mesmos explícitos pelo Quadro 2.1 do capítulo passado.

Analisando as Figuras 3.7(a) e (b), é possível fazer uma analogia com as Figuras 2.4(a) e (b) do capítulo passado, obtidas para o acelerômetro piezoelétrico. Nas Figuras 2.4(a) e (b), é possível identificar as regiões (A), (B) e (C), enquanto nas Figuras 3.7(a) e (b), é possível identificar apenas as regiões (B) e (C). Isso acontece porque o acelerômetro MEMS capacitivo não é mais influenciado por parâmetros do modelo elétrico em baixas frequências, como era para o acelerômetro piezoelétrico.

A região (B) é considerada como a região útil do acelerômetro MEMS, onde o sinal de saída é linearmente proporcional ao sinal de entrada, sendo caracterizada apenas em função do erro máximo admitido no módulo do sinal mensurado. A região (C), por sua vez, compõe a região de altas frequências, sendo dominada pelas características mecânicas do sistema, o que

possibilita assumir que a definição dada pela Equação (2.12) do capítulo passado para a frequência superior que limita a faixa de frequência útil do acelerômetro piezoelétrico (ω_U) também seja válida para o acelerômetro MEMS capacitivo.

Figura 3.7 – FRF do modelo completo para o acelerômetro MEMS capacitivo: (a) Módulo; (b) Fase. A linha — representa os resultados para ζ_1 , a linha - - - representa os resultados para ζ_2 e a linha — representa os resultados para ζ_3 .



Fonte: elaborado pelo autor.

Pelas equações desenvolvidas, para se ter uma alta sensibilidade, pode-se aumentar as características da fonte de excitação do circuito, aumentar o número de pares de capacitores ou diminuir a distância entre as placas capacitivas, além de diminuir a frequência natural do sistema SDOF. Melhorar as características da fonte de excitação envolvem modificações na amplitude do sinal alternado, utilizando tensões maiores, e na frequência do sinal, ajustando as

melhores configurações para o funcionamento do circuito utilizado. O aumento do número de pares capacitivos pode ser feito, porém, acaba sendo limitado em função do tamanho admitido máximo que o sensor pode ter. A menor dimensão obtida com precisão no processo de fabricação MEMS é o grande limitante na diminuição da distância entre as placas capacitivas, sendo que, caso possível essa diminuição, a utilização de mais pares capacitivos é favorecida no sistema. Diminuir a frequência natural do sistema, pelo aumento da massa, implica em diminuir a faixa de frequência útil do acelerômetro, já que diminui a frequência superior que limita essa faixa, conforme Equação (2.12) do Capítulo 2.

3.3 DEMODULAÇÃO

A demodulação pode ser entendida como a detecção de um sinal de interesse que é transportado por um outro sinal, denominado portador. A junção das características do sinal de interesse com o portador resulta em um sinal denominado modulado, que é o sinal analisado pela demodulação. Ao utilizar uma fonte excitadora alternada, representada por V_E , para medir variações de capacitâncias, conforme o circuito da Figura 3.6, a saída do circuito, nesse caso V_C , também será alternada com amplitude proporcional a capacitância de interesse, ou seja, ΔC . Para extrair essa amplitude de forma que contenha características fidedignas de ΔC , faz-se a demodulação, utilizando geralmente um demodulador síncrono (SENTURIA, 2001).

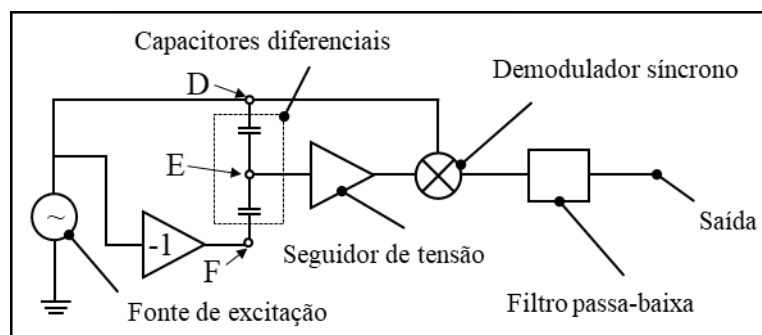
O demodulador síncrono é um circuito utilizado para demodular formas de onda periódicas, porém, de circuito complexo, podendo ser analisado como um multiplicador analógico, com uma entrada sendo o sinal modulado de interesse e, o outro, a onda portadora (SENTURIA, 2001). É geralmente representado utilizando a notação híbrida conforme mostrado na Figura 3.8, onde o circuito complexo do demodulador síncrono é substituído por uma representação visual simplificada.

A Figura 3.8, juntamente com a Figura 3.5, mostram a complexidade de um acelerômetro MEMS capacitivo, o qual precisa levar em consideração quesitos construtivos do transdutor capacitivo, que obtém uma variação da capacitância em função da aceleração do sistema, e do circuito demodulador, que amplifica, demodula e filtra o sinal de interesse. Fica claro que ambos os circuitos atuam em conjunto, porém, em quesito de projeto, podem ser analisados independentemente, caso ambos utilizem o mesmo sinal alternado de referência.

Na maioria dos trabalhos consultados referentes a projetos e estudos sobre acelerômetros MEMS capacitivos, notou-se a elaboração de modelos até a obtenção de um sinal

capacitivo proporcional à aceleração. A partir desse sinal, aplicam-se circuitos demoduladores comerciais de características construtivas conhecidas, pois utilizam e alimentam o transdutor com o mesmo sinal de referência alternado, possuindo as melhores características comerciais possíveis para ser feita a leitura correta do sinal.

Figura 3.8 – Diagrama esquemático para medir variações diferenciais capacitivas de um acelerômetro MEMS utilizando demodulador síncrono.



Fonte: elaborado com base no trabalho de Senturia (2001).

A aplicação de circuitos conversores comerciais em transdutores MEMS capacitivos geralmente necessita apenas da conexão correta entre os pontos (D), (E), (F) da Figura 3.8 e as entradas do conversor. O dispositivo então converte o sinal analógico alternado, que é proporcional a aceleração, para um sinal digital contínuo, podendo ser manipulado digitalmente em softwares de engenharia. Um exemplo de conversor utilizado por Joshi, Redkar e Sugar (2015) é a placa AD7747 da Analog Devices, de alta resolução, projetada para ser utilizada tanto em sensores que quantificam a capacitância (apenas um capacitor), quanto para medição da capacitância diferencial entre dois capacitores (equivalente ao modelo desenvolvido).

3.4 ACELERÔMETROS COMERCIAIS UTILIZADOS

Nesse projeto, foram utilizados dois acelerômetros MEMS capacitivos comerciais da marca PCB Piezotronics, além de quatro acelerômetros piezoelétricos, descritos no capítulo passado. O Quadro 3.1 explicita dados dos acelerômetros MEMS capacitivos disponíveis para esse projeto, onde os parâmetros que compõem esse quadro (sensibilidade, massa, frequência natural, faixa de medição, faixa de frequência, faixa de fase, resolução de banda e ruído espectral) são os mesmos explícitos no Quadro 2.2, referentes aos dados dos acelerômetros piezoelétricos. Esses parâmetros foram padronizados de modo a proporcionar uma base para

análises paralelas qualitativas e experimentais, nos próximos capítulos, de todos os acelerômetros envolvidos nesse projeto.

Quadro 3.1 – Dados dos acelerômetros comerciais MEMS capacitivos disponíveis.

Fabricante		PCB Piezotronics	PCB Piezotronics
Modelo		3711F1110G	3711E1110G
Sensibilidade [mV/g]		135±3%	200±3%
Massa [g]		16.3	16.3
Frequência natural [kHz]		3.2	3.2
Faixa de medição [g pk]		±10	±10
Faixa de frequência [Hz]	(±5%)	0 – 1000	0 – 1000
Faixa de fase [Hz]	(±5%)	-	-
Resolução de banda [g RMS]	0.5 a 100 Hz	0.00035	0.0002
Ruído espectral [$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$]		50	-

Fonte: elaborado pelo autor com base em informações disponibilizadas pelo fabricante.

Pela análise dos dados do Quadro 3.1, pode-se notar que os acelerômetros MEMS capacitivos não possuem especificações em termos de faixa de fase, já que o erro máximo da fase não influencia mais a frequência inferior que limita a faixa de frequência útil, conforme explícito pelas Figuras 3.7(a) e (b), diferentemente dos acelerômetros piezoelétricos. É possível notar também que há grande similaridade entre os dados dos dois acelerômetros explícitos (como, por exemplo, massa, frequência natural, faixa de medição, faixa de frequência e ruído espectral), possuindo apenas sensibilidades e resolução de banda diferentes entre si, o que evidencia a influência de parâmetros elétricos (por exemplo, a tensão de excitação do sistema) na definição da sensibilidade dos acelerômetros MEMS capacitivos.

3.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo descreveu a modelagem de um acelerômetro MEMS capacitivo, utilizando capacitores diferenciais no modelo. A modelagem completa foi dividida em duas abordagens matemáticas, sendo o modelo mecânico, representado por um sistema SDOF com vigas em balanço, e o modelo elétrico, que engloba um divisor de tensão capacitivo. A junção dos modelos possibilitou o estudo do comportamento do acelerômetro, assim como a definição de sua sensibilidade e faixa de frequência, levando em consideração diferentes taxas de amortecimento do sistema. Para isso, o modelo desenvolvido foi implementado para obter os

gráficos característicos das FRF do acelerômetro, mostrando que o limite da faixa de frequência útil não é mais influenciado pelo erro máximo admitido na fase, sendo apenas definido em função do erro máximo admitido no módulo, de 5%. Um estudo sobre demodulação foi realizado para investigar o princípio de funcionamento de demoduladores, o qual possuem comportamento não-linear, sendo utilizados para isolar o sinal de interesse proveniente da variação na capacitância do sistema, proporcional a aceleração aplicada. Notou-se, novamente, que as variáveis que influenciam no aumento da sensibilidade do acelerômetro possuem grandes influências na diminuição do tamanho da faixa de frequência útil, pois se relacionam diretamente com a frequência natural do SDOF, limitada por características mecânicas do sistema. O objetivo principal desse capítulo foi atingido com a identificação dos fatores que governam a sensibilidade e a faixa de frequência do acelerômetro MEMS capacitivo modelado, os quais foram contextualizados em conjunto com dados de dois acelerômetros comerciais que são utilizados em investigações experimentais dos próximos capítulos.

4 INVESTIGAÇÕES EXPERIMENTAIS EM LABORATÓRIO

Esse capítulo descreve os experimentos realizados em laboratório utilizando tanto acelerômetros piezoelétricos, quanto acelerômetros MEMS capacitivos, no intuito de investigar os sinais provenientes desses sensores quando comparados entre si. O primeiro estudo se concentra na caracterização de todos os acelerômetros disponíveis (seis modelos ao todo), nas mesmas condições, em termos de ruído gerado pelos acelerômetros. O segundo estudo engloba dois diferentes testes com uma bancada virtual que simula sinais de vazamentos em tubulações enterradas, a qual é possível variar parâmetros do solo, da tubulação e a disposição virtual dos sensores em relação ao ponto de vazamento em um ambiente controlado. O primeiro teste envolve a variação da intensidade do sinal replicado pelos atuadores da bancada. O segundo teste envolve a variação da posição do vazamento simulado em relação aos sensores. Os sinais provenientes das análises são organizados em gráficos de PSD, CSD via módulo e fase, coerência e CCC, sendo gráficos característicos de processamentos de sinais relacionados a detecção do ruído de vazamento.

4.1 CARACTERIZAÇÃO EM TERMOS DE RUÍDO GERADO PELOS ACELERÔMETROS

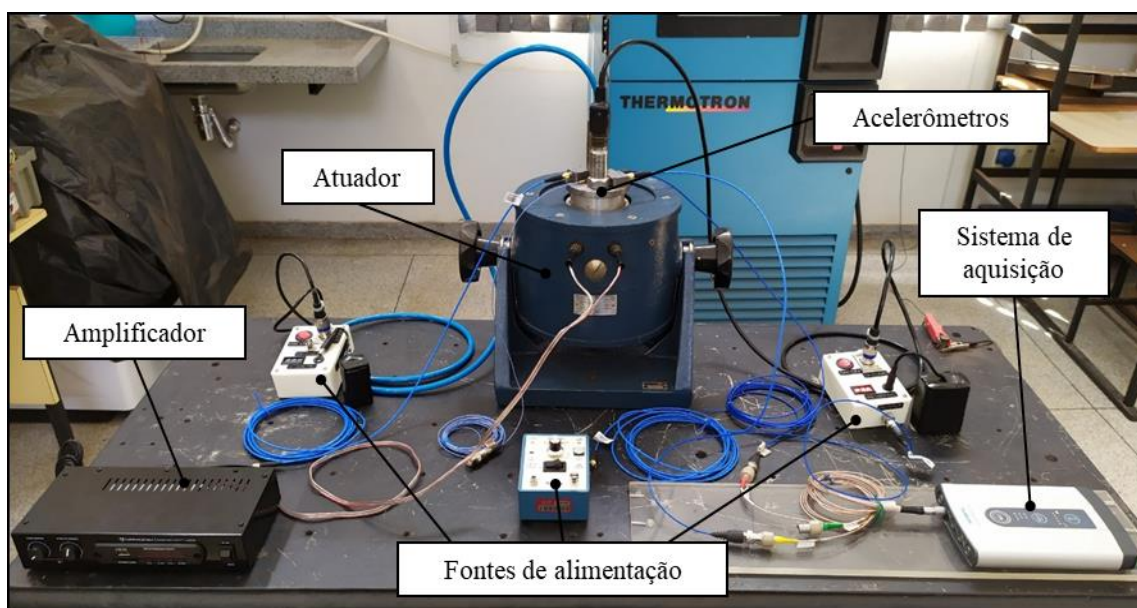
O nível de ruído gerado pelo sistema composto por cada acelerômetro, fonte de alimentação e sistema de aquisição, resumido como ruído de instrumentação, relaciona-se a menor amplitude de aceleração que o sistema pode medir. Isso reflete na identificação do ruído de vazamento, já que o sistema que tiver o menor ruído de instrumentação terá a maior probabilidade de detectar os sinais provenientes de um vazamento, ou seja, sinais de menor intensidade e/ou mais distantes do ponto de medição. Quando o objetivo é medir grandes níveis de vibração (desbalanceamento em máquinas, por exemplo), o nível de ruído gerado pelo acelerômetro não requer muita atenção já que a intensidade do sinal é elevada, porém, para a aplicação em leituras de ruído de vazamento, que são sinais atenuados e de baixa amplitude, o ruído gerado limita o quão longe e o quão pequeno o vazamento pode ser identificado.

As investigações feitas aqui nesse trabalho, com o objetivo de caracterizar os acelerômetros em termos de ruído gerado, foram realizadas em 06/09/2021, no laboratório da UNESP de Ilha Solteira - SP, porém, estudos paralelos anteriores foram feitos também na UNESP de Tupã - SP. Outros experimentos foram realizados anteriormente para definir as

melhores condições experimentais para essa investigação, porém não levaram em conta todos os seis acelerômetros, já que nem todos estavam disponíveis no início do projeto.

A Figura 4.1 mostra uma fotografia do aparato experimental utilizado na realização desse experimento, composto por um notebook, conectado via bluetooth com o amplificador (Hayonik Compact 400) que reproduz o sinal enviado para o atuador (VEB Robotron Messelektronik 11076), de modo a proporcionar a leitura do sinal por todos os seis acelerômetros disponíveis, utilizando um sistema de aquisição da Siemens (LMS SCADAS XS). Dessa maneira, é possível utilizar a mesma fonte de excitação para os acelerômetros testados e garantir uma justa comparação entre eles. Mais detalhes dos acelerômetros montados no aparato são explícitos na Figura 4.2(a) e nos dados expostos pelos Quadro 2.2 e 3.1, referentes aos acelerômetros piezoelétricos e MEMS capacitivos dos capítulos passados, respectivamente. A Figura 4.2(b) mostra em detalhes as fontes de alimentação que precisaram ser desenvolvidas para viabilizar a utilização dos acelerômetros brasileiros.

Figura 4.1 – Aparato experimental utilizado na caracterização de todos os acelerômetros em termos de ruído gerado.

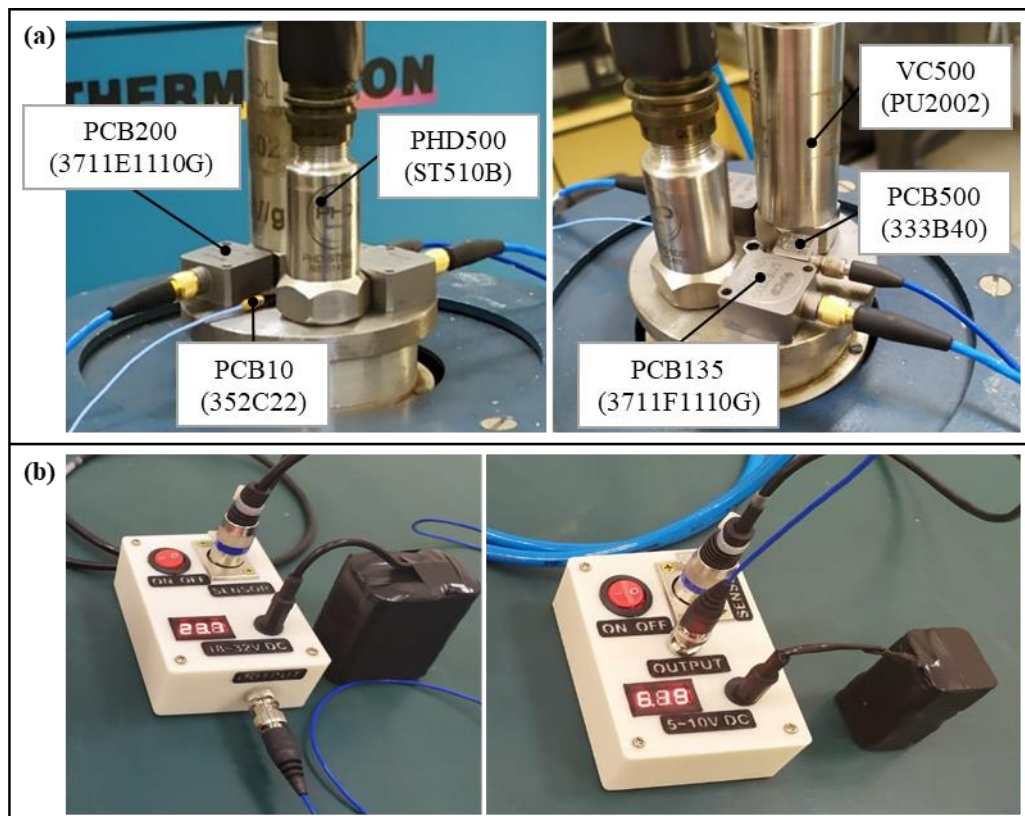


Fonte: fotografado e editado pelo autor.

Os acelerômetros piezoelétricos da PCB Piezotronics 352C22 e 333B40 mostrados na Figura 4.2(a), denominados simplificadaamente como PCB10 e PCB500 respectivamente, não utilizavam fontes de alimentação externa, sendo alimentados pelo próprio sistema de aquisição. Os acelerômetros MEMS capacitivos da PCB Piezotronics 3711F1110G e 3711E1110G, denominados PCB135 e PCB200 respectivamente, precisaram ser alimentados por uma fonte

de alimentação DC da mesma marca (modelo 478A01), porém, apenas um acelerômetro podia ser alimentado por vez. Os acelerômetros da VibroControl PU2002 e da PHD Sensors ST510B, denominados VC500 e PHD500 respectivamente, necessitavam ser alimentados por fontes externas, ligadas diretamente na rede elétrica, o que gerava grandes quantidades de ruídos nas medidas e diminuía a eficácia desses acelerômetros.

Figura 4.2 – Vista ampliada: (a) Montagem dos seis acelerômetros; (b) Fontes de alimentação dos acelerômetros brasileiros.



Fonte: fotografado e editado pelo autor.

Para ser possível a realização desse experimento utilizando os acelerômetros fabricados no Brasil, foi necessário estudar e elaborar um circuito simples para introduzir uma alimentação via bateria externa, de modo a atenuar os ruídos da rede elétrica e proporcionar a leitura dos sinais provenientes dos sensores pelo sistema de aquisição. Nesse sentido, duas caixas produzidas via manufatura aditiva (impressão 3D), denominadas como fontes de alimentação na Figura 4.1, foram desenvolvidas, sendo introduzido conexões (antes inexistentes) para o acelerômetro, alimentação externa e leitura do sinal, como exposto na Figura 4.2(b).

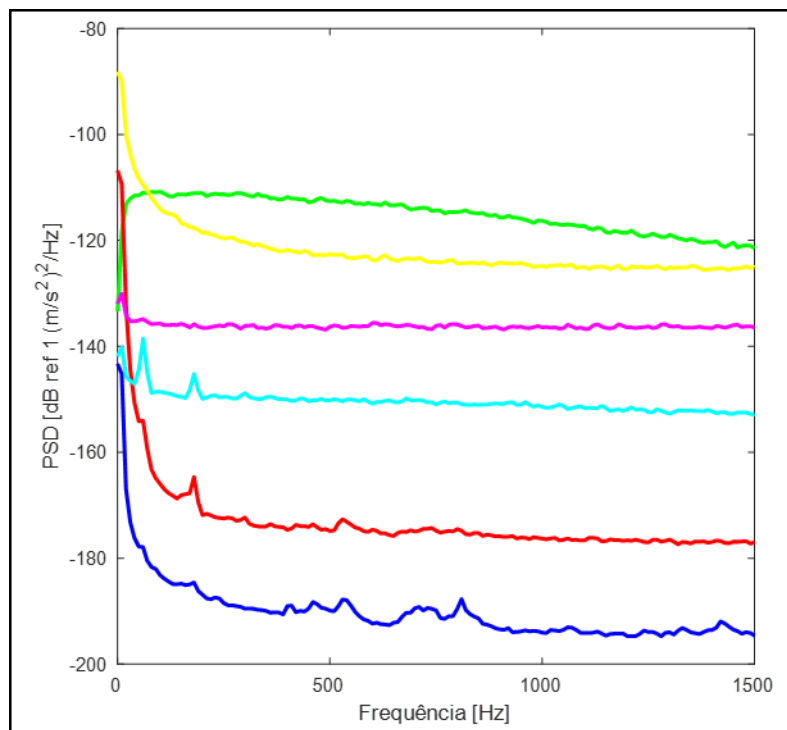
Os circuitos da Figura 4.2(b) foram obtidos através da ligação correta entre os cabos provenientes dos sensores com a alimentação e a leitura do sinal, de modo a ser possível a utilização de baterias recarregáveis e a verificação da tensão de entrada do circuito, por um voltímetro integrado, antes da alimentação do sensor. Além disso, marcações impressas em 3D foram adicionadas para facilitar a identificação estratégica dos componentes. As fontes de alimentação externa para os acelerômetros brasileiros também foram elaboradas de modo a proporcionar estudos em campo utilizando um desses acelerômetros, sendo retratados no próximo capítulo.

Foi necessário executar o teste em pares, enviando um sinal randômico conhecido e igual para o atuador, de modo a verificar se todos estavam medindo aproximadamente o mesmo sinal. O sinal randômico foi adotado por ser um sinal aleatório de mesma intensidade em uma larga faixa de frequência, simulando uma vibração do ambiente amplificada, sendo utilizado apenas para verificar a resposta dos acelerômetros utilizados. Após essa verificação, o atuador e o amplificador de sinais foram desligados para iniciar as medições relacionadas ao ruído do ambiente, o qual acredita-se ser próximo ao ruído de instrumentação já que o experimento foi feito em um ambiente controlado de laboratório.

A Figura 4.3 mostra os resultados obtidos para todos os sensores, levando em consideração a coleta do sinal por 60 segundos com uma frequência de amostragem de 8192 Hz, sendo analisados no MATLAB®, onde uma janela Hanning com 50% de sobreposição foi utilizada na determinação da PSD de cada sinal. Como os sensores capacitivos possuem a menor faixa de frequência útil a ser utilizada (0 a 1000 Hz), definiu-se então, por conveniência, que os gráficos no domínio da frequência teriam o limite inferior igual (0 Hz) e o limite superior 50% acima do limite desses mesmos sensores (1500 Hz), englobando parte da resposta dos outros sensores piezoelétricos em frequências superiores.

De uma forma geral, a Figura 4.3 mostra que há diferenças entre os níveis de ruído gerado por cada um dos acelerômetros, com o menor sendo o do PCB500 e o maior o do VC500. O segundo melhor acelerômetro nesse quesito é o PHD500, seguido, respectivamente, pelo PCB200, pelo PCB135 e pelo PCB10. O Quadro 4.1 simplifica as informações explícitas na Figura 4.3, facilitando a análise entre modelos, marca, tipo, sensibilidade, faixa de frequência e o nível de ruído aproximado de cada sensor (calculado no intervalo de frequência aproximadamente linear da PSD da mesma figura).

Figura 4.3 – Espectro de ruído gerado dos conjuntos formados por cada acelerômetro, fonte de alimentação e sistema de aquisição. A linha — representa os resultados do PCB500, a linha — do PHD500, a linha — do PCB200, a linha — do PCB135, a linha — do PCB10 e a linha — do VC500.



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 4.3, em conjunto com o Quadro 4.1, possibilita a análise de dois casos. O primeiro caso, é a comparação entre os dois melhores acelerômetros MEMS capacitivos encontrados no mercado atualmente (PCB135 e PCB200) com o melhor acelerômetro piezoelétrico disponível para o projeto (PCB500), o qual é largamente utilizado pelo grupo de pesquisa em estudos relacionados a leitura do ruído de vazamento. O segundo caso envolve a comparação entre os melhores acelerômetros encontrados e fabricados no Brasil (PHD500 e VC500), sendo eles piezoelétricos, em relação com o melhor acelerômetro piezoelétrico disponível para o projeto (PCB500). O acelerômetro piezoelétrico PCB10 foi adicionado a investigação para proporcionar maiores análises, pois sabe-se, por experiência do grupo de pesquisa, que ele consegue identificar ruídos grandes de vazamento, mesmo possuindo uma baixa sensibilidade, porém é falho quando o ruído de vazamento possui baixa intensidade.

Em relação ao primeiro caso, comparando apenas os acelerômetros capacitivos PCB200 e PCB135, com os acelerômetros piezoelétricos PCB500 e PCB10, nota-se que os ruídos dos acelerômetros capacitivos são inferiores aos do PCB10, porém, superiores ao PCB500. Entre os acelerômetros capacitivos, o PCB200, de maior sensibilidade, possui menor nível de ruído do que o PCB135, podendo identificar, dessa forma, ruídos de vazamento mais

longe e menores. Comparando tanto os acelerômetros capacitivos entre si, quanto os piezoelétricos, o que apresenta a maior sensibilidade possui os menores ruídos gerados e vice-versa, o que indica que, aparentemente, há uma proporcionalidade entre a sensibilidade e o nível de ruído gerado entre esses quatro acelerômetros da mesma marca (PCB Piezotronics).

Quadro 4.1 – Nível aproximado de ruído de cada acelerômetro.

Acelerômetro	Marca	Tipo	Sensibilidade [mV/g]	Faixa de frequência [Hz]	Ruído [$\mu\text{g rms}$] (calculado de 150 a 1500 Hz)
VC500	VibroControl	Piezoelétrico	$500 \pm 10\%$	5.0 – 2000	5040
PCB10	PCB Piezotronics	Piezoelétrico	$10 \pm 15\%$	1.0 – 10000	3134
PCB135	PCB Piezotronics	Capacitivo	$135 \pm 3\%$	0 – 1000	1474
PCB200	PCB Piezotronics	Capacitivo	$200 \pm 3\%$	0 – 1000	638
PHD500	PHD Sensors	Piezoelétrico	$500 \pm 10\%$	0.9 – 10000	160
PCB500	PCB Piezotronics	Piezoelétrico	$500 \pm 10\%$	0.5 – 3000	62

Fonte: elaborado pelo autor.

Em relação ao segundo caso, comparando apenas os acelerômetros piezoelétricos estrangeiros PCB500 e PCB10, com os acelerômetros piezoelétricos brasileiros VC500 e PHD500, nota-se que o modelo PHD500 possui menores níveis de ruído do que em comparação com o PCB10 e com o VC500, porém, perde nesse quesito para o modelo PCB500. Comparando o VC500 com o PCB500, nota-se que ambos possuem a mesma sensibilidade de 500 mV/g, onde um é o pior em termos de nível de ruído gerado, e o outro é o melhor, respectivamente. Isso é evidenciado também quando o VC500 é comparado com o PCB10, que possui a menor sensibilidade de todos e mesmo assim é melhor, no quesito menor ruído gerado, quando comparado com o VC500. Portanto, apesar da sensibilidade elevada fornecida pelo fabricante do VC500, o mesmo não possui uma Relação Sinal-Ruído (*Signal-to-Noise Ratio* – SNR) baixa como esperado. Dessa maneira, faz-se necessário testar os acelerômetros a serem utilizados em problemas de detecção de vazamentos para garantir o baixo SNR, já que, para alguns casos, a sensibilidade dada pelo fabricante pode não ser um fator que garanta tal característica.

Em suma, fica evidente que o acelerômetro que terá maiores condições de identificar ruídos de vazamentos pequenos e a distâncias maiores, analisando todos os acelerômetros em relação ao nível de ruído gerado, é o modelo PCB500, sendo ele piezoelétrico. O melhor

acelerômetro brasileiro encontrado nessa investigação é o PHD500, também piezoelétrico, o qual é melhor que o acelerômetro piezoelétrico PCB10 e melhor que ambos acelerômetros MEMS capacitivos. O melhor acelerômetro MEMS capacitivo encontrado é o PCB200, o qual é inferior tanto em relação ao piezoelétrico PCB500, quanto ao piezoelétrico PHD500, no quesito ruído gerado, porém, é melhor que o piezoelétrico VC500, o piezoelétrico PCB10 e o capacitivo PCB135.

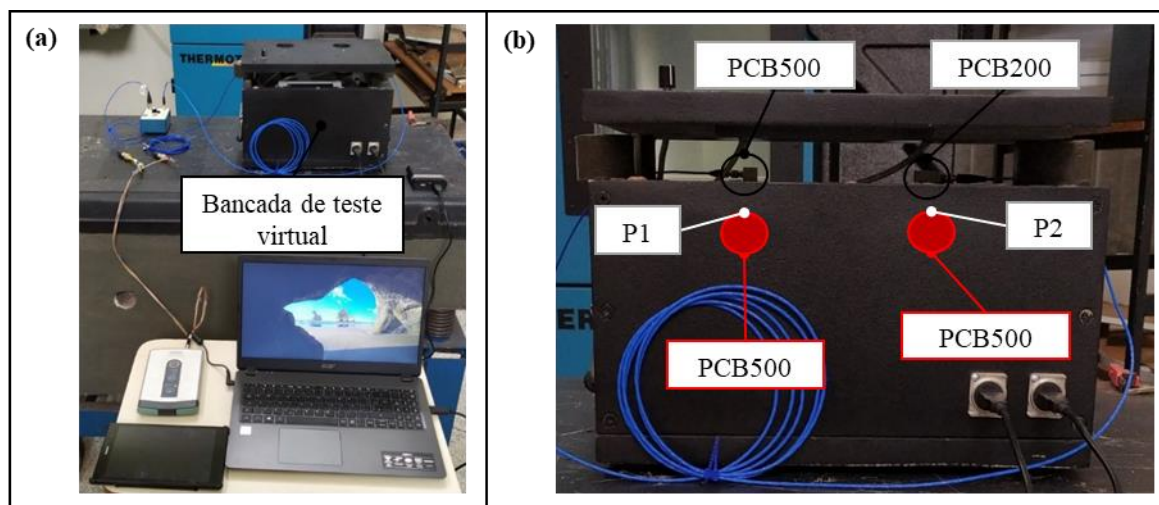
4.2 SIMULAÇÕES DE VAZAMENTOS UTILIZANDO UMA BANCADA DE TESTE VIRTUAL

As investigações aqui explícitas foram realizadas em 20/10/2021, no laboratório da UNESP de Ilha Solteira - SP, no intuito de analisar como a variação da intensidade do ruído de vazamento e a mudança nas posições dos sensores influenciam na medida do sinal feita pelo acelerômetro MEMS capacitivo PCB200, quando comparado com o acelerômetro piezoelétrico PCB500, em condições controladas. O modelo PCB200 foi escolhido por possuir o menor nível de ruído entre os acelerômetros MEMS capacitivos. O PCB500 foi escolhido e definido como a referência piezoelétrica do experimento, já que possui o menor nível de ruído entre todos. Os acelerômetros PCB10, PHD500 e VC500 não estavam disponíveis no período em que esse experimento foi concebido.

Para a realização deste experimento, utilizou-se o aparato explícito pelas Figuras 4.4 (a) e (b), desenvolvido recentemente por Iwanaga *et al.* (2022) e melhorado pelos mesmos autores, o qual possui a capacidade de simular vazamentos de água em diferentes condições. Esse aparato experimental, o qual precisou ser aberto para viabilizar o experimento, possui um software interno em que é possível especificar parâmetros como a posição simulada dos sensores e do vazamento, além do material do tubo, dimensões e tipo do solo em que o tubo está inserido.

Resumidamente, a bancada de teste virtual é formada por uma interface de áudio, que alimenta dois atuadores com os sinais gerados pelo software. A identificação dos sinais gerados, em cada atuador, é feita com a utilização de acelerômetros internos PCB500, uma evolução do trabalho de Iwanaga *et al.* (2022) produzido inicialmente com os acelerômetros PCB10. A leitura dos sinais provenientes de cada atuador é feita pelo software de modo a proporcionar o processamento e a avaliação dos sinais simulados. A Figura 4.4(b) mostra uma vista frontal em detalhes da bancada exemplificando a disposição dos pares de acelerômetros internos e externos a ela.

Figura 4.4 – Aparato experimental composto pela bancada de teste virtual e os acelerômetros externos: (a) Aparato completo; (b) Vista frontal da bancada aberta.



Fonte: fotografado e editado pelo autor.

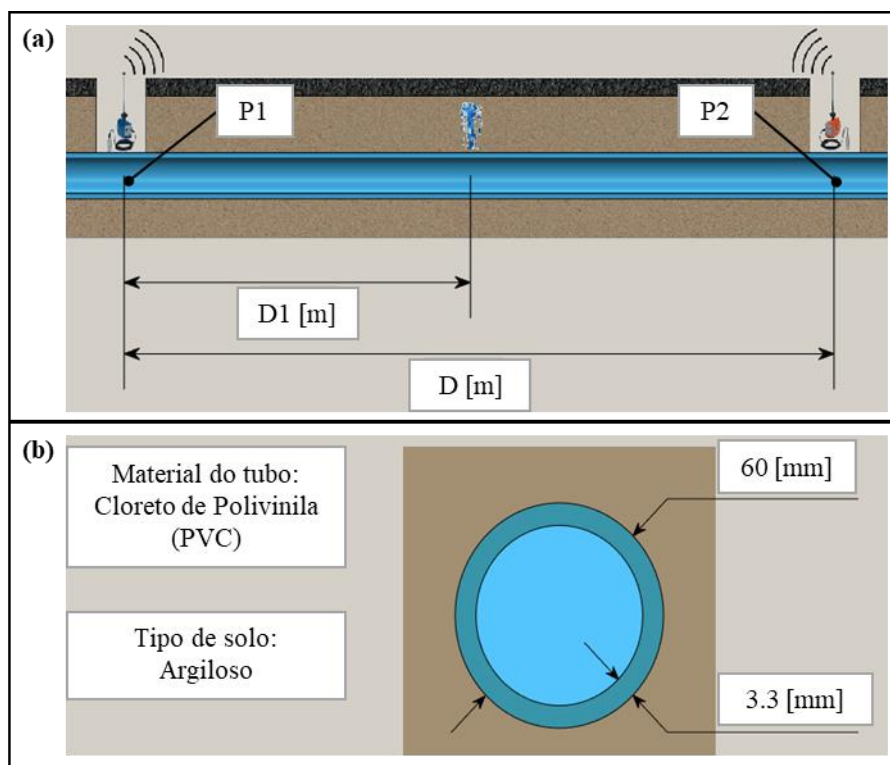
Para ser possível a avaliação do acelerômetro MEMS capacitivo juntamente com o piezoelétrico nesse aparato, foi adicionado em paralelo aos acelerômetros PCB500 da bancada um acelerômetro PCB200 e outro acelerômetro PCB500, os quais foram lidos e processados utilizando os mesmos parâmetros e sistema de aquisição do experimento passado. Dessa maneira, pode-se fazer uma comparação entre os sensores capacitivos utilizando a mesma referência. Os sinais foram lidos em pares, sendo o primeiro par composto pela leitura de ambos PCB500 internos da bancada e o segundo composto por um PCB500 e um PCB200 externos a ela. Como pode ser observado na Figura 4.4(b), a bancada virtual precisou ser aberta para fixação correta dos acelerômetros externos, já que a disposição dos cabos dos sensores não poderia ser feita corretamente com ela fechada.

Para utilizar a bancada virtual, é necessário alimentar o software com informações em duas etapas. A primeira é a definição das posições dos sensores (P1 e P2), controladas pela distância do vazamento até o primeiro ponto de medição ($D1$) e pela distância entre os acelerômetros (D), respectivamente, conforme representado pela Figura 4.5(a). A segunda é a definição das propriedades do tubo e do solo, explícitas pela Figura 4.5(b), sendo mantidas constante para todo o experimento, com o material do tubo, o tipo de solo, o diâmetro e a espessura do tubo definidos como PVC, argiloso, 60 mm e 3 mm, respectivamente.

Após a inclusão de todos os dados, o software realiza um processamento e explicita os sinais gerados com gráficos próprios. De forma a padronizar as análises dos sinais provenientes de ambos os pares de acelerômetros, os dados originados pelo par de acelerômetros internos PCB500-PCB500 foram adquiridos juntamente com os dados do par PCB500-PCB200 usando

o mesmo sistema de aquisição da Siemens, com a utilização de conectores BNC tipo “T” nos cabos internos de leitura dos sinais da bancada de teste virtual.

Figura 4.5 – Definição de parâmetros no software da bancada de teste virtual: (a) Distâncias dos sensores; (b) Propriedades do solo e do tubo.



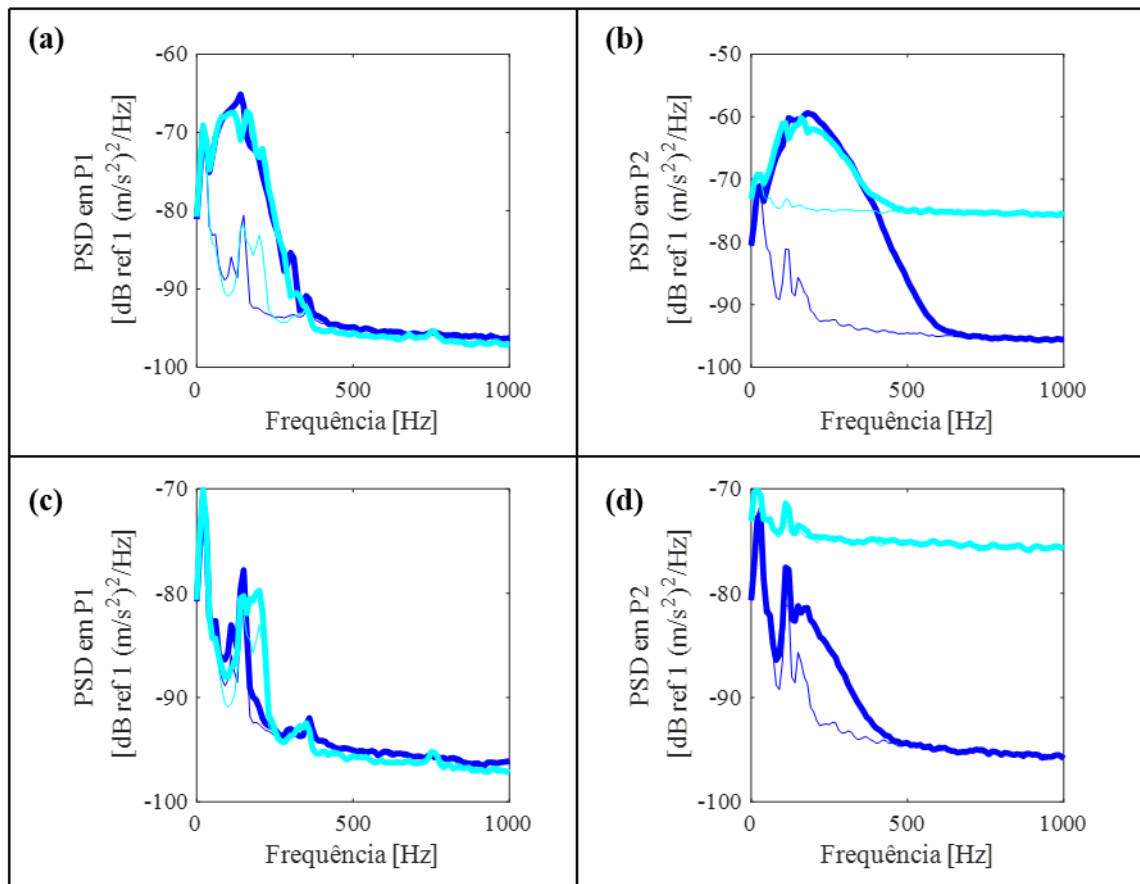
Fonte: fotografado e editado pelo autor com base nos dados solicitados pelo software da bancada.

4.2.1 Variação da intensidade do ruído de vazamento

A primeira análise feita utilizando o aparato experimental da Figura 4.4(a) foi variando a intensidade do ruído de vazamento reproduzido nos atuadores, mantendo uma condição de simulação constante, no intuito de simular um vazamento fixo com diferentes intensidades sonoras (exemplificando uma variação no tamanho do vazamento). Isso foi feito variando o potenciômetro localizado na parte superior externa da bancada, responsável por aumentar/diminuir a intensidade do sinal que chega até os atuadores. No total, cinco níveis sonoros diferentes (de 100% até 38%) foram simulados utilizando valores para $D1$ e D , da Figura 4.5(a), de 20 m e 30 m, respectivamente, sendo todos os resultados explicitados no Apêndice B. Para simplificar a visualização dos resultados, apenas esses dois níveis sonoros extremos serão considerados graficamente nesse capítulo.

As Figuras 4.6(a) e (b) explicitam os resultados obtidos para as PSD dos sinais nos pontos P1 e P2 com a intensidade do sinal em 100%, enquanto as Figuras 4.6(c) e (d) também mostram os resultados das PSD dos sinais nos pontos P1 e P2, porém, com a intensidade do sinal em 38%, que é onde o par PCB500-PCB200 para de medir corretamente os sinais do ruído de vazamento, enquanto o par PCB500-PCB500 ainda o detecta. As linhas contínuas de menor espessura representam o ruído do aparato experimental medido por cada par de acelerômetros com o sistema todo ligado, porém, sem a geração do sinal do ruído de vazamento pela bancada de teste. As linhas contínuas de maior espessura representam os sinais medidos por cada par de acelerômetros com a bancada virtual simulando o ruído de vazamento.

Figura 4.6 – Resultados obtidos com diferentes intensidades do sinal: (a) PSD em P1 com 100% do sinal; (b) PSD em P2 com 100% do sinal; (c) PSD em P1 com 38% do sinal; (d) PSD em P2 com 38% do sinal. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200 e a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

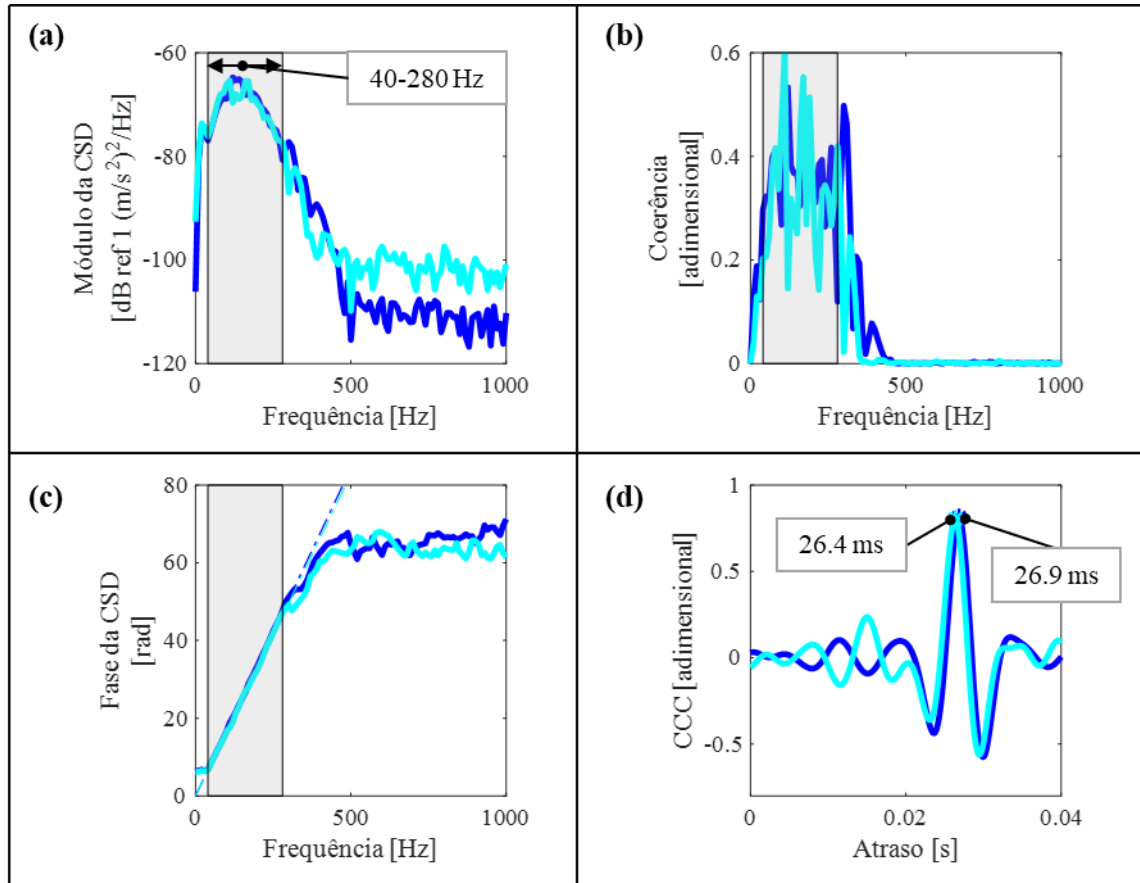
As Figuras 4.6(a) e (c) mostram a PSD dos sinais provenientes da leitura dos acelerômetros PCB500 no ponto P1, um de cada par, ficando explícito que a intensidade do sinal medida nesse ponto decaiu e reduziu a faixa de frequência do sinal até próximo ao ruído do aparato experimental. Fazendo uma análise na Figura 4.6(a), válida também para a Figura 4.6(c), nota-se que por mais que ambos os sensores sejam da mesma marca e modelo, há uma pequena diferença no sinal medido entre eles, o que pode estar relacionado com a diferente posição de fixação de ambos os acelerômetros, onde um é posicionado na parte inferior da plataforma do atuador e o outro na parte superior de uma outra plataforma parafusada na plataforma original do atuador.

As Figuras 4.6(b) e (d) mostram a PSD dos sinais medidos pelo outro acelerômetro do par no ponto P2, sendo um PCB500 e outro PCB200. É possível notar que o nível do sinal reproduzido pelos atuadores na Figura 4.6(b) é superior ao ruído do aparato experimental tanto do PCB500, quanto do PCB200, com os dois identificando o sinal. Na Figura 4.6(d), o nível do sinal reproduzido pelos atuadores é superior apenas ao ruído do aparato experimental do PCB500, o qual obtém a leitura do sinal gerado enquanto o PCB200 é falho, certamente pelo ruído simulado estar abaixo do ruído de instrumentação do sensor capacitivo.

As Figuras 4.7(a), (b), (c) e (d) explicitam os resultados obtidos para o módulo da CSD dos sinais, a coerência entre eles, a fase da CSD e o CCC da leitura com a intensidade do sinal em 100%, sendo gráficos largamente utilizados e contextualizados nos trabalhos de Almeida (2013) e Castillo (2019). Esses gráficos são provenientes da interação entre as leituras dos pontos P1 e P2, sendo utilizados para avaliar o quão relacionado estão os sinais medidos por cada par de acelerômetros. As linhas retas pontilhadas no gráfico da fase da CSD representam o pico do CCC encontrado, o qual é o coeficiente angular da reta obtida na faixa de frequência em que o ruído de vazamento pode ser observado no sinal medido, denominada faixa de frequência efetiva do sinal.

A faixa de frequência na qual os resultados são explícitos foi definida para ser de 0 a 1000 Hz, em função da faixa de frequência do acelerômetro MEMS capacitivo utilizado. O retângulo em cinza nas Figuras 4.7(a), (b) e (c) representa a faixa de frequência efetiva do sinal, sendo definida em função da linearidade do sinal resultante da fase da CSD e dos níveis de coerência entre os sinais. A Figura 4.7(d) mostra o resultado obtido para o CCC, onde o ponto máximo das funções representa o tempo de atraso entre os tempos de chegada do ruído de vazamento nas posições P1 e P2, lidos por ambos os pares de acelerômetros. Essas mesmas informações são válidas para as Figuras 4.8(a), (b), (c) e (d), as quais mostram os resultados obtidos com a intensidade do sinal em 38%.

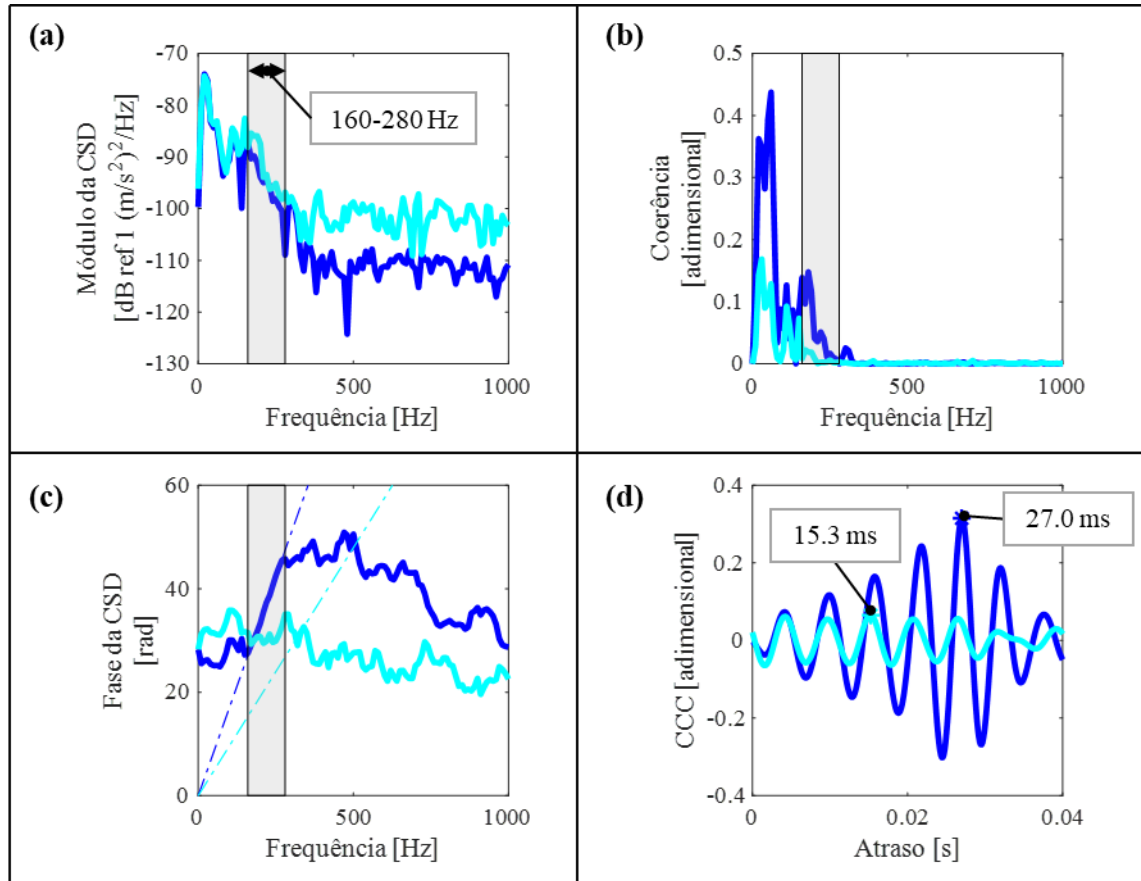
Figura 4.7 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 100%: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC. A linha — representa o sinal do par PCB500-PCB500, a linha — o sinal do par PCB500-PCB200, a linha - - - o plotte do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - . - . o plotte do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

Fazendo uma comparação entre os gráficos das Figuras 4.7 e 4.8, é possível observar que houve uma redução na faixa de frequência em que o ruído do vazamento provavelmente está localizado para o caso da amplitude em 38%. Portanto, o módulo da CSD apresentou uma menor intensidade para esse caso e a característica linear da fase não é mais observada, indicando que os sinais não são mais satisfatoriamente correlacionados pelo par PCB500-PCB200. Além disso, a coerência entre os sinais diminuiu e o pico do CCC, que em 100% do sinal é evidente em ambos os pares de acelerômetros, se camuflou em meio ao sinal, com apenas o par PCB500-PCB500 identificando satisfatoriamente o ruído de vazamento simulado em 38% de intensidade.

Figura 4.8 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 38%: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC. A linha — representa o sinal do par PCB500-PCB500, a linha — o sinal do par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - . - . o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

Fazendo uma comparação simultânea da evolução dos resultados descritos no Apêndice B, mas para esse caso analisando apenas as Figuras B.1 até B.5, pode-se notar que a detecção do sinal do ruído de vazamento foi afetada em ambos os pares dos sensores, em função da atenuação imposta ao variar a intensidade do sinal, com o par PCB500-PCB500 identificando o ruído de vazamento até uma intensidade menor que o par PCB500-PCB200. Isso fica evidente pelas mudanças nas PSD dos pontos P1 e P2, que vão se aproximando do ruído do aparato experimental ao passo que a intensidade do sinal da bancada de teste é reduzida. Além disso, o módulo da CSD e a parte linear da fase da CSD também diminuem, o que indica que o sinal lido no ponto P2 não está mais tão relacionado com o que é lido no ponto P1. A coerência entre os sinais diminui e o pico do CCC, que em 100% do sinal é evidente, vai se camuflando em meio ao sinal.

O Quadro 4.2 compacta as informações explícitas nas Figuras B.1 até B.5, referentes a todas as medições realizadas, onde os pontos máximos do CCC são utilizados para calcular a velocidade de propagação do ruído de vazamento entre os pontos P1 e P2, utilizando a Equação (1.1) do primeiro capítulo. Isso pode ser feito já que as posições do vazamento e dos pontos de medição são conhecidas, possibilitando uma comparação com a velocidade do ruído de vazamento obtida pelo software interno da bancada de teste virtual. O Quadro 4.2 mostra que o par PCB500-PCB500 conseguiu identificar corretamente os sinais gerados pelo modelo até a medida 5, sem grandes diferenças percentuais na estimativa da velocidade, enquanto o par PCB500-PCB200 conseguiu até a medida 4 apenas.

Quadro 4.2 – Resumo das informações obtidas em diferentes intensidades do sinal.

Medida	Intensidade do sinal [%]	Faixa de frequência efetiva [Hz]	Velocidade obtida pela bancada [m/s]	Segundo acelerômetro do par com PCB500	Velocidade pelo pico do CCC [m/s]	Diferença [%]
1	100	40 - 280	370	PCB500	372	0.5
				PCB200	379	2.4
2	75	40 - 280	370	PCB500	372	0.5
				PCB200	379	2.4
3	68	70 - 280	370	PCB500	372	0.5
				PCB200	379	2.4
4	50	80 - 280	370	PCB500	371	0.3
				PCB200	378	2.2
5	38	160 - 280	370	PCB500	371	0.3
				PCB200	655	77.0

Fonte: elaborado pelo autor.

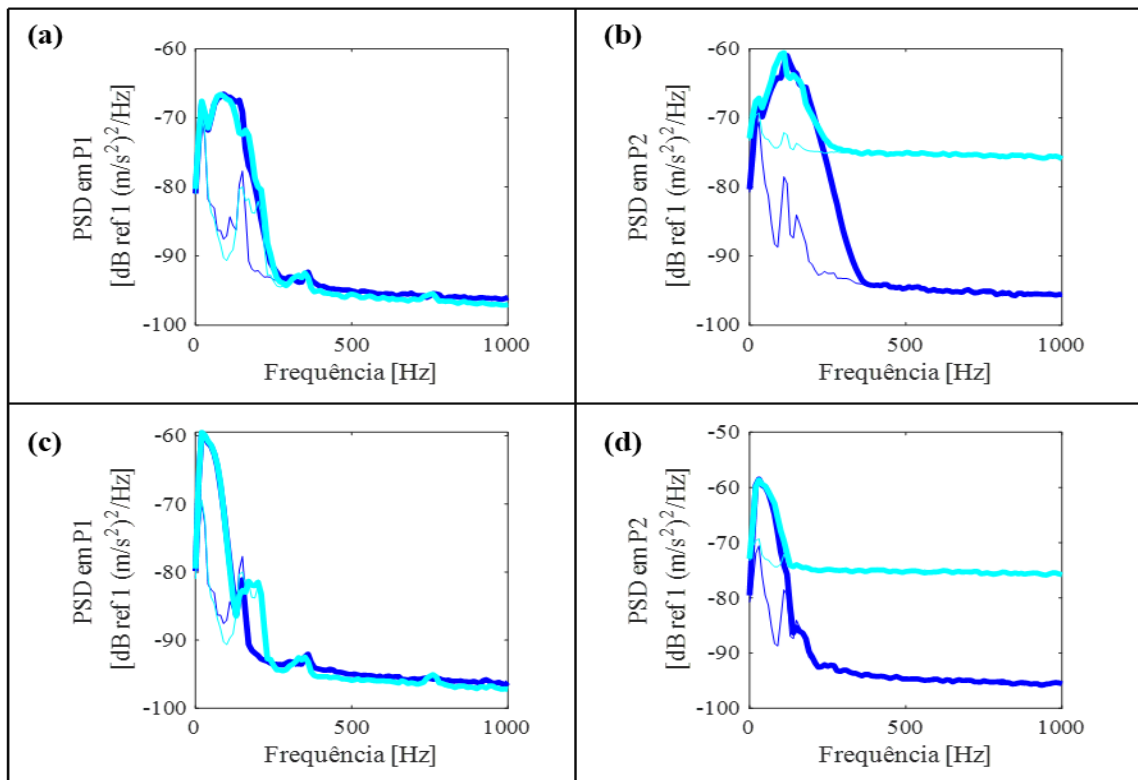
4.2.2 Variação nas posições simuladas dos sensores

A segunda análise feita utilizando o aparato experimental da Figura 4.4(a) foi variando os valores de entrada do software em relação as posições dos sensores, mantendo todas as outras condições constantes e a intensidade do sinal fixa em 75%, no intuito de simular mudanças nos sinais lidos pelos sensores ao passo que se distanciam do vazamento na tubulação. Isso foi feito variando as distâncias $D1$ e D no software de modo a manter a distância de P1 até o vazamento ($D1$) superior em dez metros quando relacionada a distância do vazamento ($D2 = D - D1$) até

P2, o que induz a possibilidade de que todos os tempos de atraso entre os tempos de chegada do ruído de vazamento em P1 e P2 (o pico nos gráficos do CCC) sejam próximos, caso detectem o sinal do ruído de vazamento satisfatoriamente.

Cinco diferentes medidas foram realizadas nessa segunda análise (de $D1 = 30$ m e $D = 50$ m até $D1 = 90$ m e $D = 170$ m), sendo todos os resultados novamente explícitos no Apêndice B pelas Figuras B.6 até B.10, que utilizam os mesmos tipos de gráficos da análise das Figuras B.1 até B.5. Para simplificar a visualização dos resultados nesse capítulo, apenas as duas condições extremas serão graficamente consideradas, sendo os resultados explícitos pelos gráficos das Figuras 4.9, 4.10 e 4.11.

Figura 4.9 – Resultados obtidos com diferentes distâncias entre sensores: (a) PSD em P1 com $D1 = 30$ m e $D = 50$ m; (b) PSD em P2 com $D1 = 30$ m e $D = 50$ m; (c) PSD em P1 com $D1 = 90$ m e $D = 170$ m; (d) PSD em P2 com $D1 = 90$ m e $D = 170$ m. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200 e a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200.

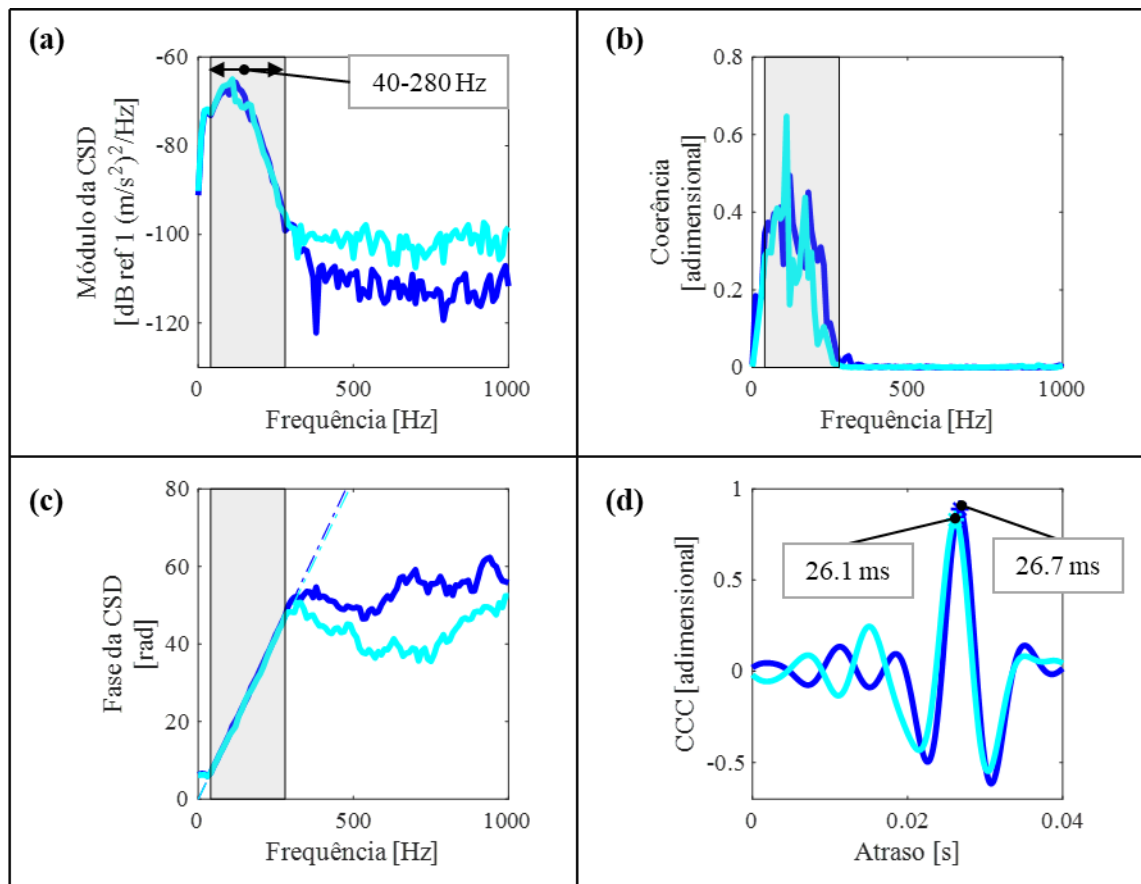


Fonte: elaborado pelo autor.

As Figuras 4.9(a) e (b) explicitam os resultados obtidos para as PSD dos sinais nos pontos P1 e P2 com $D1 = 30$ m e $D = 50$ m, enquanto as Figuras 4.9(c) e (d) também mostram os resultados das PSD dos sinais nos pontos P1 e P2, porém, com $D1 = 90$ m e $D = 170$ m. A

comparação entre as Figuras 4.9(a) e (b) com as Figuras 4.9(c) e (d) mostram que o sinal simulado do ruído de vazamento diminuiu sua faixa de frequência, porém, foi identificado corretamente por ambos os pares de acelerômetros, já que a intensidade do sinal se manteve acima dos níveis de ruído do aparato experimental de cada par de sensores.

Figura 4.10 – Resultados obtidos com $D1 = 30$ m e $D = 50$ m: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC. A linha — representa o sinal do par PCB500-PCB500, a linha — o sinal do par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.

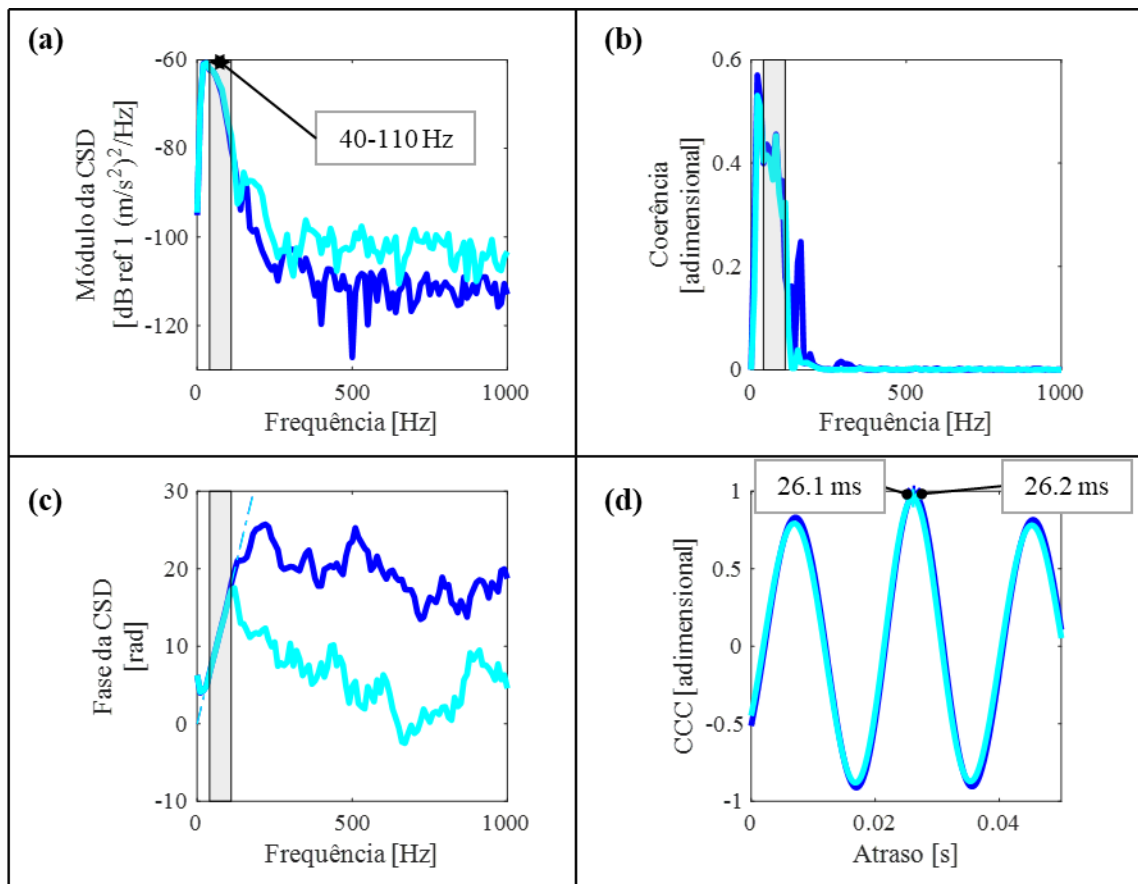


Fonte: elaborado pelo autor.

As Figuras 4.10(a), (b), (c) e (d) explicitam os resultados obtidos para o módulo da CSD, a coerência, a fase da CSD e o CCC da interação entre as leituras dos sensores com $D1 = 30$ m e $D = 50$ m. A Figura 4.11 explicita os mesmos gráficos da Figura 4.10, porém, com $D1 = 90$ m e $D = 170$ m. A comparação entre as Figuras 4.10 e 4.11 indica também que houve uma redução na faixa de frequência em que os sinais lidos pelos sensores estão correlacionados, como pode ser observado graficamente no módulo da CSD, na fase da CSD e na coerência entre os sinais. Por mais que ambas as leituras dos pares de sensores foram afetadas com o aumento

das distâncias entre os pontos P1 e P2, ambos conseguiram identificar um pico no gráfico do CCC equivalente, o que indica que, nas condições desse experimento, ambos identificaram o ruído do vazamento.

Figura 4.11 – Resultados obtidos com $D1 = 90$ m e $D = 170$ m: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC. A linha — representa o sinal do par PCB500-PCB500, a linha — o sinal do par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - . - . o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

Fazendo uma comparação simultânea no Apêndice B da evolução dos resultados de todos os gráficos das Figuras B.6 até B.10, os quais são utilizados para elaborar o Quadro 4.3, pode-se notar que houve uma redução no intervalo de frequência em que o sinal do ruído de vazamento possivelmente pode ser observado, afetando as PSD em ambos os pontos de medição, o que reduziu a coerência, o módulo da CSD e a parte linear da fase da CSD também. O pico do CCC ficou menos evidente ao passo que as distâncias entre os pontos de medição e o local do vazamento simulado aumentaram.

Quadro 4.3 – Resumo das informações obtidas em diferentes posições simuladas dos sensores.

Medida	Distâncias [m]	Faixa de frequência efetiva [Hz]	Velocidade obtida pela bancada [m/s]	Segundo acelerômetro do par com PCB500	Velocidade pelo pico do CCC [m/s]	Diferença [%]
1	D1 = 30 D = 50	40 - 280	373	PCB500	374	0.3
				PCB200	383	2.7
2	D1 = 40 D = 70	40 - 230	375	PCB500	376	0.3
				PCB200	385	2.7
3	D1 = 50 D = 90	40 - 190	376	PCB500	378	0.5
				PCB200	385	2.4
4	D1 = 60 D = 110	40 - 140	377	PCB500	378	0.2
				PCB200	385	2.1
5	D1 = 90 D = 170	40 - 110	378	PCB500	381	0.8
				PCB200	383	1.3

Fonte: elaborado pelo autor.

O Quadro 4.3 compacta as informações explícitas nas Figuras B.6 até B.10, onde os pontos máximos do CCC são utilizados para calcular a velocidade de propagação do ruído de vazamento entre os pontos analisados, da mesma forma que feito para o Quadro 4.2, de modo a possibilitar uma comparação com a velocidade do ruído de vazamento obtida pelo software interno da bancada de teste virtual. O Quadro 4.3 mostra que tanto o par PCB500-PCB500 quanto o PCB500-PCB200 conseguiram identificar corretamente os sinais gerados pela bancada, nas condições desse experimento, quando o sinal está acima do ruído do aparato experimental de cada par, mesmo impondo uma atenuação no sinal do vazamento em função do aumento das distâncias entre os sensores. Dessa forma, quando o sinal gerado pelo vazamento possui intensidade suficientemente alta para ser mensurado pelos acelerômetros, ambos os tipos de acelerômetros (piezoelétrico e MEMS capacitivo) podem ser utilizados na detecção do ruído de vazamento, mesmo em distâncias elevadas, caso a faixa de frequência do acelerômetro englobe a faixa de frequência do ruído de vazamento.

4.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Esse capítulo descreveu os experimentos realizados em laboratório no intuito de investigar os sinais provenientes de acelerômetros piezoelétricos e MEMS capacitivos quando

comparados entre si. Foram feitos dois estudos, um envolvendo seis modelos de acelerômetros (quatro piezoelétricos e dois MEMS capacitivos), sendo caracterizados em relação ao nível de ruído gerado pelos acelerômetros, e o outro envolvendo apenas dois modelos, analisando a performance do melhor acelerômetro MEMS do projeto, em relação ao melhor acelerômetro piezoelétrico disponível, na detecção de ruídos de vazamento em tubulações enterradas simulados por uma bancada de teste virtual. No estudo utilizando todos os acelerômetros, foi possível identificar que o acelerômetro com maior sensibilidade, sem amplificações elétricas posteriores, e com o menor nível de ruído gerado, tem maiores chances de identificar ruídos de vazamento menores e em maiores distâncias do ponto de medição. O melhor acelerômetro entre todos analisados nesse quesito é o modelo PCB500, sendo ele piezoelétrico. O melhor acelerômetro brasileiro é o PHD500, também piezoelétrico, o qual é melhor que o acelerômetro piezoelétrico PCB10 e melhor que ambos acelerômetros MEMS capacitivos. O melhor acelerômetro MEMS capacitivo é o PCB200, o qual é inferior tanto em relação ao piezoelétrico PCB500, quanto ao piezoelétrico PHD500, no quesito ruído gerado, porém, é melhor que o piezoelétrico VC500, o piezoelétrico PCB10 e o MEMS capacitivo PCB135. No estudo envolvendo uma bancada virtual que simula sinais de vazamentos em tubulações enterradas, o qual gerou os resultados do Apêndice B, foi possível comparar o acelerômetro MEMS capacitivo PCB200 com o piezoelétrico PCB500, tanto variando a intensidade do sinal replicado pelos atuadores da bancada quanto variando as distâncias entre os sensores e o vazamento simulado. Esse estudo mostrou que tanto o PCB500 quanto o PCB200 conseguem identificar o ruído de vazamento quando a intensidade do sinal é maior que os níveis de ruído do aparato, mesmo aumentando as distâncias dos sensores em relação ao local do vazamento. Porém, quando a intensidade do sinal reproduzido pelos atuadores diminui, a capacidade de detecção do ruído de vazamento do acelerômetro piezoelétrico PCB500 é ligeiramente superior que a do MEMS capacitivo PCB200.

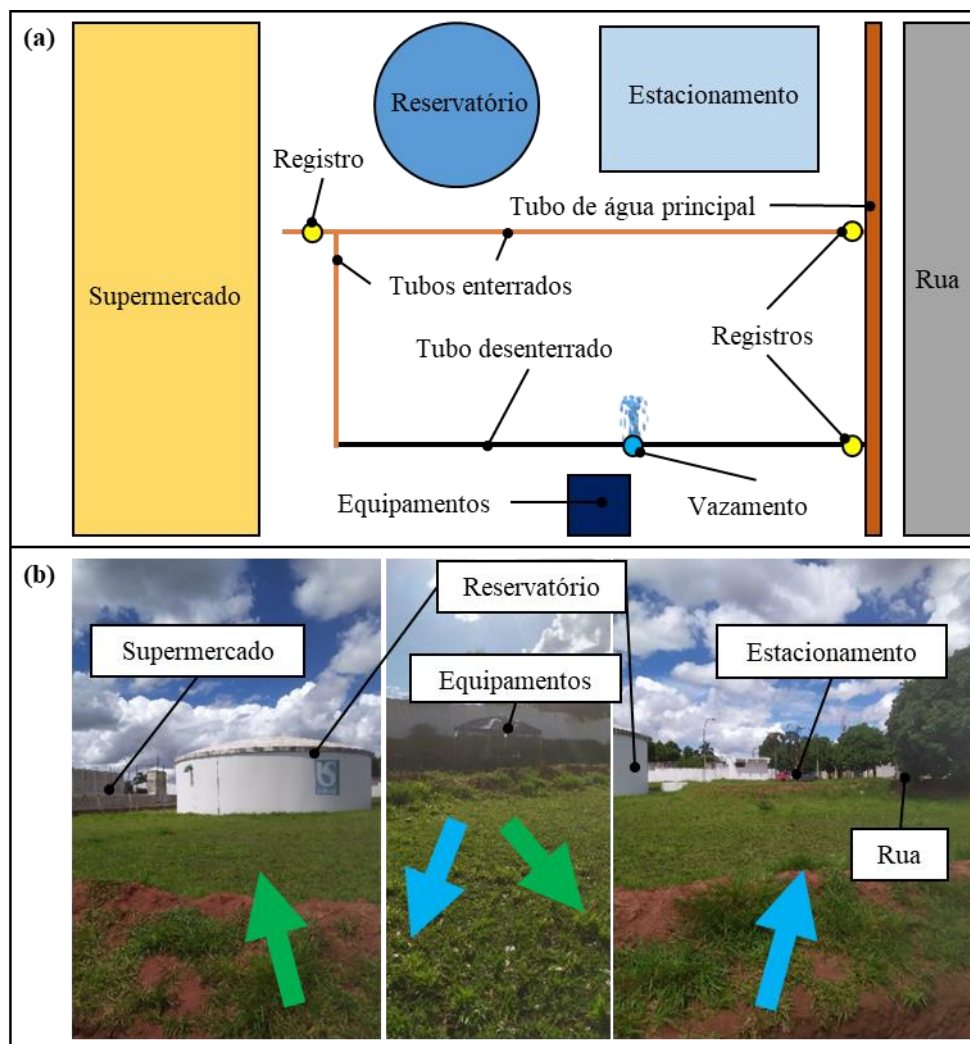
5 INVESTIGAÇÕES EXPERIMENTAIS EM CAMPO

Esse capítulo descreve os experimentos realizados em campo utilizando dois diferentes modelos de acelerômetros piezoelétricos e um modelo de MEMS capacitivo, sendo os acelerômetros de melhor desempenho encontrados nos estudos em laboratório descritos no capítulo anterior. O campo de prova, disponibilizado pela SABESP, possui um tubo de PVC desenterrado, comumente utilizado em sistemas de distribuição de água, com um pequeno furo para simular um vazamento. Os experimentos realizados no campo de prova para avaliar a capacidade de detecção do ruído de vazamento pelos sensores envolvem três etapas. A primeira é relacionada a obtenção das características do ruído do vazamento gerado na tubulação. A segunda etapa do experimento baseia-se na variação da vazão do vazamento, com a posição dos sensores fixa medindo o sinal gerado pelo vazamento. A terceira engloba a variação nas posições dos sensores, aumentando as distâncias dos pontos de medida em relação ao vazamento no tubo. As duas últimas etapas são similares as realizadas com a bancada virtual de vazamento descritas no capítulo anterior. Todos os resultados obtidos nas duas últimas etapas são mostrados no Apêndice C, onde o comportamento dos sinais medidos pelos sensores foi organizado em gráficos característicos de avaliações de sinais relacionados a detecção dos ruídos de vazamento, como PSD, módulo e fase da CSD, coerência e CCC.

5.1 DESCRIÇÃO DO CAMPO DE PROVA

O campo de prova utilizado para os experimentos aqui descritos está localizado na cidade de Tupã - SP, sendo propriedade da SABESP. Como explícito pelas Figuras 5.1(a) e (b), o campo de prova é composto por um grande terreno, onde existem tubos pressurizados enterrados e desenterrados, formando uma malha fechada. Nessa malha, formada por canos de PVC com diâmetro externo de 60 mm e espessura de 3.3 mm, existem três registros, sendo dois na tubulação principal, responsáveis pela alimentação da malha, e um para retirada do ar e drenagem do sistema, mostrado na parte esquerda do diagrama esquemático. Possui também instalações da SABESP, como um grande reservatório hídrico e um estacionamento, sendo o terreno posicionado entre uma rua, com tráfego moderado, e um supermercado, com grandes quantidades de motores em geral (exaustores, câmaras frias e ares-condicionados, por exemplo), os quais são considerados fontes de ruído do ambiente.

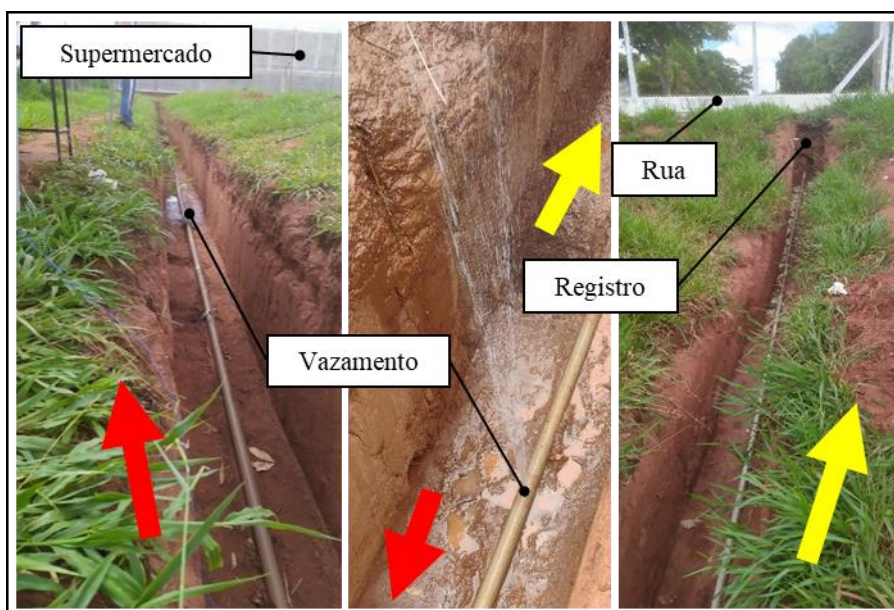
Figura 5.1 – Detalhes do campo de prova experimental da SAPESP de Tupã – SP: (a) Diagrama esquemático; (b) Fotografias em diferentes visões.



Fonte: elaborado pelo autor.

Os equipamentos utilizados para a realização dos experimentos foram montados ao longo da parte inferior do diagrama esquemático da Figura 5.1(a), no tubo desenterrado do campo de prova, o qual tem aproximadamente 45 m de comprimento e um vazamento. A Figura 5.1(b) mostra detalhes fotográficos do ambiente em duas visões, sendo que a seta verde representa a visão esquerda do campo de prova e a seta azul a visão direita, considerando que foram fotografadas aproximadamente no mesmo ponto de vista. A Figura 5.2 mostra o tubo desenterrado onde o vazamento é simulado, com os detalhes fotográficos mostrando toda a extensão da tubulação, onde a seta vermelha representa a visão esquerda do tubo e a seta amarela a visão direita. Na parte superior da tubulação há um furo de aproximadamente 3 mm de diâmetro, o qual é utilizado para gerar o vazamento no sistema.

Figura 5.2 – Fotografias detalhando o tubo desenterrado e o vazamento.



Fonte: fotografado e editado pelo autor.

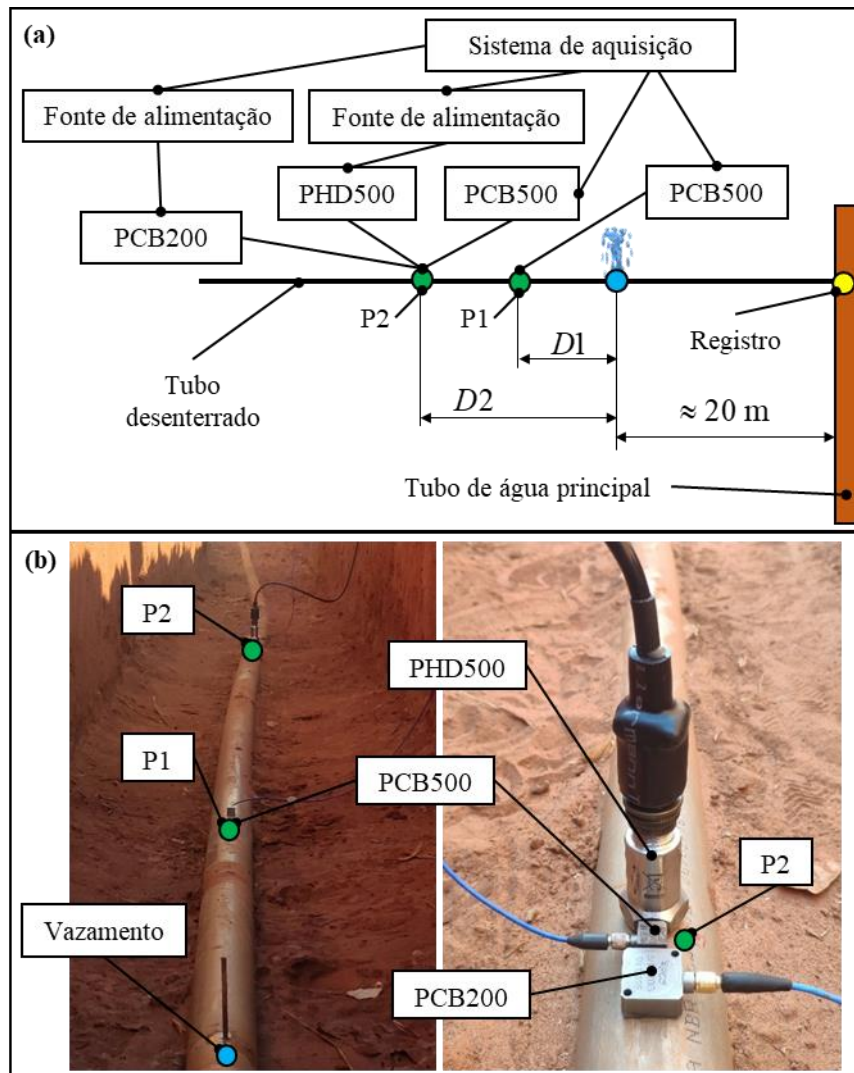
5.2 CAPACIDADE DE DETECÇÃO DO RUÍDO DE VAZAMENTO

O foco desse experimento foi estudar a capacidade de detecção do ruído do vazamento comparando os acelerômetros de melhor desempenho encontrados nos estudos em laboratório (MEMS capacitivo PCB200 e piezoelétrico brasileiro PHD500) com o melhor acelerômetro piezoelétrico disponível (PCB500), tanto com a redução na vazão do vazamento, quanto com o aumento da distância entre os sensores e o vazamento. O uso do campo de prova onde alguns parâmetros podem ser controlados de forma sistemática (como a localização dos acelerômetros e a intensidade do vazamento) foi essencial para investigar a eficácia na detecção de vazamentos utilizando diferentes sensores. Apesar do tubo não estar enterrado, o experimento ainda é representativo de problemas de detecção de vazamento, com o principal mecanismo de atenuação ocorrendo na interação do fluido com o tubo.

As investigações aqui explícitas foram realizadas entre 02/11/2021 e 06/11/2021, no campo de prova da SABESP de Tupã - SP. Outros experimentos anteriores também foram feitos nesse campo de prova para testar e definir as melhores condições experimentais para essa investigação, resultando na configuração apresentada pelas Figuras 5.3(a) e (b). Para a realização desse experimento, utilizou-se dois acelerômetros piezoelétricos PCB500 (333B40), um piezoelétrico PHD500 (ST510B) e um MEMS capacitivo PCB200 (3711E1110G). Mais detalhes dos acelerômetros montados no tubo são explícitos na Figura 5.3(b) e nos dados

expostos pelos Quadros 2.2 e 3.1, referentes aos acelerômetros piezoelétricos e MEMS capacitivos dos capítulos anteriores, respectivamente.

Figura 5.3 – Detalhes do experimento realizado: (a) Diagrama esquemático; (b) Fotografias do tubo e dos sensores.



Fonte: fotografado, editado e elaborado pelo autor.

A configuração dos experimentos explícita pelas Figuras 5.3(a) e (b) foi feita de modo a ter um acelerômetro PCB500 em P1, a uma distância $D1$ do vazamento, e três acelerômetros em P2 (PCB500, PHD500 e PCB200), a uma distância $D2$ do vazamento. A disposição dos pontos P1 e P2 foi estabelecida considerando que a energia do vazamento se propaga equivalentemente em ambos os lados do tubo. Dessa forma, o furo no tubo produz o sinal do ruído de vazamento que chega primeiro no ponto P1 e depois no ponto P2, equivalentemente ao experimento simulado utilizando a bancada de teste virtual. A mesma análise de sinais feita

no experimento com a bancada de teste do capítulo passado foi imposta aos dados coletados nesse experimento.

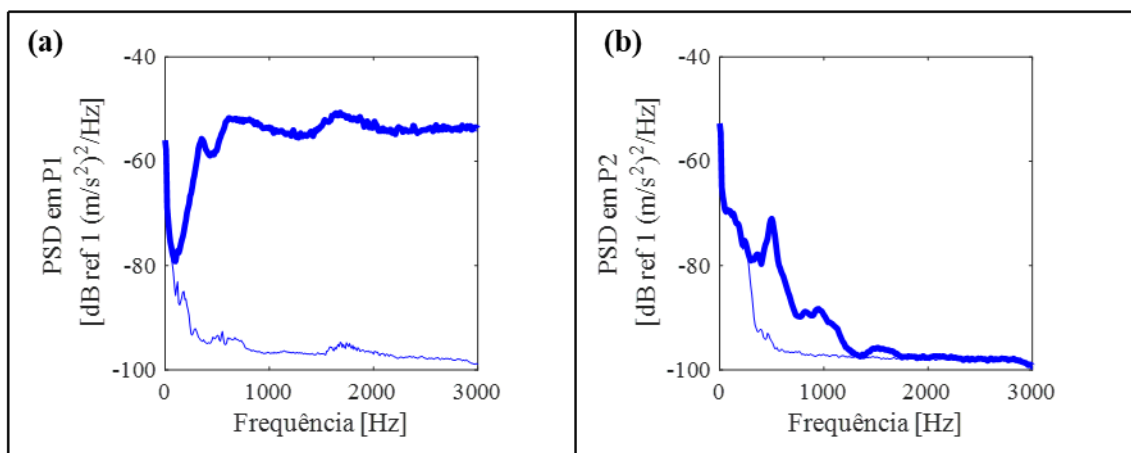
Os acelerômetros PCB500 foram alimentados pelo próprio sistema de aquisição da Siemens (LMS SCADAS XS), enquanto o PCB200 e o PHD500 utilizavam, respectivamente, uma fonte de alimentação DC da PCB Piezotronics (modelo 478A01) e uma fonte de alimentação externa construída, como já mencionada no capítulo anterior. Cabos extensores BNC foram utilizados em todas as entradas do sistema de aquisição para ser possível a conexão conjunta de todos os acelerômetros. O experimento em si foi subdividido em três etapas, sendo a primeira relacionada a obtenção das características do ruído do vazamento gerado, a segunda relacionada a variação na vazão do vazamento e a terceira relacionada a mudança nas posições de medição dos sensores.

5.2.1 Características do ruído de vazamento na tubulação

A primeira etapa desse experimento envolveu a leitura do sinal medido apenas pelos acelerômetros PCB500 no ponto P1 e P2, com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m, objetivando obter as características do sinal gerado pelo vazamento em termos de faixa de frequência e densidade espectral. As Figuras 5.4(a) e (b) mostram os resultados obtidos para a PSD do sinal em P1 e P2, respectivamente, sendo explícitos até 3000 Hz em função da faixa de frequência do acelerômetro PCB500 (0.9 a 3000 Hz). As linhas de menor espessura mostram o ruído do ambiente medido com o vazamento tampado e todos os equipamentos ligados. As linhas de maior espessura mostram o sinal obtido com o vazamento destampado e todos os registros da linha abertos.

Os resultados experimentais da Figura 5.4(a) indicam que o ruído do vazamento, nas condições do experimento, vai além de 3000 Hz na fonte, já que a 1 m do vazamento o sinal medido já está sendo atenuado pela tubulação. Essa observação corrobora com o resultado obtido simulando as características do campo de prova no site explícito no trabalho de Iwanaga *et al.* (2022), o qual mostra que o ruído do vazamento está possivelmente presente na tubulação até aproximadamente 4000 Hz, utilizando o material e as características geométricas do tubo. Os resultados da Figura 5.4(b) mostram que o sinal do ruído de vazamento possui as altas frequências atenuadas ao passo que se distância do vazamento, já que o ponto P2 está a 4 m do vazamento. O acelerômetro PCB500 no ponto P2 identifica o sinal gerado pelo vazamento satisfatoriamente entre aproximadamente 200 a 1200 Hz, porém ainda consegue identificar resquícios até aproximadamente 1700 Hz.

Figura 5.4 – Caracterização do ruído gerado pelo vazamento: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500 e a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500.



Fonte: elaborado pelo autor.

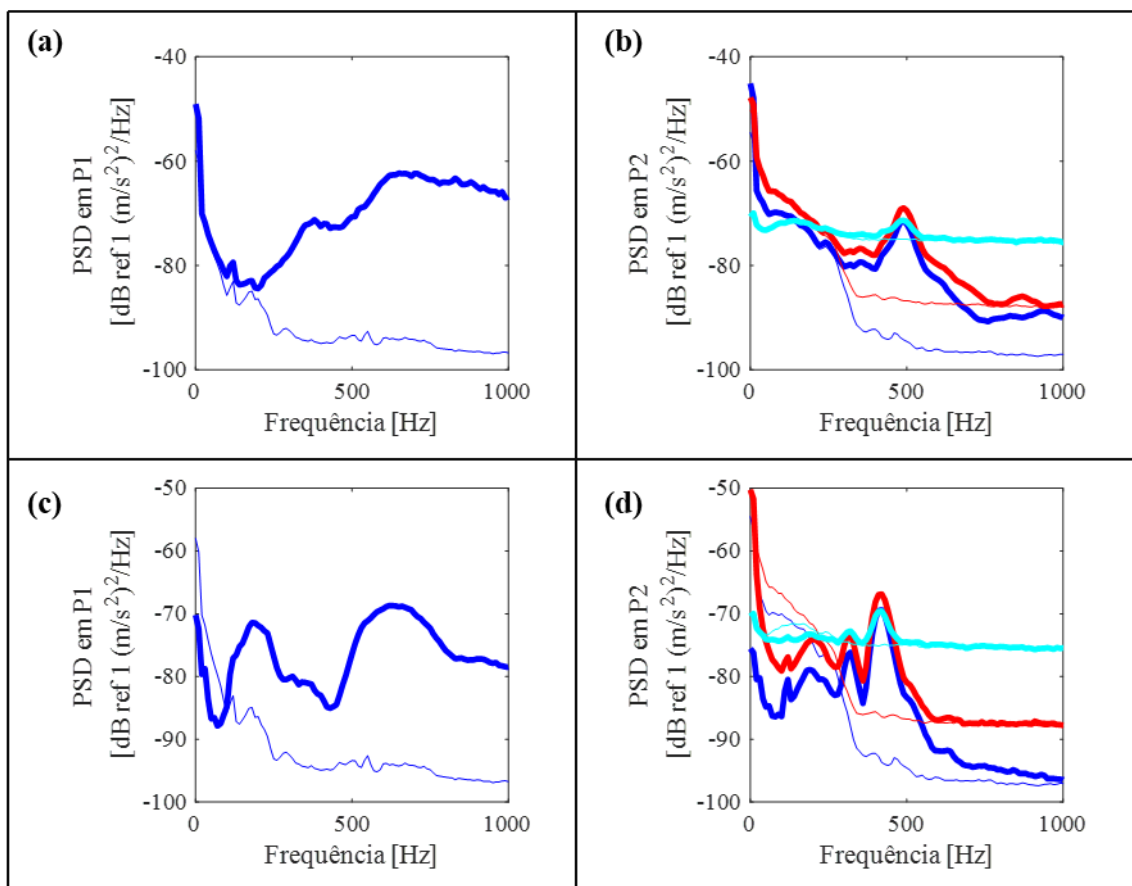
5.2.2 Variação na vazão do vazamento

A segunda parte desse experimento envolveu manter os pontos P1 e P2 fixos, variando a vazão do vazamento utilizando os registros de alimentação da linha, indo da condição de maior vazão, para a de menor vazão. No total, seis diferentes vazões foram obtidas (de 3840 a 450 mL/min) utilizando valores para $D1$ e $D2$, da Figura 5.3(a), de 1 m e 4 m, respectivamente. Todos os resultados obtidos das seis condições analisadas são explícitos no Apêndice C, porém, para simplificar a visualização dos resultados nesse capítulo, apenas esses dois níveis extremos de vazões serão graficamente considerados. A faixa de frequência na qual os resultados são explícitos foi definida para ser de 0 a 1000 Hz, em função da faixa de frequência do acelerômetro MEMS capacitivo utilizado.

As Figuras 5.5(a) e (b) explicitam os resultados obtidos para as PSD dos sinais nos pontos P1 e P2 com a vazão de 3840 mL/min, enquanto as Figuras 5.5(c) e (d) também mostram os resultados das PSD dos sinais nos pontos P1 e P2, porém, com a vazão de 450 mL/min. As linhas contínuas de menor espessura representam o ruído do ambiente medido por cada acelerômetro com o sistema todo ligado, porém com o vazamento tampado, enquanto as linhas contínuas de maior espessura representam os sinais medidos por cada acelerômetro com o vazamento destampado. As Figuras 5.5(a) e (c) mostram a PSD dos sinais provenientes da leitura do acelerômetro PCB500 no ponto P1, explicitando uma mudança nos níveis do sinal medido com o aumento da vazão do vazamento.

Foi observado uma variação do ruído do ambiente ao longo do dia, já que na Figura 5.5(c) o sinal medido com o vazamento supera, nas baixas frequências, o ruído do ambiente medido no início do experimento. Essa mudança no espectro do ruído do ambiente pode ter ocorrido em função da variação das condições da linha de distribuição de água ao longo do dia, em função dos horários de pico no consumo de água, além de interferências geradas pela grande quantidade de motores em geral do supermercado, que ligam e desligam em função da necessidade do estabelecimento. Essa mudança também pode ser observada nas Figuras 5.5(b) e (d), as quais mostram os sinais provenientes das leituras dos acelerômetros PCB500, PHD500 e PCB200.

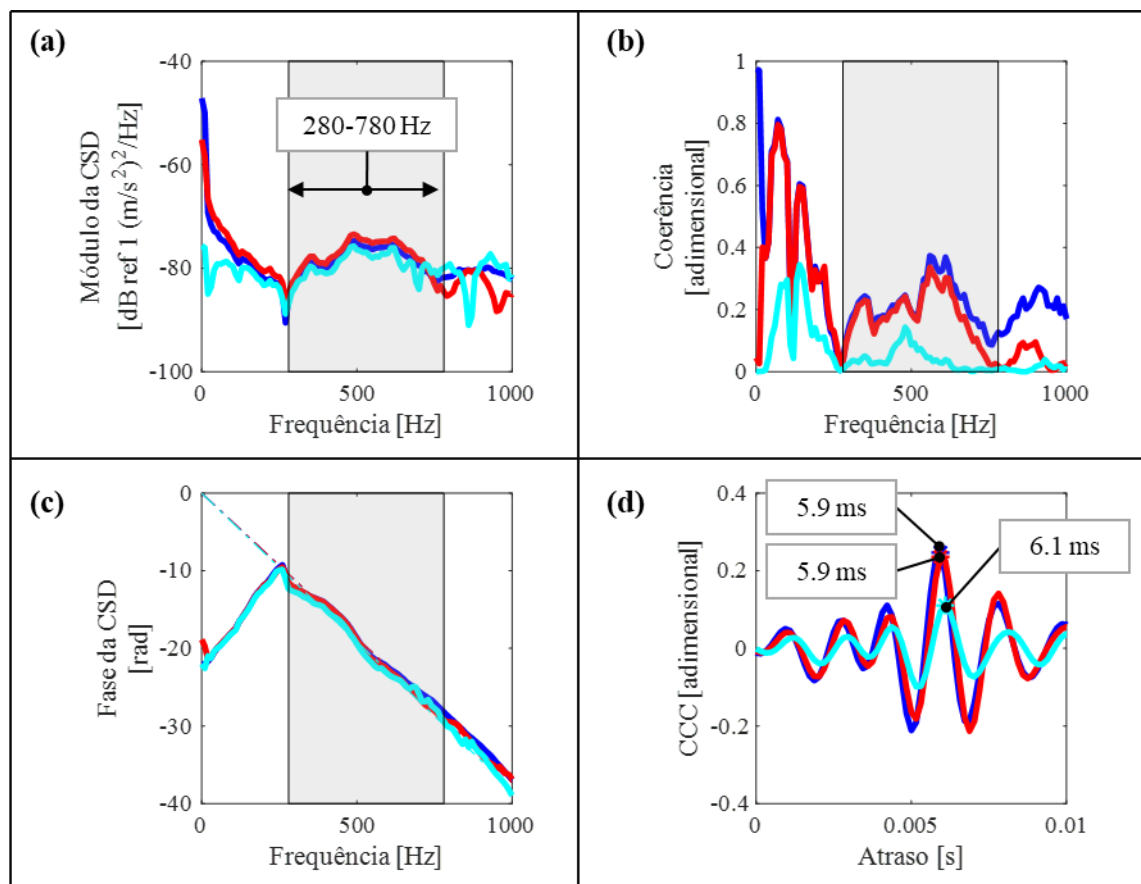
Figura 5.5 – Resultados obtidos com diferentes vazões: (a) PSD em P1 com 3840 mL/min; (b) PSD em P2 com 3840 mL/min; (c) PSD em P1 com 450 mL/min; (d) PSD em P2 com 450 mL/min. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200 e a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

As Figuras 5.6(a), (b), (c) e (d) mostram os resultados obtidos para o módulo da CSD dos sinais, a coerência entre eles, a fase da CSD e o CCC da leitura com a vazão do vazamento em 3840 mL/min, além dos plots utilizando os atrasos do sinal como coeficiente angular das retas na fase da CSD, obtidos pelos três acelerômetros. O retângulo em cinza nas Figuras 5.6(a), (b) e (c) representa a faixa de frequência efetiva do sinal, sendo definida em função da linearidade do sinal resultante da fase da CSD e dos níveis de coerência entre os sinais do PCB200, já que ele possui o maior nível de ruído gerado, a menor sensibilidade e a menor faixa de frequência de leitura, o que limita a quantidade de informação que ele consegue identificar. A Figura 5.6(d) mostra os resultados obtidos para os CCC, onde os pontos máximos das funções representam o tempo de atraso entre os tempos de chegada do ruído de vazamento nas posições P1 e P2, obtidos pelos três modelos de acelerômetros utilizados.

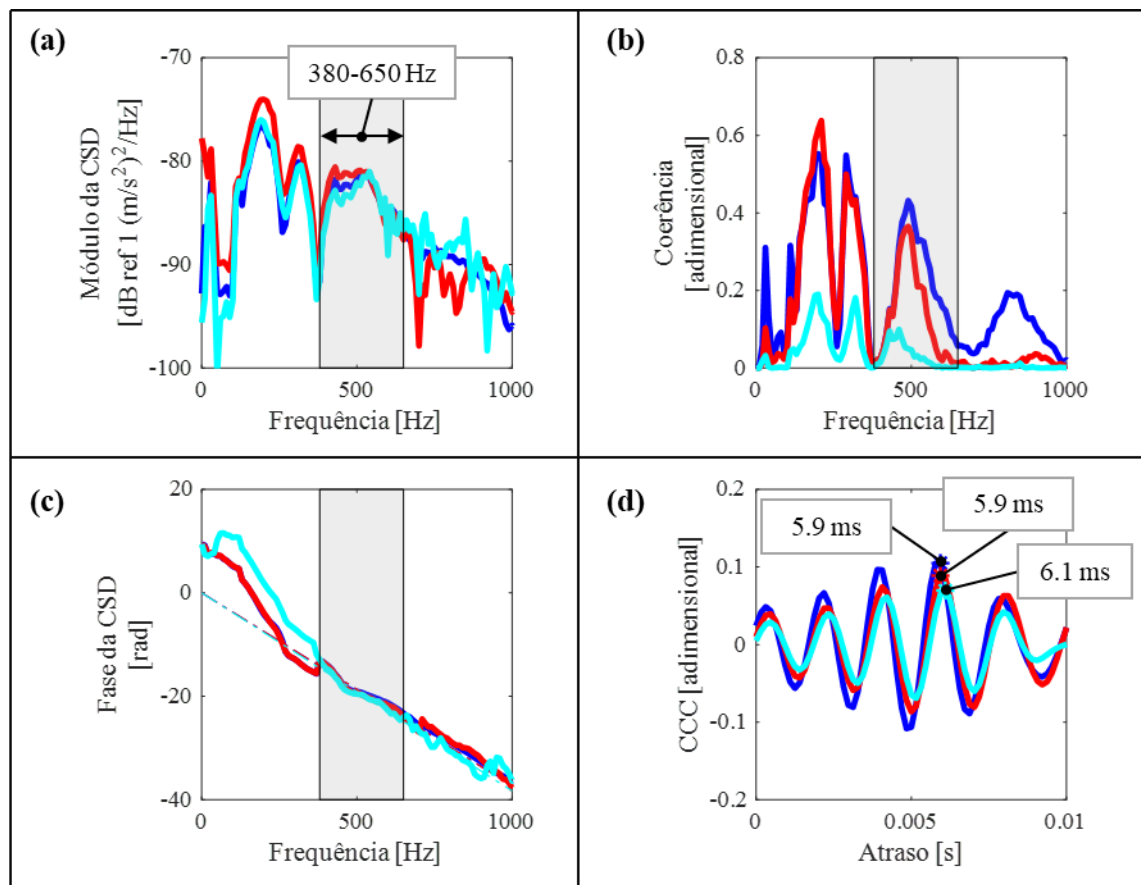
Figura 5.6 – Resultados obtidos com a vazão de 3840 mL/min: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha - - - o plot do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plot do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plot do pico do CCC obtido pelo PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 5.7 mostra os mesmos gráficos da Figura 5.6, porém, com a vazão em 450 mL/min. Fazendo uma comparação entre os gráficos das Figuras 5.6 e 5.7, é possível observar que houve uma redução na faixa de frequência efetiva dos sinais, ou seja, a faixa de frequência que o sinal de vazamento está sendo detectado, com o módulo da CSD e a parte linear de sua fase diminuindo. Além disso, os picos dos CCC ficaram menos evidentes e diminuíram os valores máximos, por mais que ainda tenham obtido resultados próximos para o atraso dos sinais. É possível notar também que os resultados explícitos pela fase da CSD do PCB200 na Figura 5.7(c) se distanciam a partir de aproximadamente 650 Hz da linha plotada pelo pico do CCC obtido para esse acelerômetro, diferentemente do que acontece com o PCB500 e PHD500, que se mantêm relativamente próximos a elas.

Figura 5.7 – Resultados obtidos com a vazão de 450 mL/min: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha - - - o plotte do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plotte do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plotte do pico do CCC obtido pelo PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

Uma análise simultânea da evolução dos resultados dessa etapa do experimento, no Apêndice C, explícitos pelas Figuras C.1 até C.6, possibilita a elaboração do Quadro 5.1, que compacta as informações obtidas utilizando os pontos máximos do CCC para obtenção da velocidade de propagação do ruído de vazamento pelos sensores, já que as distâncias entre o vazamento e os acelerômetros são conhecidas. Isso foi feito utilizando o conceito de velocidade média da Equação (1.1) do primeiro capítulo, onde a diferença nas distâncias dos sensores ($D1 - D2$) é dividida pelo atraso no sinal obtido por cada sensor.

Quadro 5.1 – Resumo das informações obtidas em diferentes vazões do vazamento.

Medida	Vazão [mL/min]	Faixa de frequência efetiva [Hz]	Velocidade de referência [m/s]	Acelerômetro	Velocidade pelo pico do CCC [m/s]	Diferença [%]
1	3840	280 - 780	505	PCB500	505	0
				PHD500	505	0
				PCB200	492	2.6
2	1500	280 - 710	480	PCB500	480	0
				PHD500	480	0
				PCB200	468	2.5
3	1020	300 - 690	492	PCB500	492	0
				PHD500	480	2.4
				PCB200	480	2.4
4	720	310 - 600	480	PCB500	480	0
				PHD500	468	2.5
				PCB200	468	2.5
5	600	370 - 620	480	PCB500	480	0
				PHD500	468	2.5
				PCB200	468	2.5
6	450	380 - 650	505	PCB500	505	0
				PHD500	505	0
				PCB200	492	2.6

Fonte: elaborado pelo autor.

Para avaliação da capacidade de detecção dos acelerômetros, a velocidade obtida por cada modelo foi comparada com a velocidade obtida pelo PCB500 no Quadro 5.1, sendo esse acelerômetro considerado a referência em função dos melhores resultados obtidos nos experimentos em laboratório do capítulo passado. Todos os acelerômetros conseguiram identificar o ruído do vazamento na tubulação, por mais que os erros percentuais do PCB200 foram maiores que os obtidos pelo PHD500 ao longo do experimento. As diferenças observadas na velocidade obtida pelo PCB500 para as diferentes vazões sugerem que as características do ruído do vazamento não são constantes com o tempo e possivelmente suscetíveis a mudanças nas condições do ambiente e/ou pela intensidade do vazamento.

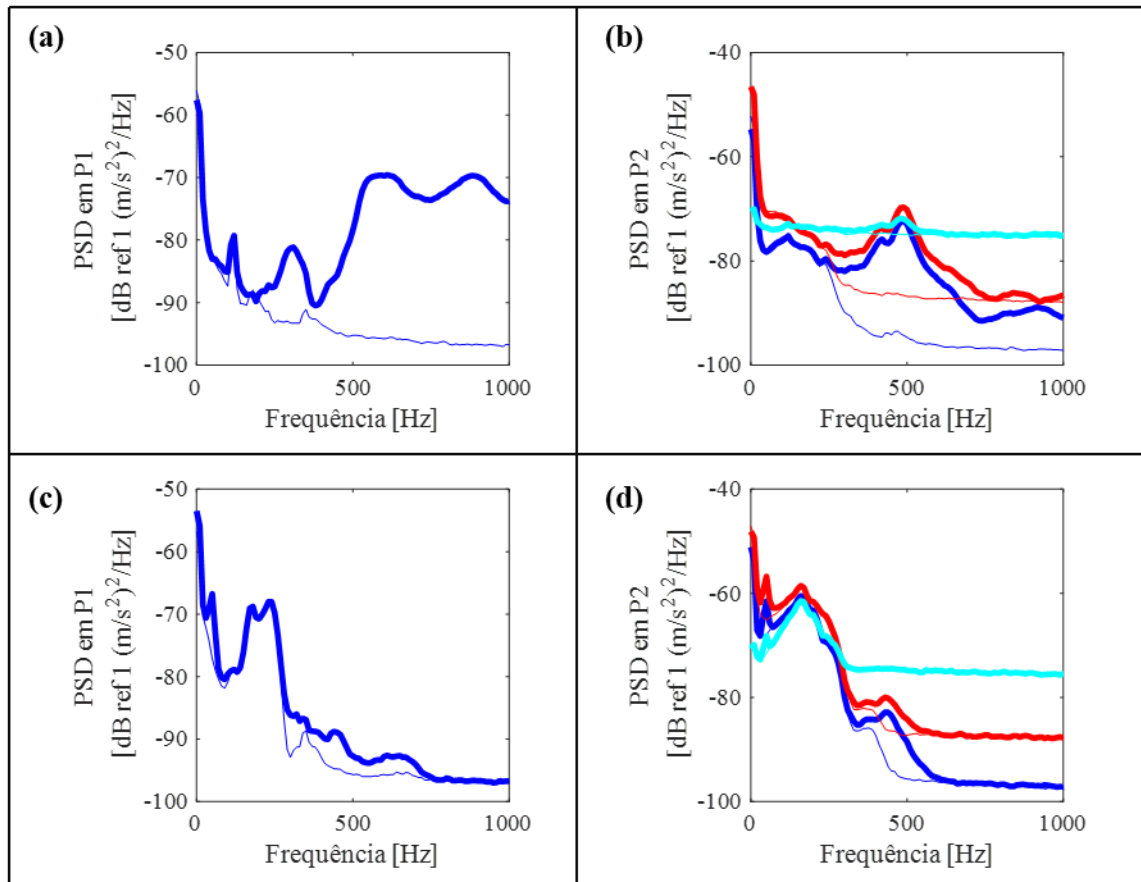
5.2.3 Variação nas posições dos sensores

A terceira parte desse experimento manteve a vazão do vazamento fixa (a maior) com a variação de P1 e P2 ocorrendo de forma a sempre ter o módulo da diferença entre $D1$ e $D2$ igual a uma constante (3 m). Essa condição foi estabelecida em função do tamanho máximo disponível do tubo desenterrado, da quantidade de medidas possíveis de serem feitas e da possibilidade de que todos os tempos de atraso entre os tempos de chegada do ruído de vazamento entre P1 e P2 sejam próximos, caso detectem o sinal do ruído de vazamento satisfatoriamente. Quatro diferentes medidas foram realizadas (de $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m até $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m), sendo todos os resultados novamente explícitos no Apêndice C pelas Figuras C.7 até C.10, que utilizam os mesmos tipos de gráficos da análise das Figuras C.1 até C.6 feita para as medidas envolvendo diferentes vazões do vazamento. Novamente, para simplificar a visualização dos resultados nesse capítulo, apenas as duas condições extremas serão graficamente consideradas.

As Figuras 5.8(a) e (b) explicitam os resultados obtidos para as PSD dos sinais nos pontos P1 e P2 com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m, enquanto as Figuras 5.8(c) e (d) também mostram os resultados das PSD dos sinais nos pontos P1 e P2, porém, com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m. As Figuras 5.8(a) e (c) mostram a PSD dos sinais provenientes da leitura do acelerômetro PCB500 no ponto P1, ficando evidente que o sinal foi atenuado ao passo que as distâncias dos sensores aumentaram em relação a posição do vazamento. Nota-se um aumento das baixas frequências no ruído do ambiente, o qual foi mensurado em cada variação da posição dos sensores, podendo estar relacionado com a aproximação dos sensores em relação ao supermercado, sendo afetado pelos ruídos produzidos desse estabelecimento. Isso também pode ser observado na análise das

Figuras 5.8(b) e (d), as quais mostram tanto o ruído do ambiente no ponto P2, quanto os sinais medidos pelos três modelos de acelerômetros.

Figura 5.8 – Resultados obtidos com diferentes distâncias entre sensores: (a) PSD em P1 com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m; (b) PSD em P2 com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m; (c) PSD em P1 com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m; (d) PSD em P2 com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200 e a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200.

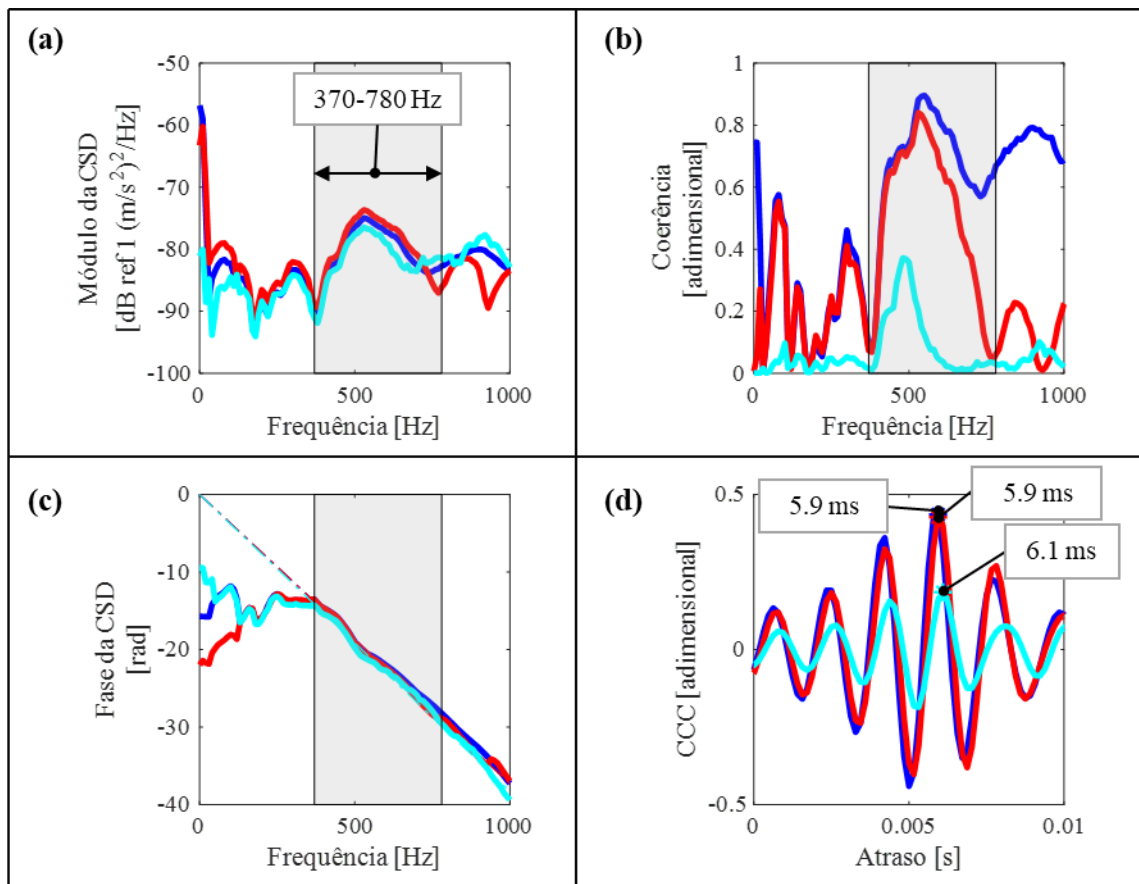


Fonte: elaborado pelo autor.

As Figuras 5.9(a), (b), (c) e (d) explicitam os resultados obtidos para o módulo da CSD, a coerência, a fase da CSD e o CCC da interação entre as leituras dos sensores com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m, além dos plotes utilizando os atrasos dos sinais obtidos por cada sensor. Nelas, é possível notar que os níveis de coerência entre os sinais obtidos pelo PCB500 e PHD500 são maiores que o do PCB200, o que reduz o pico do CCC obtido pelo PCB200 em relação a eles, por mais que todos tenham identificado corretamente os atrasos no sinal e a parte linear no gráfico da fase da CSD.

A Figura 5.10 explicita os mesmos gráficos da Figura 5.9, porém, com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m. Nos gráficos explícitos pela Figura 5.10, é possível notar que há uma baixa coerência no sinal do PCB200, porém, o acelerômetro ainda consegue identificar um atraso no sinal relativamente próximo aos obtidos pelo PCB500 e PHD500, por mais que o valor máximo do CCC do PCB200 seja inferior em relação aos outros acelerômetros. A comparação entre as Figuras 5.9 e 5.10 sugere que houve uma redução na faixa de frequência efetiva dos sinais, como pode ser observado graficamente no módulo da CSD, na fase e na coerência entre os sinais.

Figura 5.9 – Resultados obtidos com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.

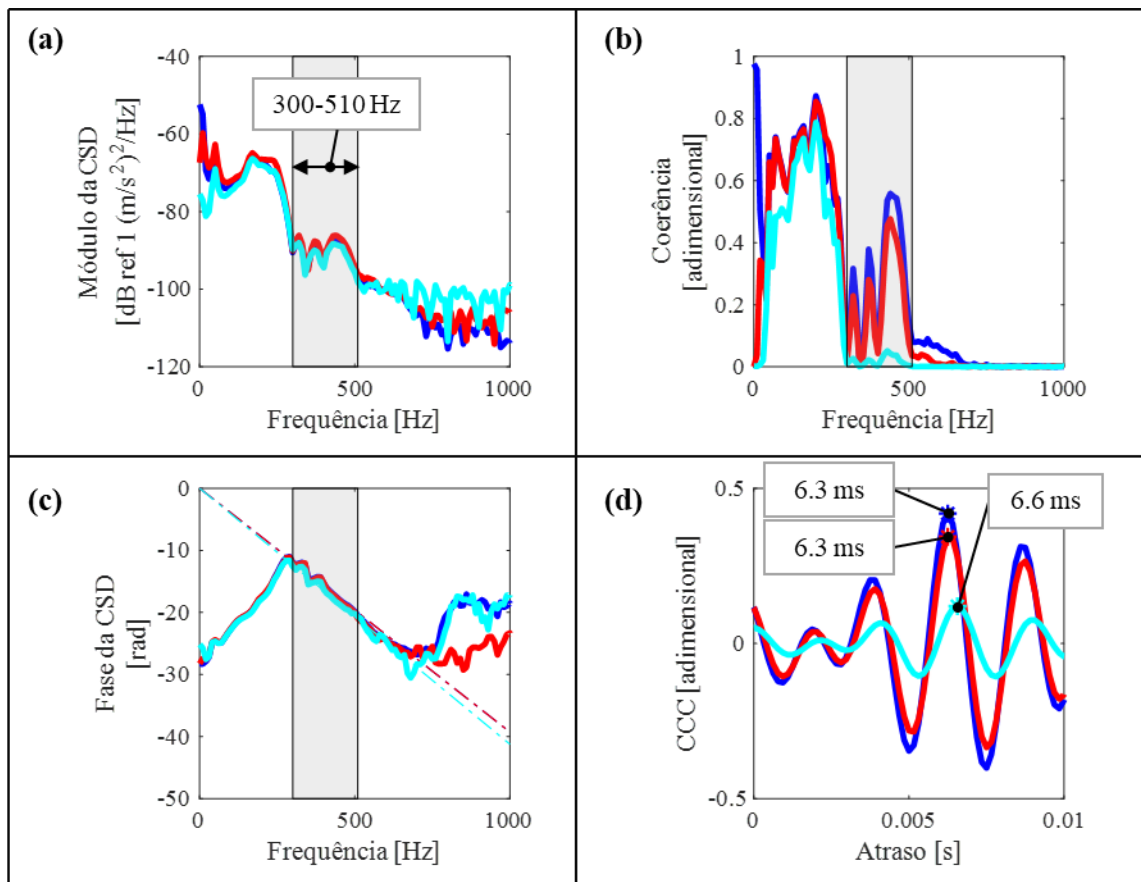


Fonte: elaborado pelo autor.

Uma análise simultânea da evolução dos resultados obtidos para essa parte do experimento, no Apêndice C, explícitos pelas Figuras C.7 até C.10, possibilita a elaboração do Quadro 5.2, que compacta as informações obtidas utilizando os pontos máximos do CCC para

obtenção da velocidade de propagação do ruído de vazamento pelos sensores, equivalentemente como feito no Quadro 5.1. Novamente, todos os acelerômetros conseguiram identificar os sinais do vazamento nas condições apresentadas, por mais que os erros percentuais do PCB200 foram maiores que os obtidos pelo PHD500 ao longo do experimento.

Figura 5.10 – Resultados obtidos com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m: (a) Módulo da CSD; (b) Coerência; (c) Fase da CSD; (d) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha - - - o plotte do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plotte do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plotte do pico do CCC obtido pelo PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

As diferenças observadas na velocidade de referência do ruído de vazamento, obtida pelo PCB500, sugerem que o espectro do ruído de vazamento é suscetível as mudanças nas condições ambientais, em função de ruídos externos do ambiente, da posição dos sensores no tubo, das temperaturas e do nível de utilização da rede de água ao longo do dia, por exemplo. Essas diferenças também podem estar relacionadas com a presença de discontinuidades (emendas entre tubos, por exemplo) ao passo que os pontos de medição se movem ao longo da

tubulação, responsáveis por gerarem reflexões no sistema, conforme também observado no trabalho de Almeida (2013).

Quadro 5.2 – Resumo das informações obtidas em diferentes posições dos sensores em relação ao vazamento.

Medida	Distâncias [m]	Faixa de frequência efetiva [Hz]	Velocidade de referência [m/s]	Acelerômetro	Velocidade pelo pico do CCC [m/s]	Diferença [%]
1	D1 = 1 D2 = 4	370 - 780	505	PCB500	505	0
				PHD500	505	0
				PCB200	492	2.6
2	D1 = 4 D2 = 7	360 - 740	600	PCB500	600	0
				PHD500	600	0
				PCB200	565	5.8
3	D1 = 7 D2 = 10	380 - 690	427	PCB500	427	0
				PHD500	427	0
				PCB200	409	4.2
4	D1 = 10 D2 = 13	300 - 510	480	PCB500	480	0
				PHD500	480	0
				PCB200	457	4.8

Fonte: elaborado pelo autor.

5.3 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Esse capítulo descreveu os experimentos realizados em campo no intuito de investigar a capacidade de detecção do ruído de vazamento utilizando dois diferentes modelos de acelerômetros piezoelétricos e um modelo de MEMS capacitivo. Os acelerômetros utilizados foram dois PCB500, adotados como referências, um PHD500 e um PCB200, onde ambos foram avaliados em comparação com os resultados obtidos pelos acelerômetros de referência. O campo de prova utilizado foi contextualizado mostrando detalhes da tubulação com o vazamento aplicado, os acelerômetros e os equipamentos utilizados nas três etapas do experimento. Na primeira etapa, relacionada a obtenção das características do ruído de vazamento gerado no tubo, foi possível observar que o espectro medido do ruído no tubo, nas condições do experimento, vai além de 3000 Hz. Uma simulação utilizando os parâmetros do tubo e do campo de prova sugerem que o ruído pode ser lido até aproximadamente 4000 Hz na

tubulação, isso considerando o ponto de medição o mais próximo possível da fonte emissora, já que ao passo que a distância de medição aumenta, o ruído é atenuado nas altas frequências. Tanto na segunda etapa do experimento, relacionada a variações na vazão do vazamento e posição fixa dos sensores, quanto na terceira etapa, relacionada a variação das posições dos sensores utilizando o maior vazamento, foi possível observar que todos os acelerômetros conseguiram identificar o ruído do vazamento na tubulação. Nessas etapas, ficou evidente que os erros percentuais obtidos pelo PCB200 foram maiores que os obtidos pelo PHD500 ao longo do experimento, certamente ocorrendo em função da menor sensibilidade, menor faixa de frequência e maiores níveis de ruídos do acelerômetro PCB200, o que limita a quantidade de informações que o sensor consegue identificar. Foi possível observar que a faixa de frequência efetiva dos sinais, os quais se relacionam linearmente na fase da CSD com certo nível de coerência, reduziu com a diminuição da vazão do vazamento e com o aumento das distâncias de medição dos sensores. Em ambas as etapas foi observado diferenças nas velocidades de referência do ruído de vazamento obtidas pelos PCB500 ao longo dos experimentos, o que sugere que as características do ruído de vazamento não são constantes com o tempo e modificam-se possivelmente ao passo que ocorrem mudanças nas condições do ambiente e/ou na intensidade do sinal que o vazamento gera com os diferentes níveis de vazões utilizados. Essas diferenças também podem estar relacionadas com as reflexões que acontecem na tubulação, em função da presença de descontinuidades (emendas entre tubos, por exemplo) ao passo que os pontos de medição se movem ao longo do tubo.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, as discussões e as principais conclusões dessa dissertação são apresentadas juntamente com sugestões para trabalhos futuros. Informações detalhadas são contextualizadas em cada capítulo, portanto, apenas os pontos julgados mais importantes serão aqui abordados. Nesse trabalho, uma visão geral sobre a quantidade de água desperdiçada em grande parte por vazamentos em tubulações foi apresentada em conjunto com as principais técnicas, metodologia e equipamentos utilizados para detectar e localizar vazamentos em tubulações de água. Duas investigações matemáticas paralelas foram feitas para obtenção de parâmetros que influenciam a sensibilidade e o tamanho da faixa de frequência útil de acelerômetros, uma para piezoelétricos e outra para MEMS capacitivos. Tanto investigações em laboratório quanto em campo foram realizadas para explorar as características do ruído gerado pelo vazamento e avaliar a eficácia de acelerômetros piezoelétricos e MEMS capacitivos na detecção de vazamentos em tubulações de água, aplicando diferentes intensidades de vazamentos e distâncias entre sensores.

6.1 DISCUSSÕES

Fazendo uma análise geral entre o segundo e o terceiro capítulo, nota-se que os modelos desenvolvidos para o acelerômetro piezoelétrico e o MEMS capacitivo, em termos de sensibilidade e faixa de frequência, são relativamente parecidos. No caso do primeiro, a faixa de frequência é limitada em função de dois limites, tanto inferior quanto superior, o que não acontece no segundo, onde apenas o limite superior controla a faixa de frequência desse acelerômetro.

Outra observação pertinente é que a sensibilidade do acelerômetro piezoelétrico é afetada por menos parâmetros que a do MEMS capacitivo, o que indica um sistema construtivo mais complexo para esse último tipo de acelerômetro e abre possibilidades para maiores combinações possíveis entre as variáveis do projeto. Caso o desejo seja elaborar um protótipo de acelerômetro MEMS capacitivo, é possível utilizar as equações desenvolvidas no sentido inverso para determinar alguns objetivos de projeto, podendo ser baseadas, num primeiro momento, em informações da ficha de dados de um acelerômetro comercial MEMS confiável já fabricado que detecta satisfatoriamente o ruído de vazamento.

Fazendo uma análise geral entre o quarto e o quinto capítulo, nota-se que o espectro do ruído gerado com a simulação da bancada ficou abaixo de 600 Hz, enquanto nos estudos de campo, o espectro do ruído foi além de 3 kHz. As velocidades da onda obtidas no experimento da bancada também foram inferiores as obtidas nos experimentos em campo. Essas diferenças ocorreram certamente pela atenuação do solo no sinal do ruído, como observado em trabalhos descritos nos estudos bibliográficos, já que a simulação na bancada leva em consideração um tubo enterrado, enquanto os experimentos em campo utilizam um ambiente com um tubo desenterrado.

O acelerômetro MEMS capacitivo PCB200 possui faixa de frequência até 1 kHz, enquanto os piezoelétricos PCB500 e PHD500 possuem faixas até 3 e 10 kHz, respectivamente. Dessa forma, toda a faixa de frequência gerada pelo vazamento está contida na faixa de frequência de leitura dos acelerômetros no experimento com a bancada, o que não acontece no experimento em campo, já que o PCB200 mede uma faixa de frequência limitada do ruído de vazamento. Ao passo que as distâncias aumentam nos experimentos em campo, a faixa de frequência do ruído é atenuada drasticamente nas altas frequências mesmo sem a presença do solo, chegando próximo de 1 kHz.

Todas essas informações sugerem que um protótipo MEMS capacitivo baseado nas características do acelerômetro PCB200 pode ser um bom ponto de partida para estudos futuros relacionados a detecção e localização de vazamentos em tubulações enterradas de água. Para melhorar esse protótipo, de modo a favorecer a detecção do ruído de vazamento, seria interessante diminuir os níveis de ruído dele, aumentar a sensibilidade e possivelmente aumentar a faixa de frequência de leitura para garantir que todo o espectro gerado pelo ruído esteja sempre dentro dela.

6.2 PRINCIPAIS CONCLUSÕES

- A faixa de frequência de um acelerômetro piezoelétrico é definida pelo limite inferior, em função da frequência de corte do circuito e do erro máximo admitido na fase da FRF do acelerômetro, e pelo limite superior, em função da frequência natural do sistema e do erro máximo admitido no módulo da referida FRF. Isso não acontece para um MEMS capacitivo, onde apenas o limite superior controla a faixa de frequência, o que possibilita a leitura de níveis DC por esse tipo de acelerômetro.

- As sensibilidades de um acelerômetro piezoelétrico e de um MEMS capacitivo são influenciadas por parâmetros elétricos e mecânicos do projeto, porém, há maior quantidade de

variáveis que influenciam a sensibilidade de um acelerômetro MEMS capacitivo. Como há mais variáveis que influenciam a sensibilidade, mais combinações de parâmetros podem ser utilizadas para alcançar necessidades de projeto estabelecidas;

- Existe um acelerômetro piezoelétrico robusto fabricado no Brasil que consegue medir e detectar acertadamente ruídos de vazamentos em tubulações de água. Esse acelerômetro, denominado simplificadaamente como PHD500, é o ST510B fabricado pela PHD Sensors, de sensibilidade 500 mV/g, faixa de frequência de 0.9 a 10000 Hz e 150 μ g rms de ruído;

- Acelerômetros fabricados com a tecnologia MEMS conseguem medir adequadamente os sinais gerados por vazamentos, localizando a fonte emissora em tubulações de água tanto em diferentes intensidades do vazamento, quanto em diferentes distâncias, com erros relativamente pequenos quando comparados a acelerômetros piezoelétricos. Dessa forma, a técnica de fabricação não afeta a leitura do ruído se o acelerômetro tiver sensibilidade, níveis de ruído e faixa de frequência adequada;

- Maiores sensibilidades e menores níveis de ruído gerado pelos acelerômetros favorecem a detecção do ruído de vazamento. Acelerômetros com faixa de frequência mais ampla podem também favorecer a detecção do vazamento por englobar mais informações espectrais do sinal gerado pelo vazamento;

- Dentre os três melhores acelerômetros encontrados (dois piezoelétricos e um MEMS capacitivo), o com maior capacidade de detectar menores vazamentos em distâncias mais longas é o PCB500, seguido pelo PHD500 e pelo PCB200;

- O acelerômetro MEMS capacitivo modelo 3711E1110G da PCB Piezotronics, simplificado como PCB200, de sensibilidade 200 mV/g, faixa de frequência de 0 a 1000 Hz e 638 μ g rms de ruído, é um bom ponto de partida para estudos futuros relacionados a prototipação e fabricação nacional de um acelerômetro MEMS capacitivo aplicado a detecção de vazamentos em tubulações enterradas de água. Para desempenhar melhor que o PCB200, o protótipo pode objetivar reproduzir as características do acelerômetro piezoelétrico modelo 333B40, simplificado como PCB500, da marca PCB Piezotronics, de sensibilidade 500 mV/g, faixa de frequência de 0.5 a 3000 Hz e 62 μ g rms de ruído.

6.3 RECOMENDAÇÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

- Usar as equações desenvolvidas no sentido inverso para obter alguns parâmetros construtivos de projeto do tipo de acelerômetro necessitado, MEMS capacitivo ou piezoelétrico, que satisfaça as recomendações explicitadas nesse trabalho;

- Estudar e simular o projeto de um acelerômetro MEMS capacitivo que tenha as características em termos de sensibilidade, faixa de frequência e ruído recomendadas nesse trabalho utilizando softwares especializados;
- Elaborar um protótipo de acelerômetro MEMS capacitivo, utilizando um demodulador comercial, e avaliar a capacidade de detecção de ruídos de vazamentos desse protótipo em relação ao melhor acelerômetro MEMS capacitivo reportado nessa dissertação;
- Estudar os circuitos integrados necessários para demodular os sinais de um protótipo de acelerômetro MEMS capacitivo. Projetar, prototipar e avaliar o circuito em relação a um demodulador comercial;
- Aplicar em mais estudos de detecção de vazamentos em tubulações de água tanto o melhor acelerômetro piezoelétrico brasileiro quanto o melhor MEMS capacitivo encontrados nesse trabalho.

REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, C. K., & SADIKU, M. N. (2009). *Fundamentals of Electric Circuits* (4^a ed.). New York: McGraw-Hill.
- ALMEIDA, F. C. (2013). *Improved acoustic methods for leak detection in buried plastic water distribution pipes*. Tese (PhD em Engenharia Mecânica), Universidade de Southampton, Inglaterra.
- ALMEIDA, F. C., BRENNAN, M. J., JOSEPH, P. F., WHITFIELD, S., DRAY, S., & PASCHOALINI, A. T. (2014). On the acoustic filtering of the pipe and sensor in a buried plastic water pipe and its effect on leak detection: an experimental investigation. *Sensors*, 14(3), 5595-5610.
- ALMEIDA, F. C., BRENNAN, M. J., KROLL DE LIMA, F., IWANAGA, M. K., & SCUSSEL, O. (2021). Using a geophone as an actuator to estimate the velocity of leak noise propagation in buried water pipes. *Applied Acoustics*, 184.
- AQUASAVE. (2015). *Aquasave: Water management solutions*. Acesso em 22 de Março de 2020, disponível em <http://www.aquasave.mk/en-GB/Home/ServiceDetails/15>
- BEER, F. P., JOHNSTON JR, E. R., DEWOLF, J. T., & MAZUREK, D. F. (2011). *Mecânica dos materiais* (5^a ed.). Porto Alegre: AMGH.
- BOSER, B. E., & HOWE, R. T. (1996). Surface Micromachined Accelerometers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 31(3), 337-344.
- BRENNAN, M. J., GAO, Y., & JOSEPH, P. F. (2007). On the relationship between time and frequency domain methods in time delay estimation for leak detection in water distribution pipes. *Journal of Sound and Vibration*, 304, 213-223.
- BRENNAN, M. J., GAO, Y., & JOSEPH, P. F. (2009). On the effects of reflections on time delay estimation for leak detection in buried plastic water pipes. *Journal of Sound and Vibration*, 325, 649-663.
- BRENNAN, M. J., JOSEPH, P. F., MUGGLETON, J. M., & GAO, Y. (2006). The use of acoustic methods to detect water leaks in buried water pipes. *Water & Sewerage Journal*, 1, 11-14.
- BRENNAN, M. J., KARIMI, M., MUGGLETON, J. M., ALMEIDA, F. C., LIMA, F. K., AYALA, P. C., . . . KESSISSOGLOU, N. (2018). On the effects of soil properties on leak noise propagation in plastic water distribution pipes. *Journal of Sound and Vibration*, 427, 120-130.
- BRENNAN, M. J., KROL DE LIMA, F., ALMEIDA, F. C., JOSEPH, P. F., & PASCHOALINI, A. T. (2016). A virtual pipe rig for testing acoustic leak detection correlators: Proof of concept. *Applied Acoustics*, 102, 137-145.
- BRITISH BROADCASTING CORPORATION - BBC. (2018). *The 11 cities most likely to run out of drinking water – like Cape town*.

BUTTERFIELD, J. D., MERUANE, V., COLLINS, R. P., MEYERS, G., & BECK, S. B. (2018). Prediction of leak flow rate in plastic water distribution pipes using vibro-acoustic measurements. *Structural Health Monitoring*, 17(4), 959–970.

CASTILLO, P. C. (2019). *An investigation into some signal processing techniques for the development of a low-cost acoustic correlator to detect and locate leaks in buried water pipes*. Tese de Doutorado, Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho", Faculdade de Engenharia, Ilha Solteira.

DOEBELIN, E. O. (1990). *Measurement Systems: Application and Design* (4^a ed.). McGraw-Hill.

FRAGA, M. A., PESSOA, R. S., MASSI, M., & MACIEL, H. S. (2014). Silicon Carbide as Base Material for MEMS Sensors of Aerospace Use: An Overview. *Scientific Electronic Library Online*, 19:3.

FUCHS, H. V., & RIEHLE, R. (1991). Ten years of experience with leak detection by acoustic signal analysis. *Applied Acoustics*, 33, 1-19.

GAO, Y., BRENNAN, M. J., JOSEPH, P. F., MUGGLETON, J. M., & HUNAIDI, O. (2004). A model of the correlation of leak noise in buried plastic water pipes. *Journal of Sound and Vibration*, 277, 133-148.

GAO, Y., LIU, Y., & MUGGLETON, J. M. (2017). Axisymmetric fluid-dominated wave in fluid-filled plastic pipes: loading effects of surrounding elastic medium. *Applied Acoustics*, 116, 43–49.

GO-ASSOCIADOS & INSTITUTO TRATA BRASIL. (2019). *Perdas de Água 2019 (SNIS 2017): Desafios para Disponibilidade Hídrica e Avanço da Eficiência do Saneamento Básico*. Estudo Técnico, São Paulo. Acesso em 8 de Março de 2020, disponível em <http://www.abes-mg.org.br/visualizacao-de-clipping/ler/10163/perdas-de-agua-potavel-seriam-suficientes-para-abastecer-30-da-populacao-brasileira-por-um-ano>

GÖNENLI, I. E., ÇELİK-BUTLER, Z., & BUTLER, D. P. (2010). MEMS Accelerometers on Polyimides for Failure Assessment in Aerospace Systems. *Sensors*, 1211-1215.

HUNAIDI, O. (1998). Ground-penetrating radar for detection of leaks in buried plastic water distribution pipes. *Seventh International Conference on Ground-Penetrating Radar*, 783-786.

HUNAIDI, O., CHU, W. T., WANG, A., & GUAN, W. (2000). Detecting leaks in plastic pipes. *Journal of the American Water Works Association*, 92, 82-94.

IWANAGA, M. K., BRENNAN, M. J., ALMEIDA, F. C., SCUSSEL, O., & CEZAR, S. O. (2022). A laboratory-based leak noise simulator for buried water pipes. *Applied Acoustics*, 185, 11.

JOSHI, A., REDKAR, S., & SUGAR, T. (2015). Characterization of Capacitive Comb-finger MEMS Accelerometers. *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics*, 4(4), 320-333.

KINGDOM, B., LIEMBERGER, R., & MARIN, P. (2006). The challenge of reducing non-revenue water (NRW) in developing countries. *Water Supply and Sanitation Board*

Discussion Paper Series, p. 52. Acesso em 18 de Março de 2020, disponível em <https://siteresources.worldbank.org/INTWSS/Resources/WSS8fin4.pdf>

KRISHNAN, G., KSHIRSAGAR, C. U., ANANTHASURESH, G. K., & BHAT, N. (2007). Micromachined High-Resolution Accelerometers. *Journal of the Indian Institute of Science*, 87:3, 333-361.

KUEHNEL, W. (1995). Modelling of the mechanical behavior of a differential capacitor acceleration sensor. *Sensors and Actuators A*, 48, 101-108.

LISTON, D. A., & LISTON, J. D. (1992). Leak detection techniques. *Journal of the New England Water Works Association*, 106, 103-108.

MARTINI, A., TRONCOSSI, M., & RIVOLA, A. (2017). Vibroacoustic Measurements for Detecting Water Leaks in Buried Small-Diameter Plastic Pipes. *Journal of Pipeline Systems Engineering and Practice*, 8(4).

MEIROVITCH, L. (2001). *Fundamentals of vibration*. Singapura: McGraw-Hill.

MUGGLETON, J. M., & BRENNAN, M. J. (2004). Leak noise propagation and attenuation in submerged plastic water pipes. *Journal of Sound and Vibration*, 278, 527-537.

MUGGLETON, J. M., BRENNAN, M. J., & LINFORD, P. W. (2004). Axisymmetric wave propagation in fluid-filled pipes: wavenumber measurements in in-vacuo and buried pipes. *Journal of Sound and Vibration*, 270, 172-190.

PCB PIEZOTRONICS. (2003). *General Signal Conditioning Guide*. Depew, New York: PCB Piezotronics.

PCB PIEZOTRONICS. (2021). *Vibration Accelerometers*. Depew, New York: PCB Piezotronics. Acesso em 3 de Fevereiro de 2022, disponível em https://www.pcb.com/Portals/PCB2/Page_Teaser/Downloads/TM-VIB-PosterBook-dub.pdf

PENTEADO, C., OLIVATTI, Y., LOPES, G., RODRIGUES, P., FILEV, R., & AQUINO, P. T. (2018). Water leaks detection based on thermal images. *IEEE International Smart Cities Conference (ISC2)*, 1-8.

PUUST, R., KAPELAN, Z., SAVIC, D. A., & KOPPEL, T. (2010). A review of methods for leakage management in pipe networks. *Urban Water Journal*, 7, 25-45.

RAO, S. S. (2017). *Mechanical Vibration* (6^a ed.). Miami: Pearson.

REED, D. W., & PRICE, M. (1989). The influence of mains leakage and urban drainage on groundwater levels beneath conurbations in the UK. *Proceedings of the Institution Civil Engineering*, 86, 31-39.

REGUIED, S. K., GHEMARI, Z., BENSLIMANE, T., & SAAD, S. (2018). Modeling and Enhancement of Piezoelectric Accelerometer Relative Sensitivity. *Springer Nature*, 1-14.

SCUSSEL, O., BRENNAN, M. J., ALMEIDA, F. C., MUGGLETON, J. M., E., R., & JOSEPH, P. F. (2021). Estimating the spectrum of leak noise in buried plastic water

distribution pipes using acoustic or vibration measurements remote from the leak. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 147, 107059.

SCUSSEL, O., BRENNAN, M. J., MUGGLETON, J. M., ALMEIDA, F. C., & PASCHOALINI, A. T. (2019). Estimation of the bulk and shear moduli of soil surrounding a plastic water pipe using measurements of the predominantly fluid wave in the pipe. *Journal of Applied Geophysics*, 164, 237-246.

SECRETARIA NACIONAL DE SANEAMENTO. (2019). *Sistema Nacional de Informações sobre Saneamento: 24º Diagnóstico dos Serviços de Água e Esgotos – 2018*. Brasil, Ministério do Desenvolvimento Regional. Brasília: SNS/MDR. Acesso em 08 de Março de 2020, disponível em http://www.snis.gov.br/downloads/diagnosticos/ae/2018/Diagnostico_AE2018.pdf

SENTURIA, S. D. (2001). *Microsystem Design*. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers.

SERRIDGE, M., & LICHT, T. R. (1987). *Piezoelectric Accelerometer and Vibration Preamplifier: Theory and Application Handbook*. Dinamarca: Brüel & Kjær.

SHIN, K., & HAMMOND, J. K. (2008). *Fundamentals of signal processing for sound and vibration*. Chichester: John Wiley & Sons.

SNEDDON, K. W., OLHOEFT, G. R., & POWERS, M. H. (2000). Determining and mapping DNAPL saturation values from noninvasive GPR measurements. *Symposium on the Application of Geophysics to Environmental and Engineering Problems*, 293-302.

SOIN, N., ANAND, S. C., & SHAH, T. H. (2016). Energy harvesting and storage textiles. *Handbook of Technical Textiles*, 2, 357-396.

STMICROELECTRONICS. (2015). *Signal conditioning for shock sensors AN4708*. Genebra: STMicroelectronics.

TARIQ, S., HU, Z., & ZAYED, T. (2021). Micro-electromechanical systems-based technologies for leak detection and localization in water supply networks: A bibliometric and systematic review. *Journal of Cleaner Production*, 289, 125751.

VAN VALKENBURG, M. E. (1974). *Network Analysis* (3ª ed.). Nova Jersey: Prentice-Hall.

VIRK, M. U., MYSOREWALA, M. F., CHEDED, L., & ALI, I. M. (2020). Leak Detection Using Flow-Induced Vibrations in Pressurized Wall-Mounted Water Pipelines. *IEEE Access*, 8, 188673-188687.

WAGNER, J., & BURGEMEISTER, J. (2012). *Piezoelectric Accelerometers: Theory and Application* (7ª ed.). Alemanha: Metra Mess- und Frequenztechnik in Radebeul e.K. Fonte: Metra Mess- und Frequenztechnik.

WALTER, P. L. (2019). *Selecting Accelerometers for and Assessing Data from Mechanical Shock Measurements*. Nova York: PCB Piezotronics.

WEISS, M. C., BERNARDES, R. C., & CONSONI, F. L. (2015). Cidades inteligentes como nova prática para o gerenciamento dos serviços e infraestruturas urbanos: a experiência da cidade de Porto Alegre. *Revista Brasileira de Gestão Urbana*, 7(3), 310-324.

YAZDEKHASTI, S., PIRATLA, K. R., ATAMTURKTUR, S., & KHAN, A. A. (2017). Novel vibration-based technique for detecting water pipeline leakage. *Structure and Infrastructure Engineering*, 13(6), 731-742.

APÊNDICE A – MODELO DE UMA VIGA EM BALANÇO

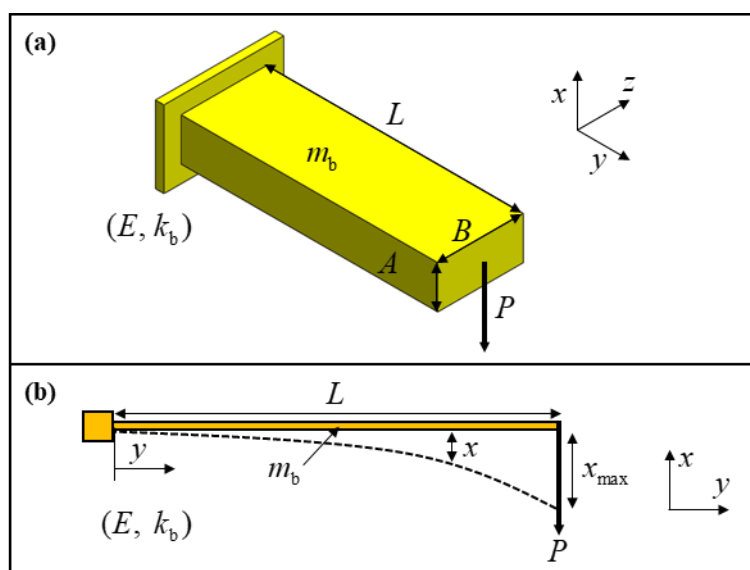
A.1. INTRODUÇÃO

Este apêndice descreve a metodologia utilizada para a obtenção da rigidez de uma viga em balanço, em função de suas características geométricas e físicas, e a massa equivalente do sistema na extremidade livre da viga, considerando que toda a massa distribuída é concentrada nessa região, sendo utilizadas no Capítulo 3. Para isso, elaborou-se um modelo tridimensional de viga em balanço associado a um modelo bidimensional, de modo a estabelecer analogias entre a Lei de Hooke e o conceito de energia cinética máxima levando em consideração a teoria sobre deflexão em vigas.

A.2. MODELO

As Figuras A.1(a) e (b) mostram, respectivamente, o diagrama esquemático tridimensional e bidimensional de uma viga em balanço, engastada em uma extremidade e livre na outra, com uma força (P) aplicada na extremidade livre, possuindo uma massa (m_b) e uma rigidez (k_b). Além disso, E , A , B e L representam, respectivamente, o módulo de elasticidade do material, a espessura, a largura e o comprimento da viga em balanço.

Figura A.1 – Vista tridimensional da viga em balanço com a massa distribuída uniformemente: (a) Tridimensional; (b) Bidimensional.



Fonte: elaborado pelo autor.

O momento de inércia da viga em balanço ($I = A^3B/12$) engastada apenas em uma extremidade e a equação da linha elástica (x) que rege o modelo bidimensional da Figura A.1(b), são definidas segundo Beer *et al.* (2011), o qual descreve x como:

$$x = \frac{P(y^3 - 3Ly^2)}{6EI}, \quad (\text{A.1})$$

onde a força P é definida como 1/4 da massa central (m_c) do sistema SDOF do Capítulo 3. A deflexão máxima ($x_{\max}$) ocorre na extremidade livre da viga, quando $y = L$, dessa forma, rearranjando o resultado obtido de modo a isolar P em função de $x_{\max}$, tem-se:

$$P = -\frac{3EI}{L^3} x_{\max}, \quad (\text{A.2})$$

onde o sinal negativo representa a direção de P .

É possível estabelecer uma analogia entre a Equação (A.2) e a lei de Hooke, já que a viga em balanço funciona como uma mola sendo esticada na mesma direção por P . Dessa forma, se o deslocamento do ponto situado em L é $x_{\max}$, a rigidez k_b da viga em balanço pode ser definida como:

$$k_b = \frac{3EI}{L^3}. \quad (\text{A.3})$$

A energia cinética de um corpo é definida como a velocidade ao quadrado do corpo, multiplicado por sua massa, sendo o resultado dividido por dois. Nesse caso, o modelo envolve uma massa distribuída uniformemente por todo o comprimento da viga e a Equação (A.1), que pode ser derivada para obter a velocidade em cada ponto do comprimento da viga ($\dot{x}$). Dessa forma:

$$\dot{x} = \frac{P}{2EI} (y^2 - 2Ly). \quad (\text{A.4})$$

O valor máximo ($\dot{x}_{\max}$) da Equação (A.4) ocorre na extremidade livre da viga, quando $y = L$. Dessa forma, rearranjando o resultado obtido de modo a isolar P em função de $\dot{x}_{\max}$, tem-se:

$$P = -\frac{2EI}{L^2} \dot{x}_{\max}. \quad (\text{A.5})$$

Substituindo a Equação (A.5) na Equação (A.4), tem-se:

$$\dot{x} = \frac{\dot{x}_{\max}}{L^2} (2Ly - y^2). \quad (\text{A.6})$$

Levando em consideração a Equação (A.6), é necessário abordar a velocidade de cada elemento da massa por unidade de comprimento (m_b/L) em toda a extensão da viga de modo a obter a energia cinética do sistema, introduzindo uma integral. Dessa forma, a energia cinética máxima da viga em balanço ($E_{\max}$) pode ser definida como:

$$E_{\max} = \frac{1}{2} \int_0^L \frac{m_b}{L} \dot{x}^2 dy. \quad (\text{A.7})$$

Substituindo a Equação (A.6) na Equação (A.7) e fazendo a integral por todo o comprimento da viga, tem-se:

$$E_{\max} = \frac{1}{2} \left(\frac{8}{15} m_b \right) \dot{x}_{\max}^2. \quad (\text{A.8})$$

Considerando que toda a massa distribuída da viga é concentrada na ponta dela, a energia cinética máxima da viga pode ser escrita como:

$$E_{\max} = \frac{1}{2} m_{\text{eq}} \dot{x}_{\max}^2, \quad (\text{A.9})$$

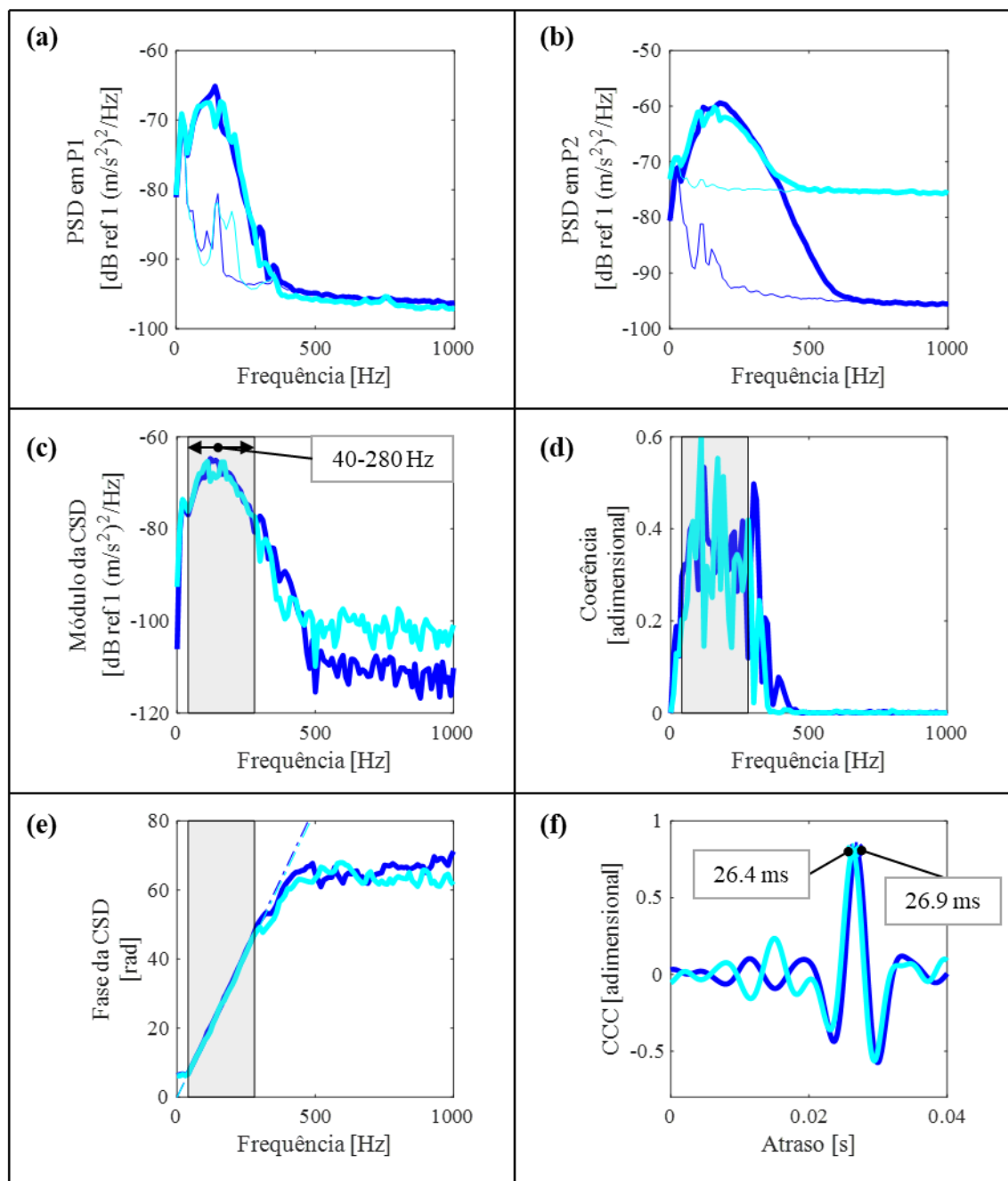
onde m_{eq} é a massa equivalente da viga em balanço concentrada na extremidade.

Analisando as Equações (A.8) e (A.9), pode-se definir a massa equivalente da viga em balanço como:

$$m_{\text{eq}} = \frac{8}{15} m_{\text{b}}. \quad (\text{A.10})$$

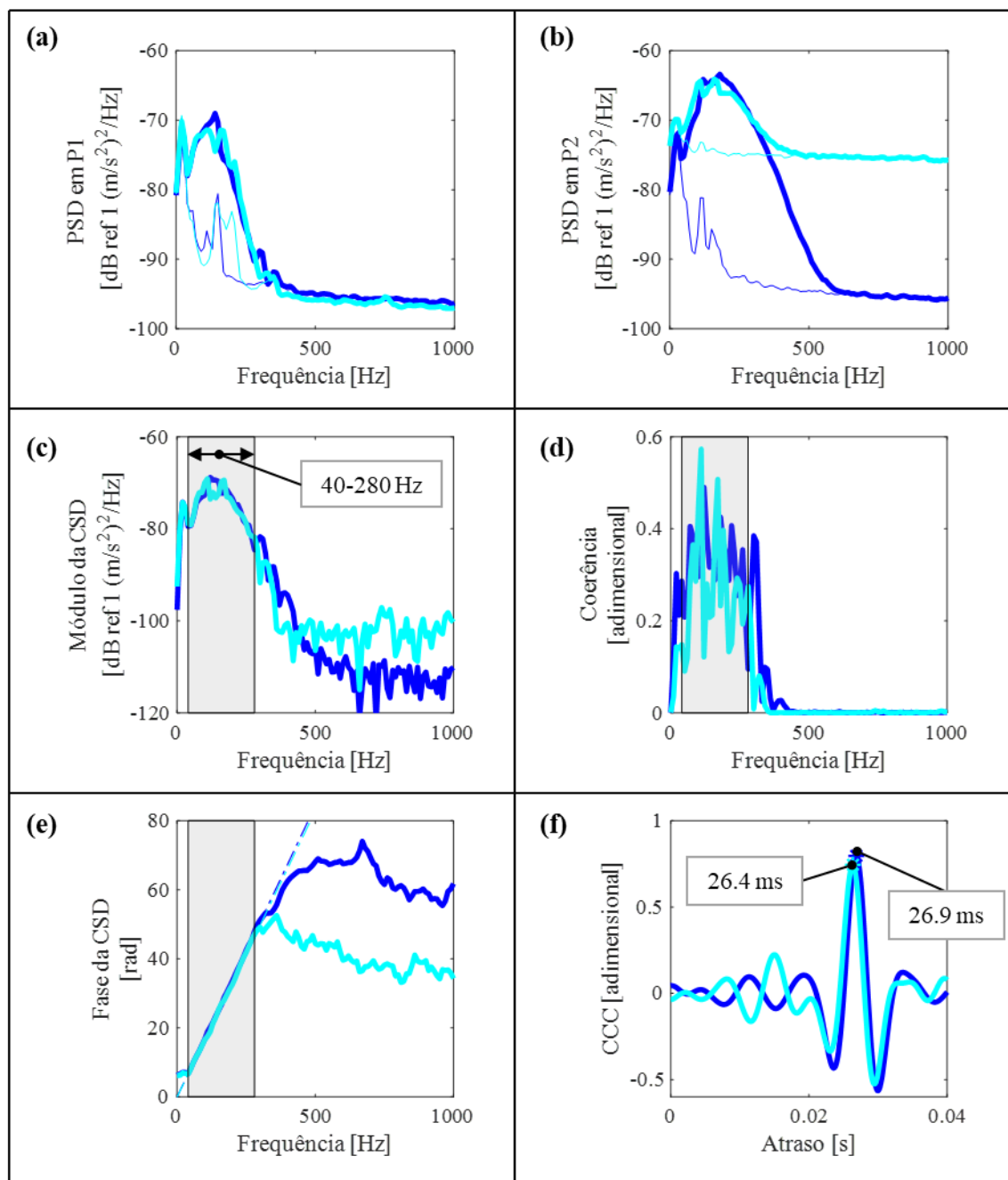
APÊNDICE B – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CAPÍTULO 4

Figura B.1 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 100%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



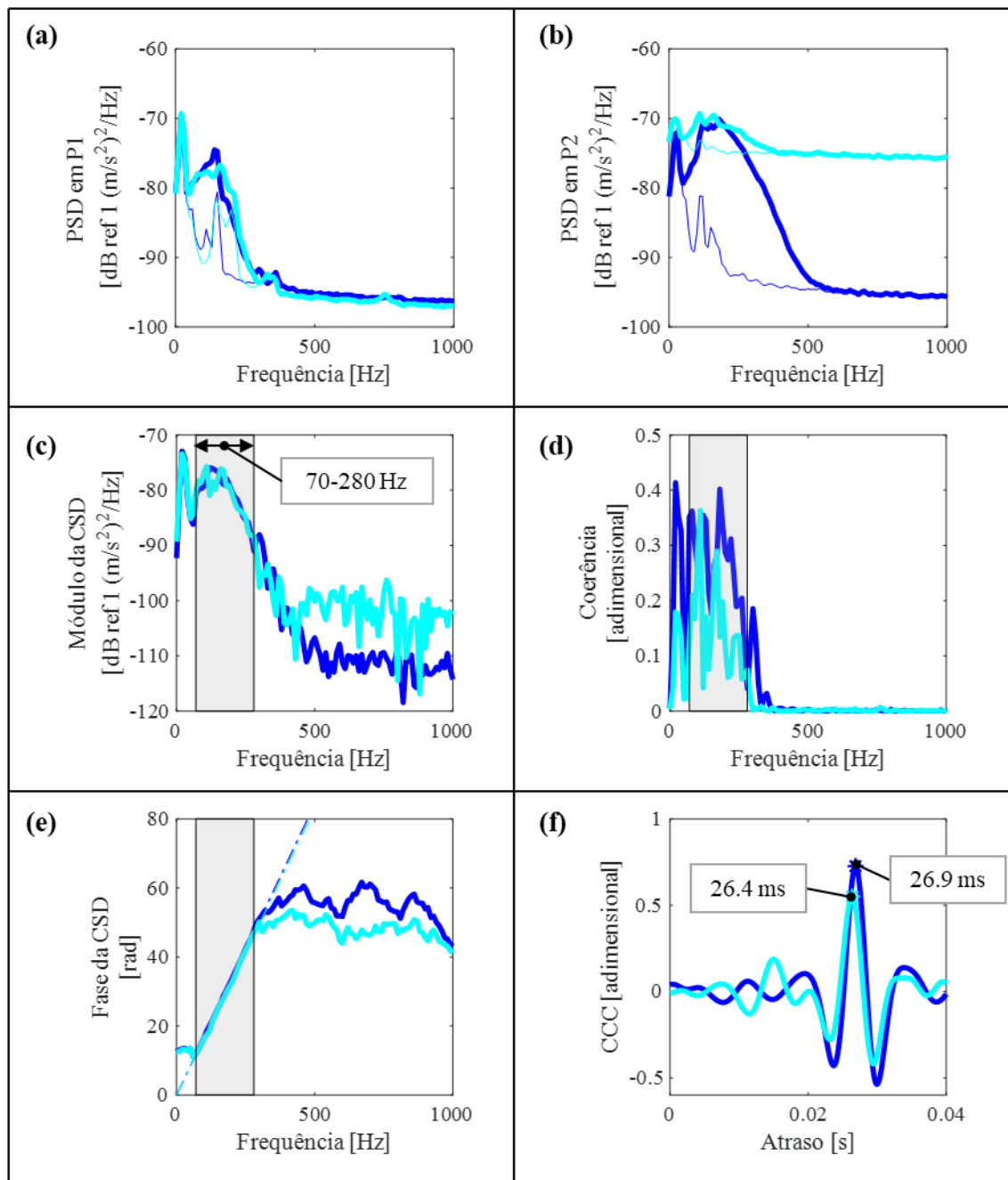
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura B.2 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 75%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



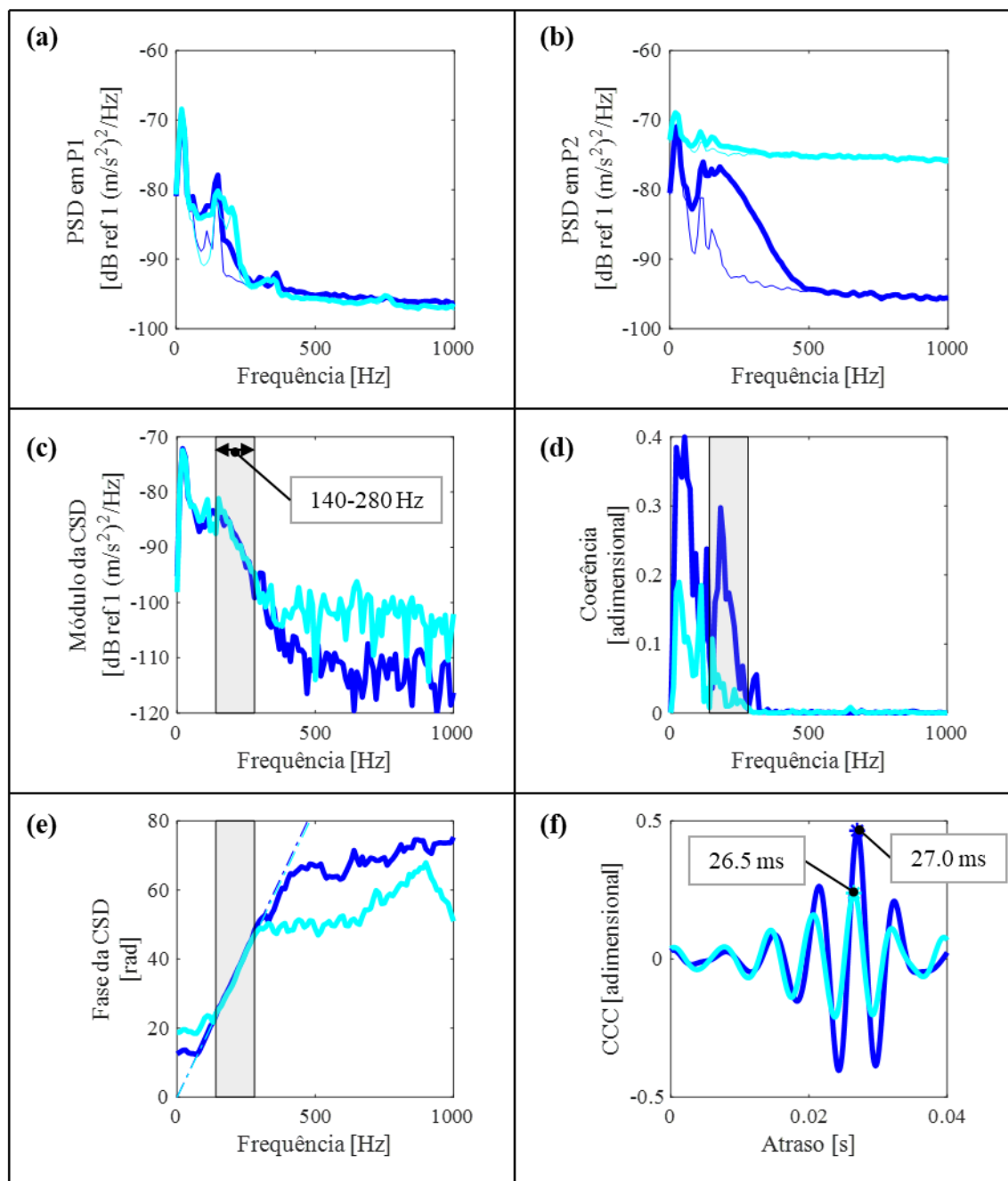
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura B.3 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 63%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



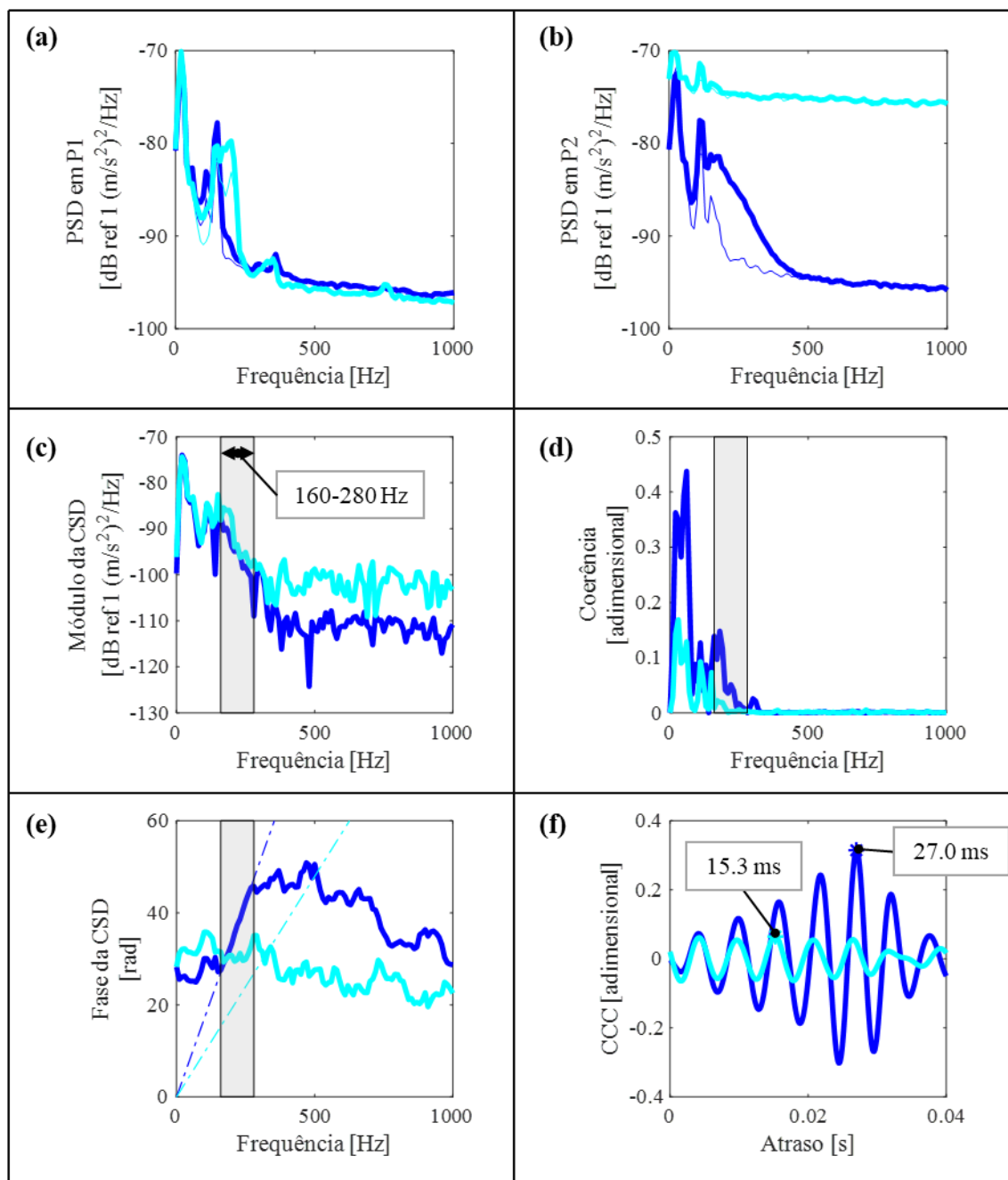
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura B.4 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 50%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



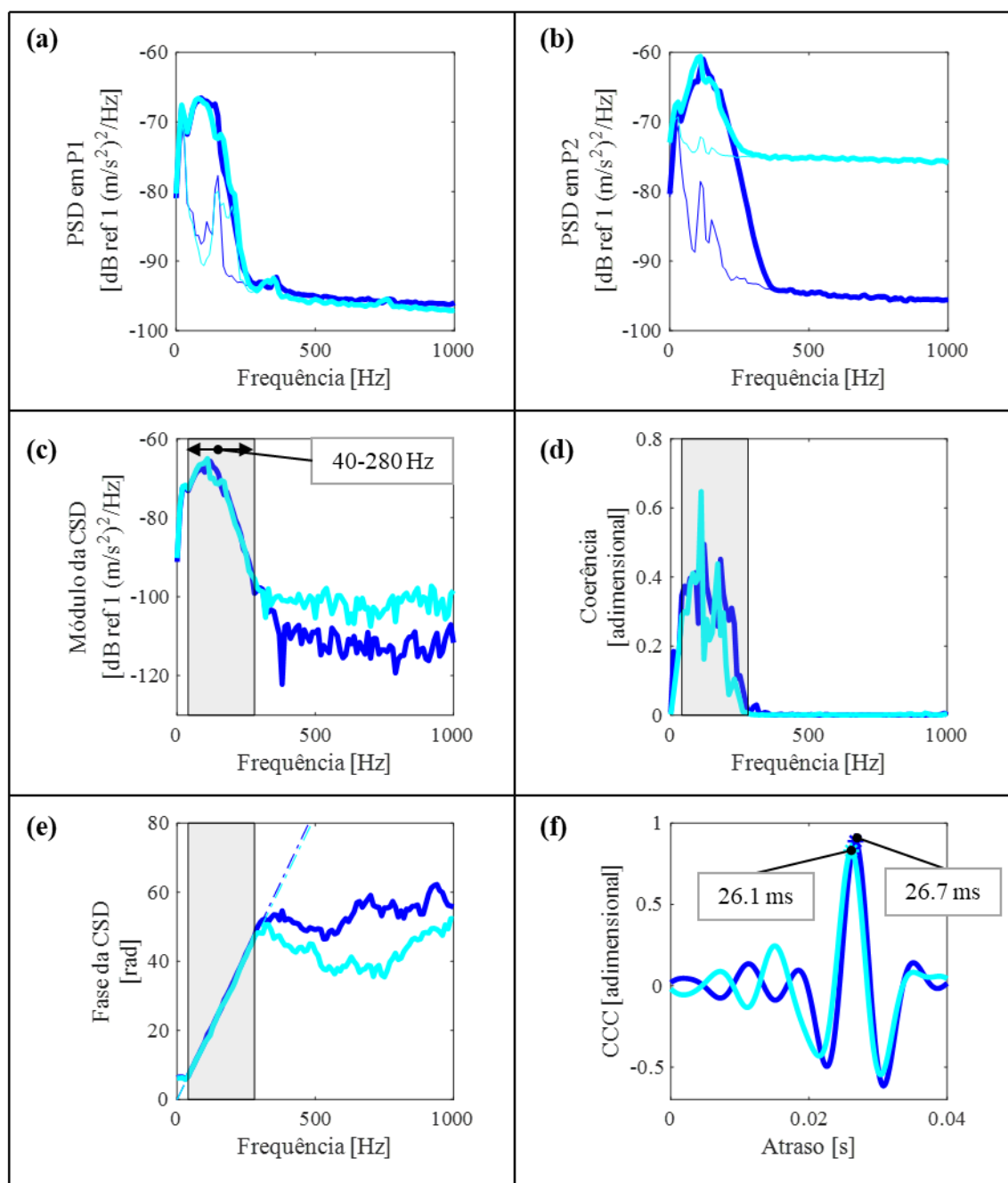
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura B.5 – Resultados obtidos com a intensidade do sinal em 38%: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



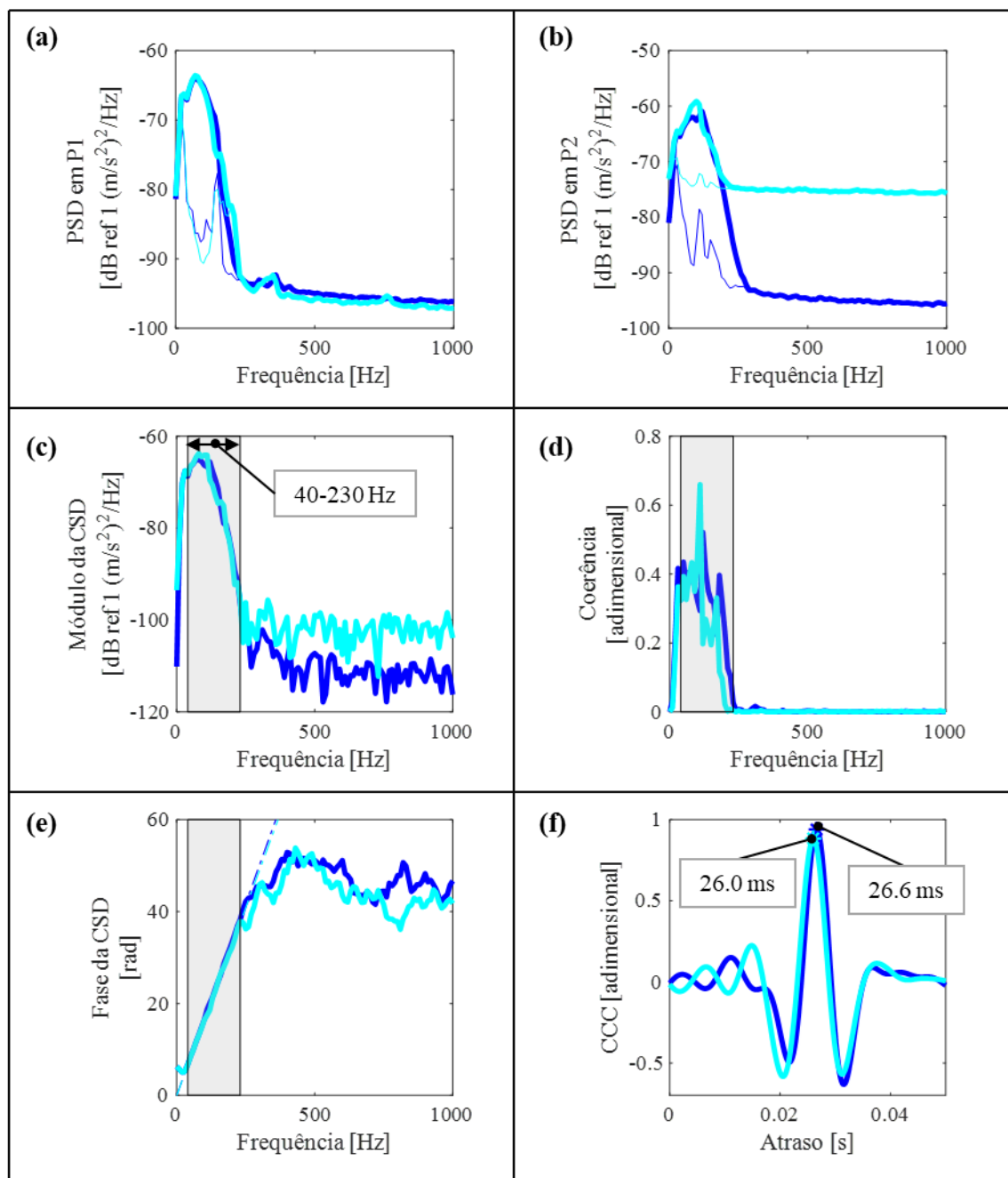
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura B.6 – Resultados obtidos com $D1 = 30$ m e $D = 50$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



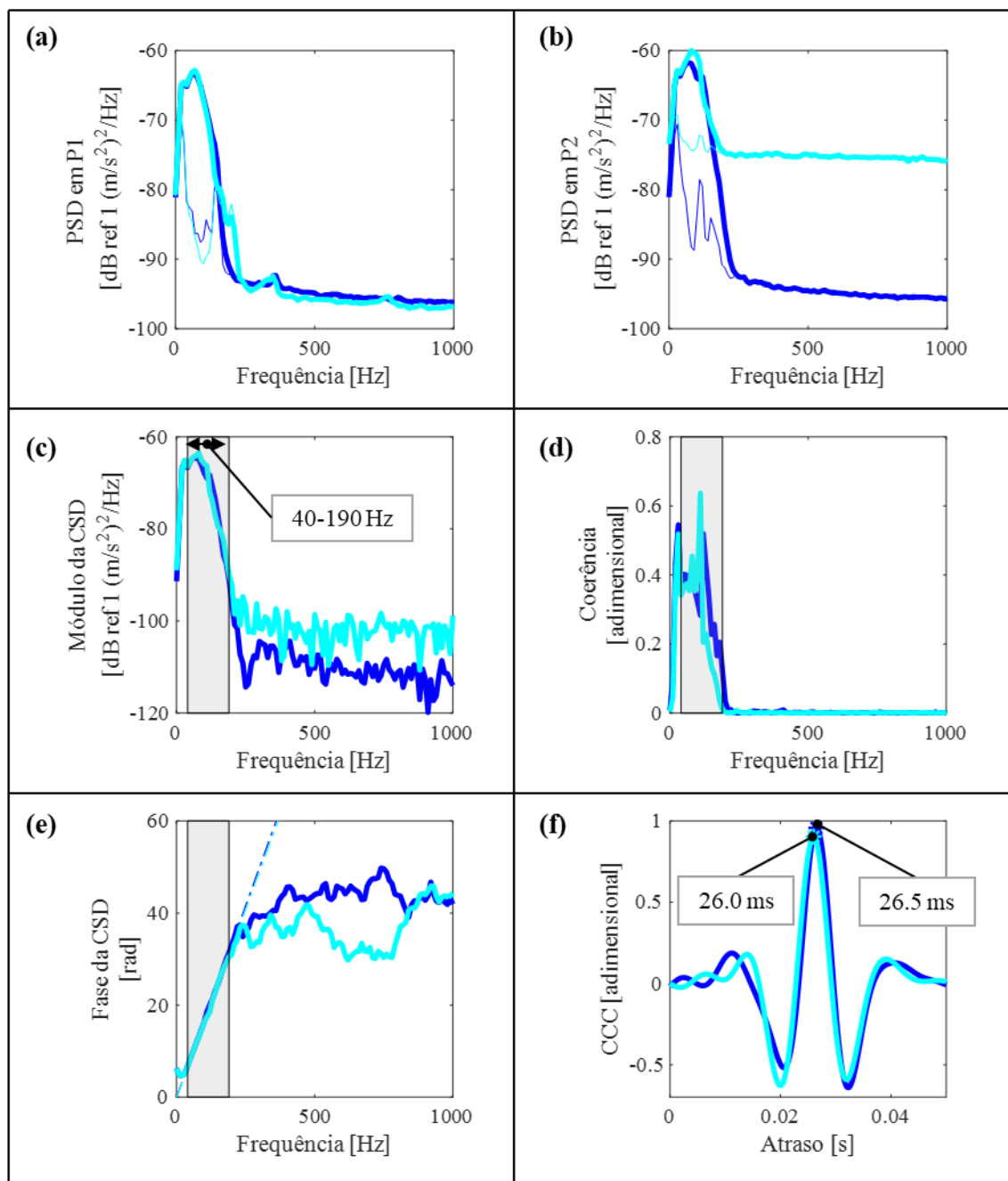
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura B.7 – Resultados obtidos com $D1 = 40$ m e $D = 70$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



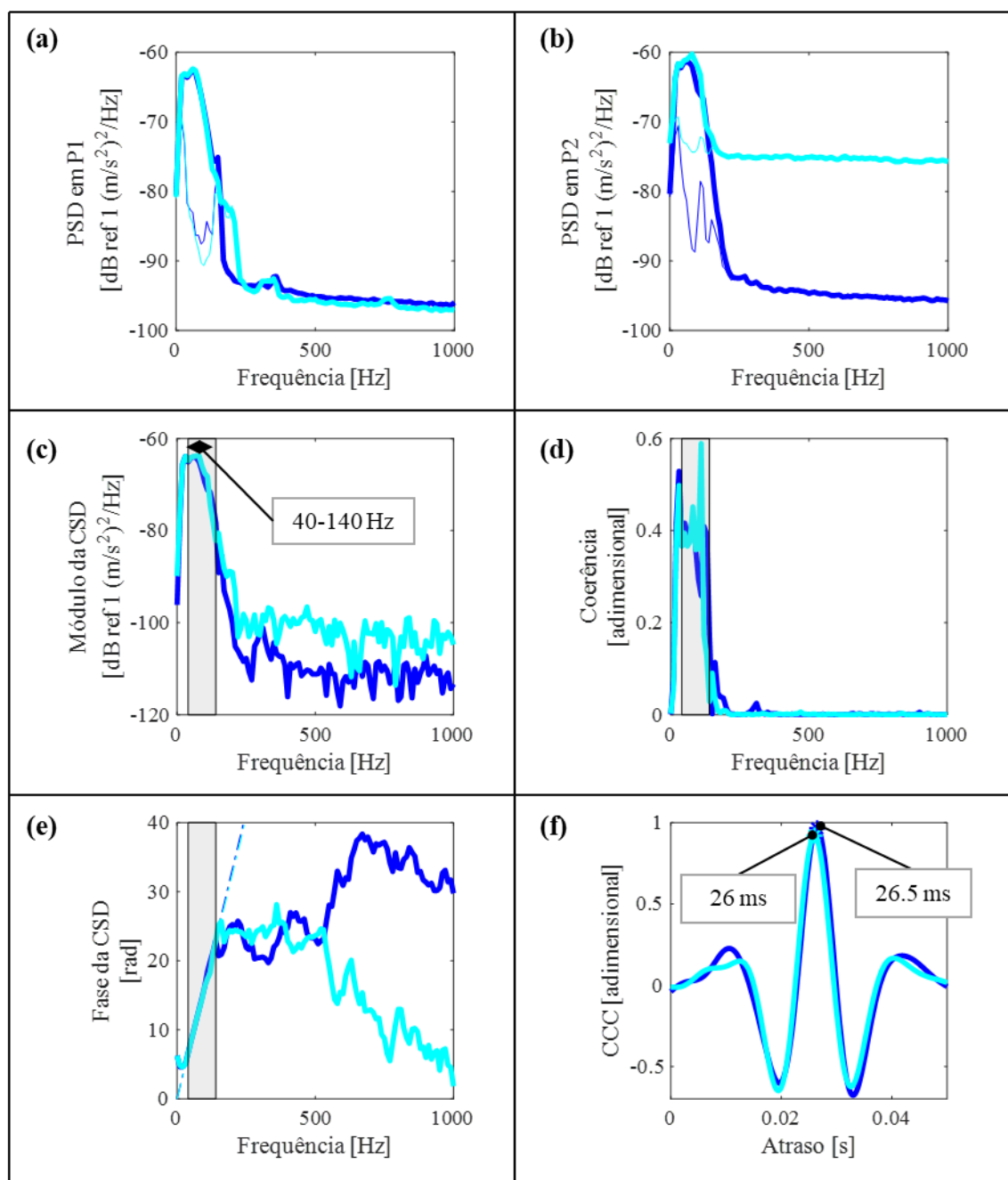
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura B.8 – Resultados obtidos com $D1 = 50$ m e $D = 90$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



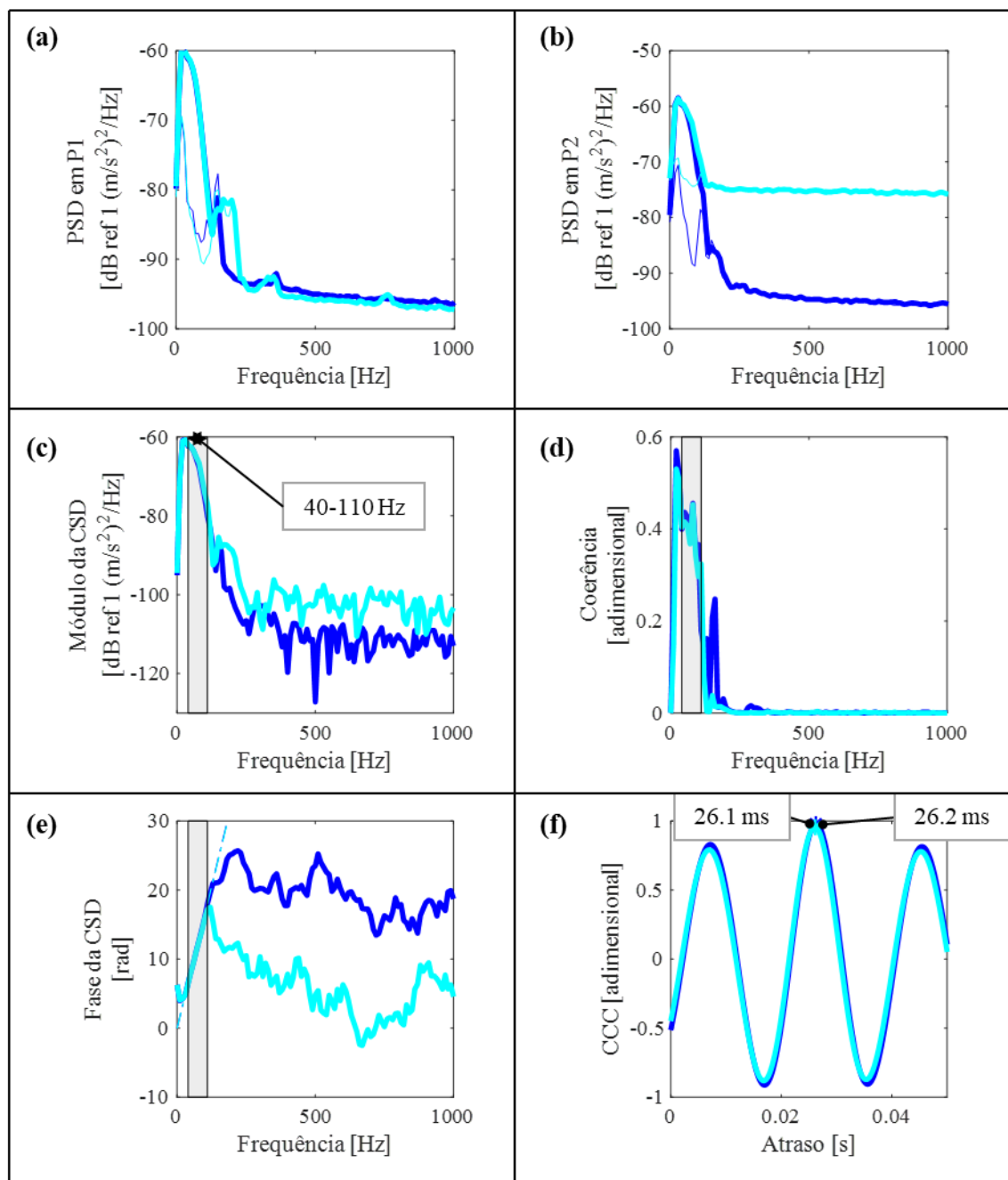
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura B.9 – Resultados obtidos com $D1 = 60$ m e $D = 110$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

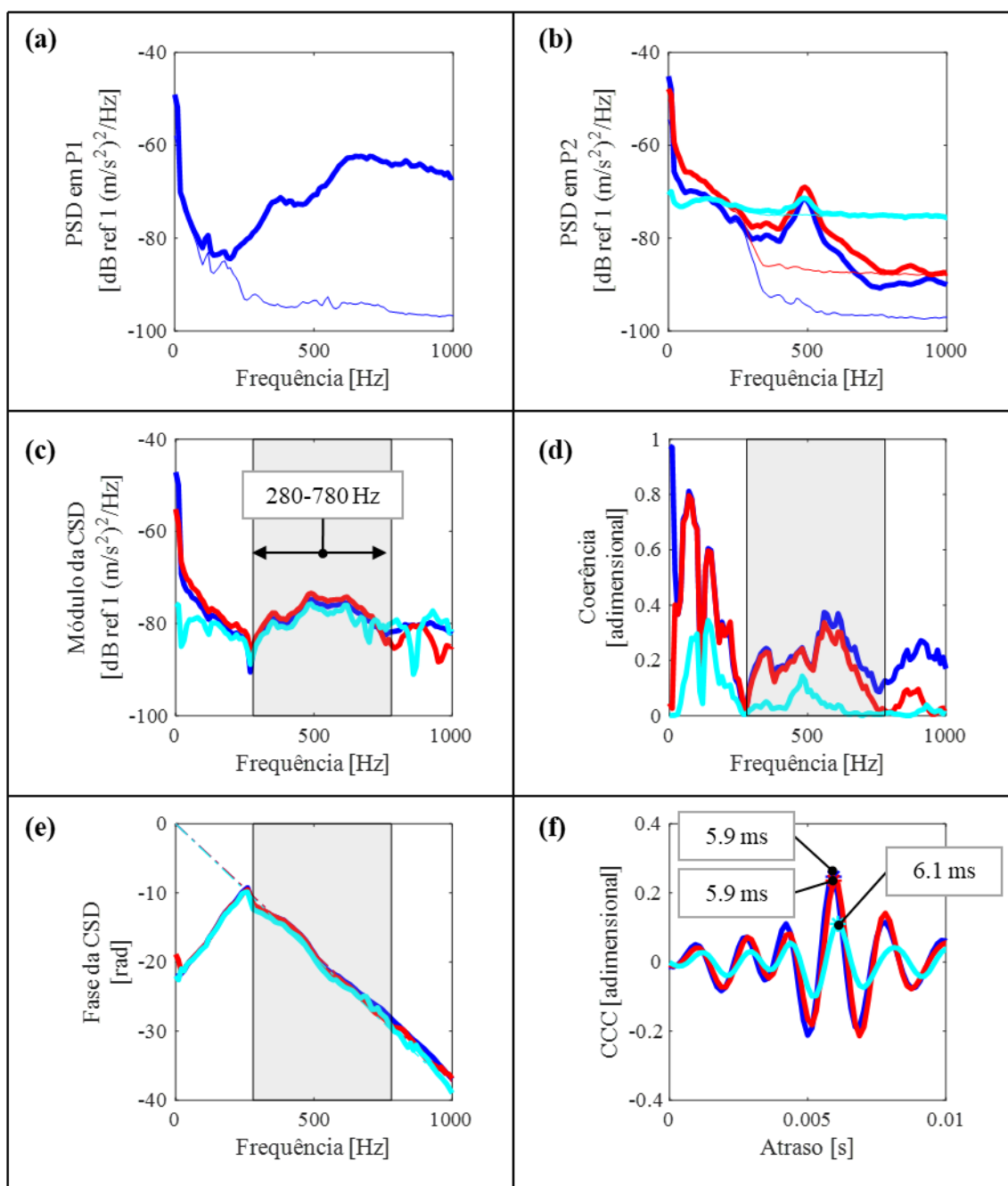
Figura B.10 – Resultados obtidos com $D1 = 90$ m e $D = 170$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB500, a linha — o sinal medido pelo par PCB500-PCB200, a linha — o ruído do aparato experimental medido pelo par PCB500-PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB500 e a linha - - - o plote do pico do CCC do par PCB500-PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

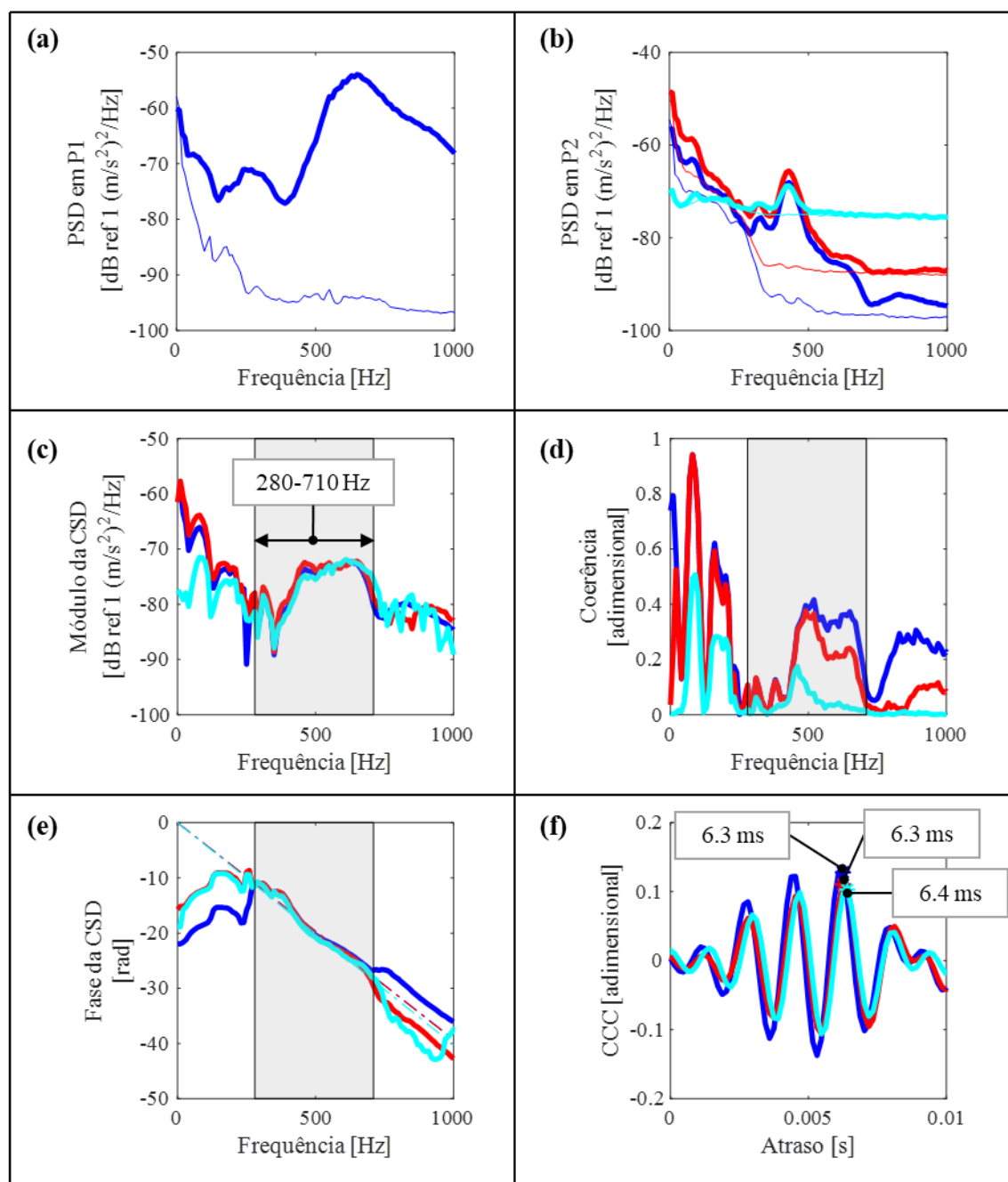
APÊNDICE C – RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO CAPÍTULO 5

Figura C.1 – Resultados obtidos com a vazão de 3840 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



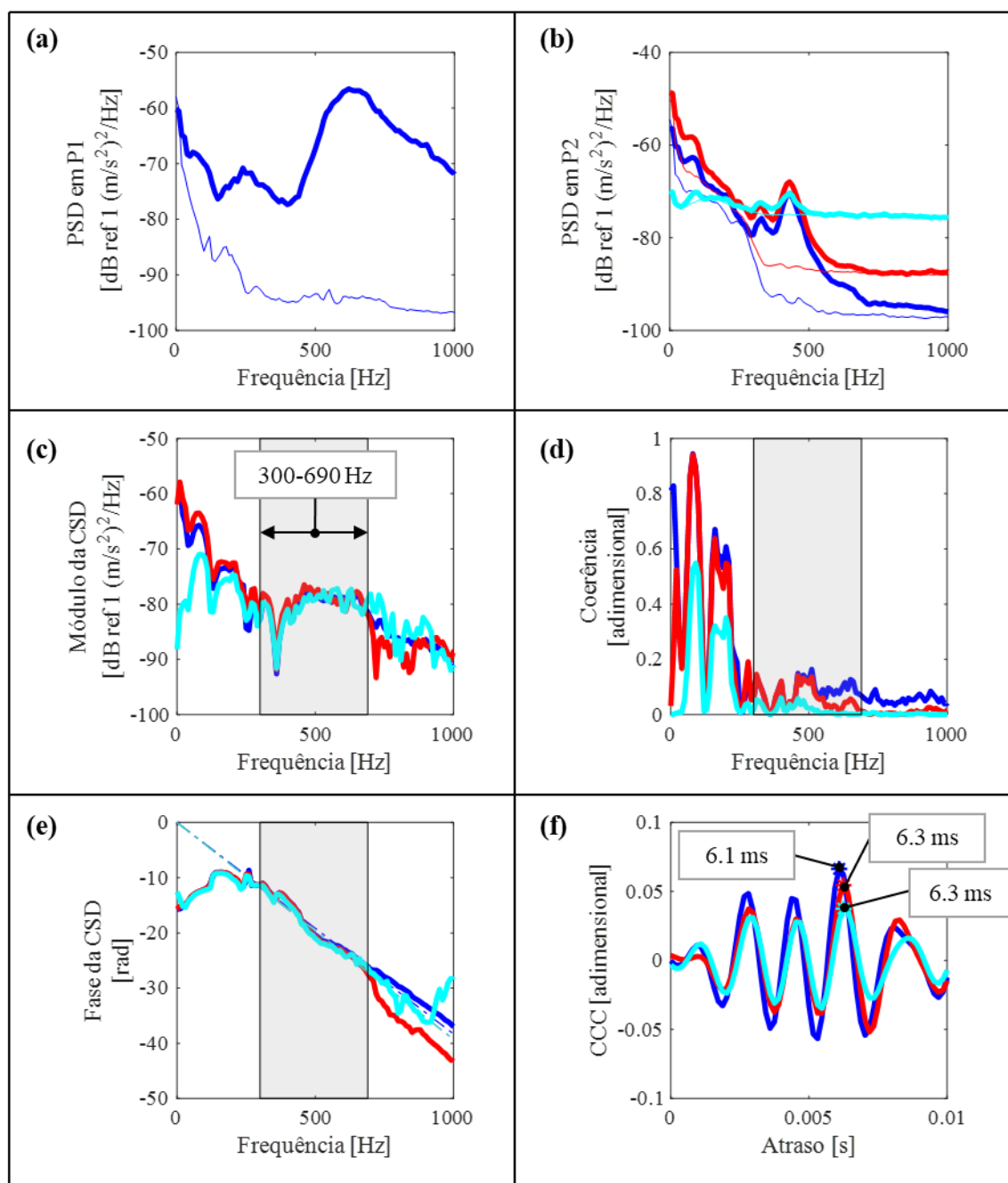
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.2 – Resultados obtidos com a vazão de 1500 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



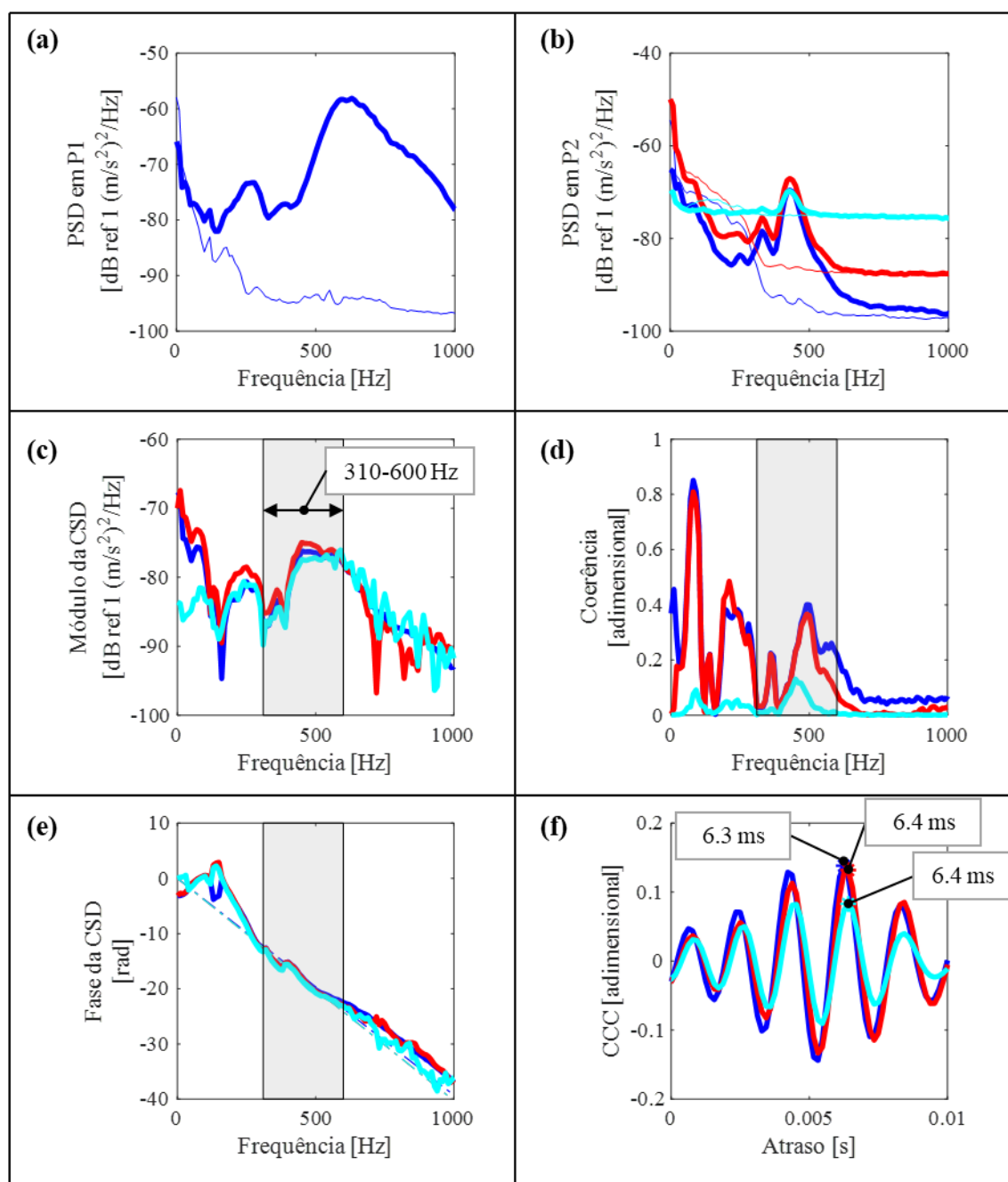
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.3 – Resultados obtidos com a vazão de 1020 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



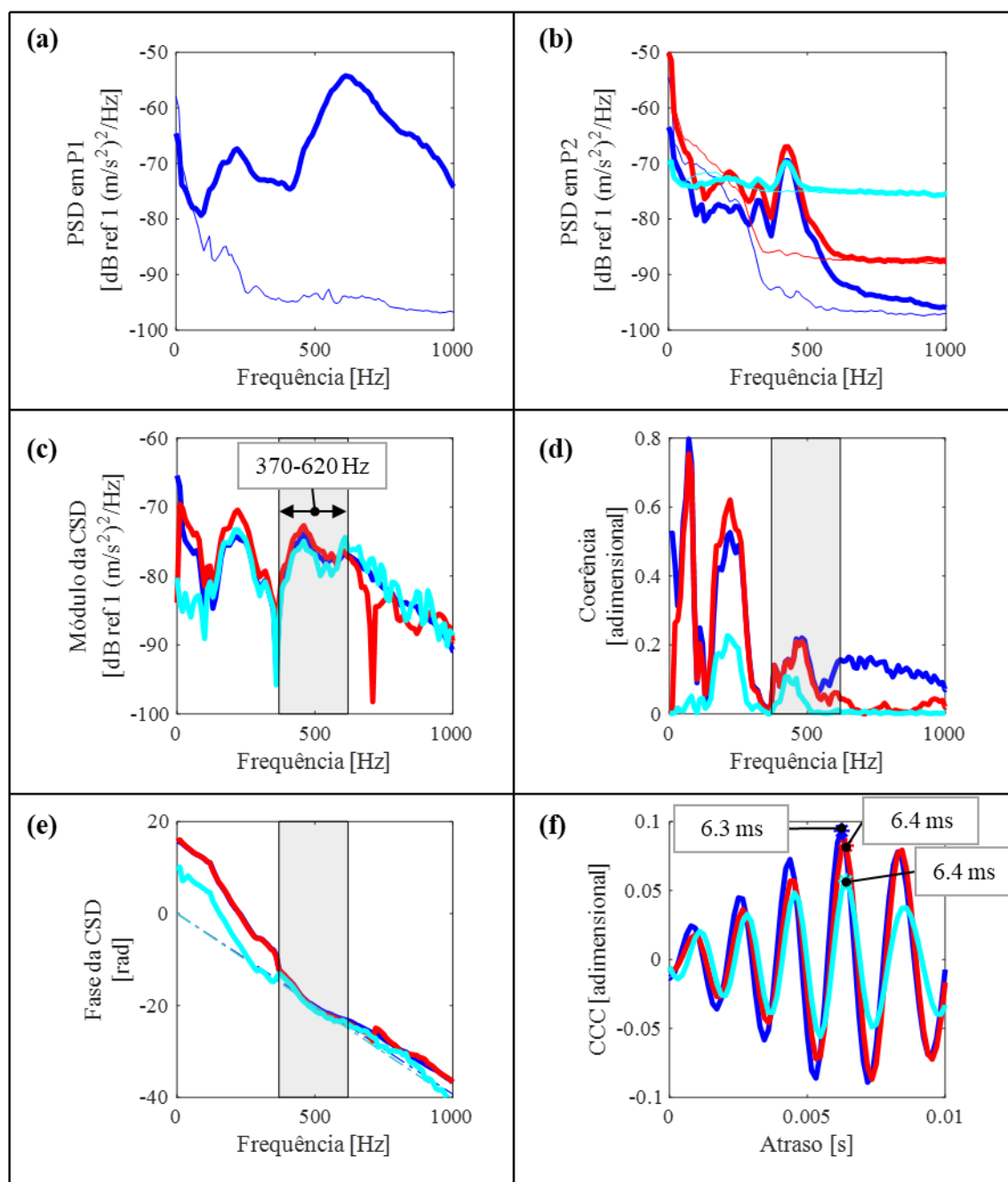
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.4 – Resultados obtidos com a vazão de 720 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



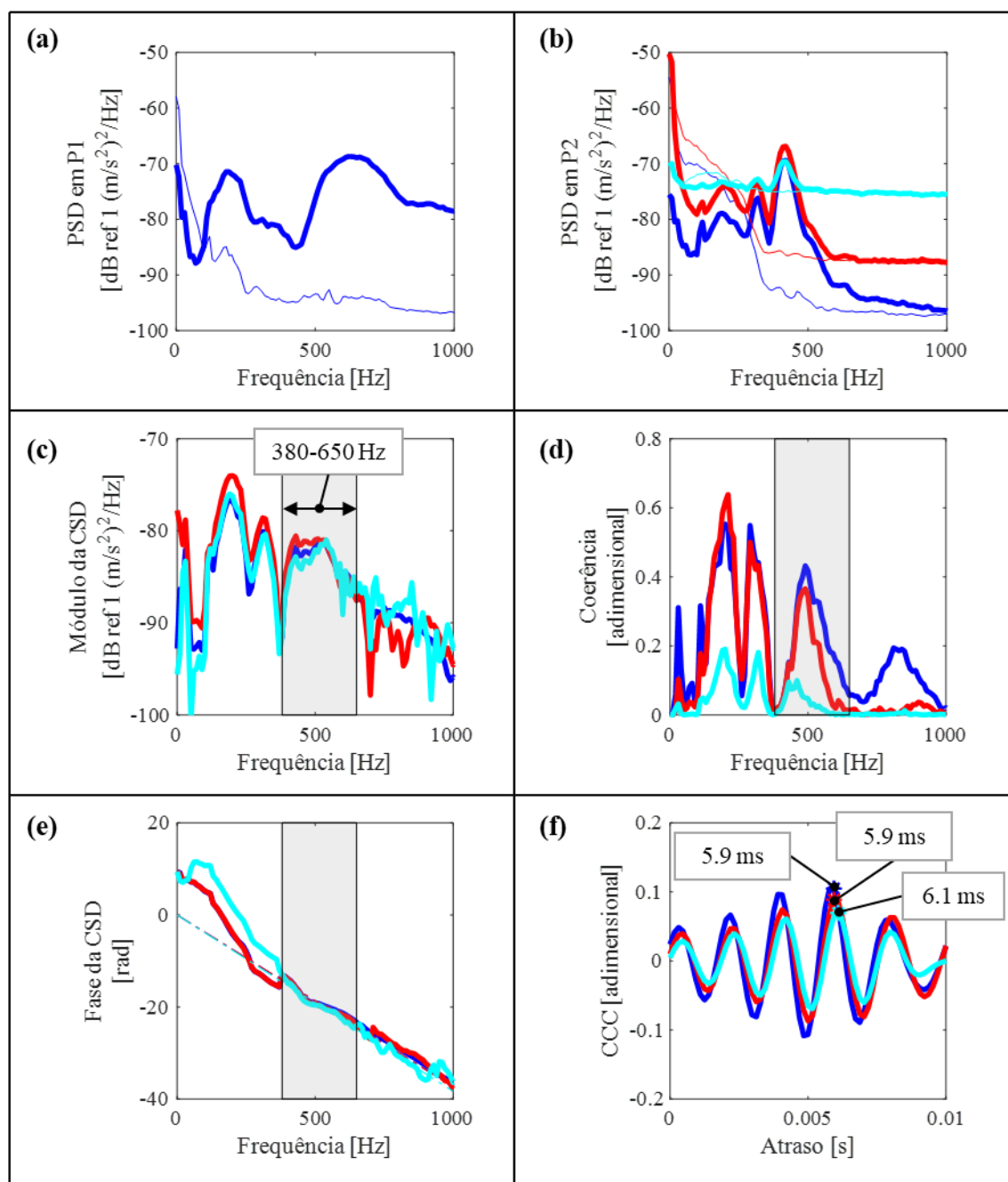
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.5 – Resultados obtidos com a vazão de 600 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



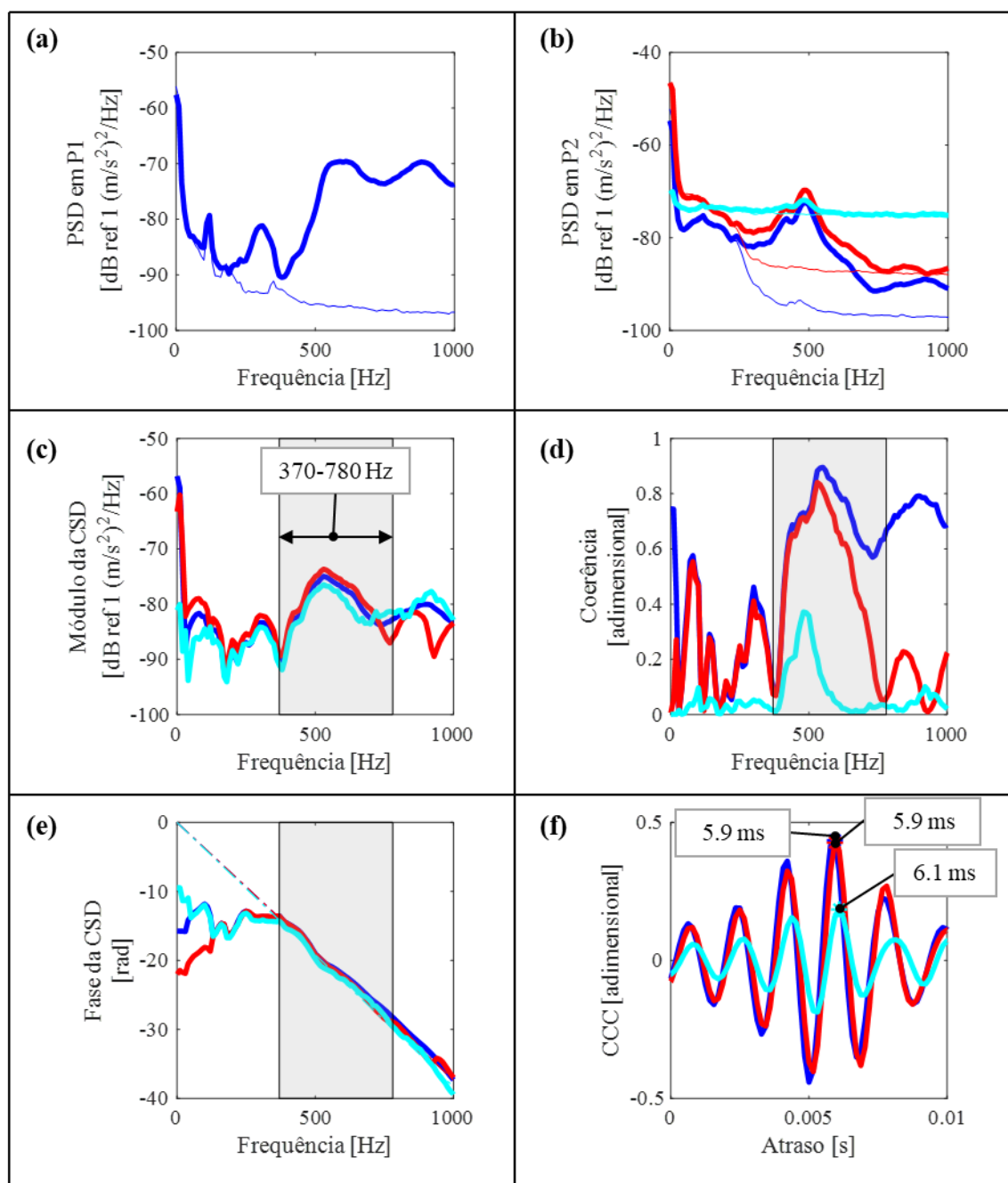
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.6 – Resultados obtidos com a vazão de 450 mL/min: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



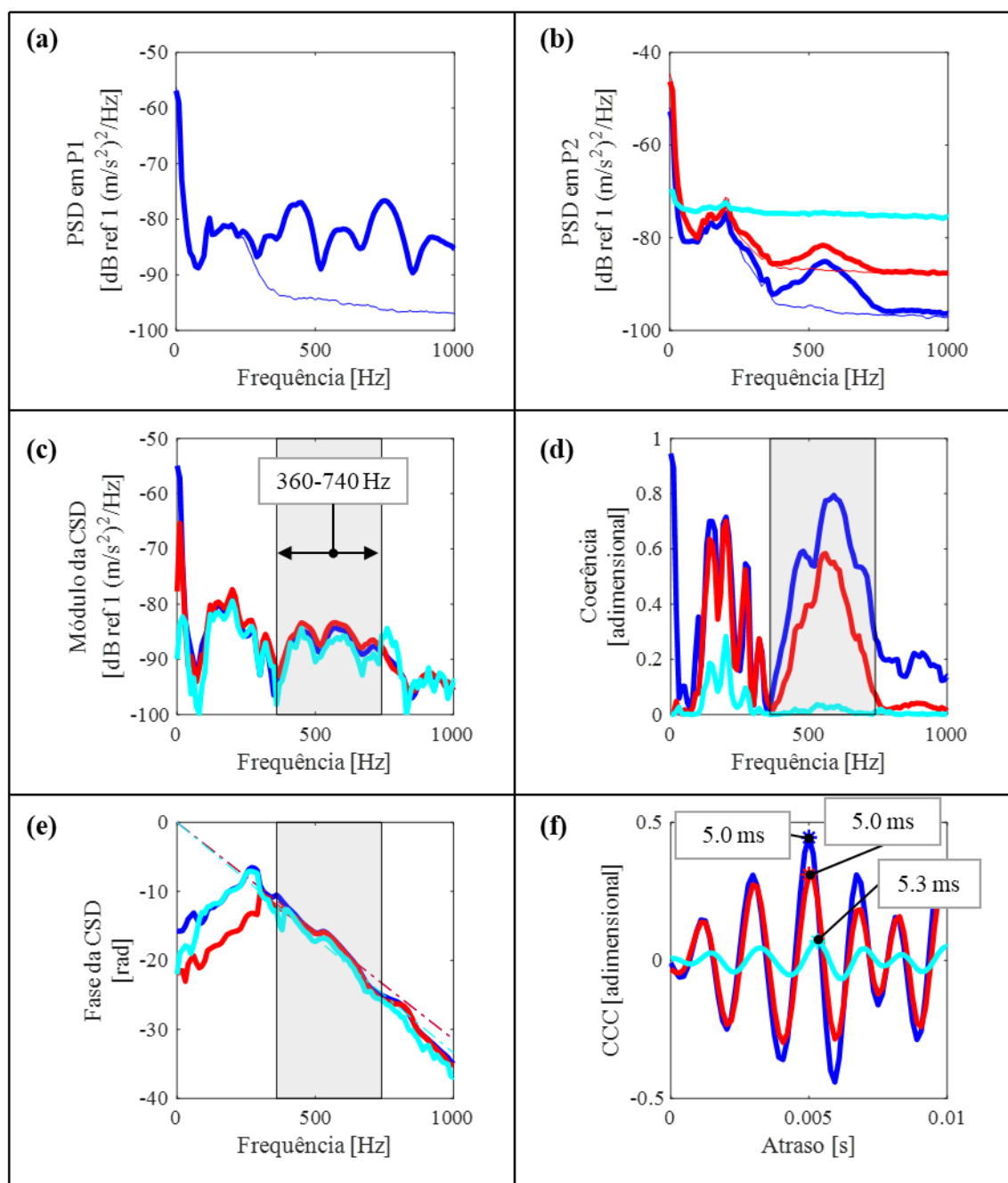
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.7 – Resultados obtidos com $D1 = 1$ m e $D2 = 4$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



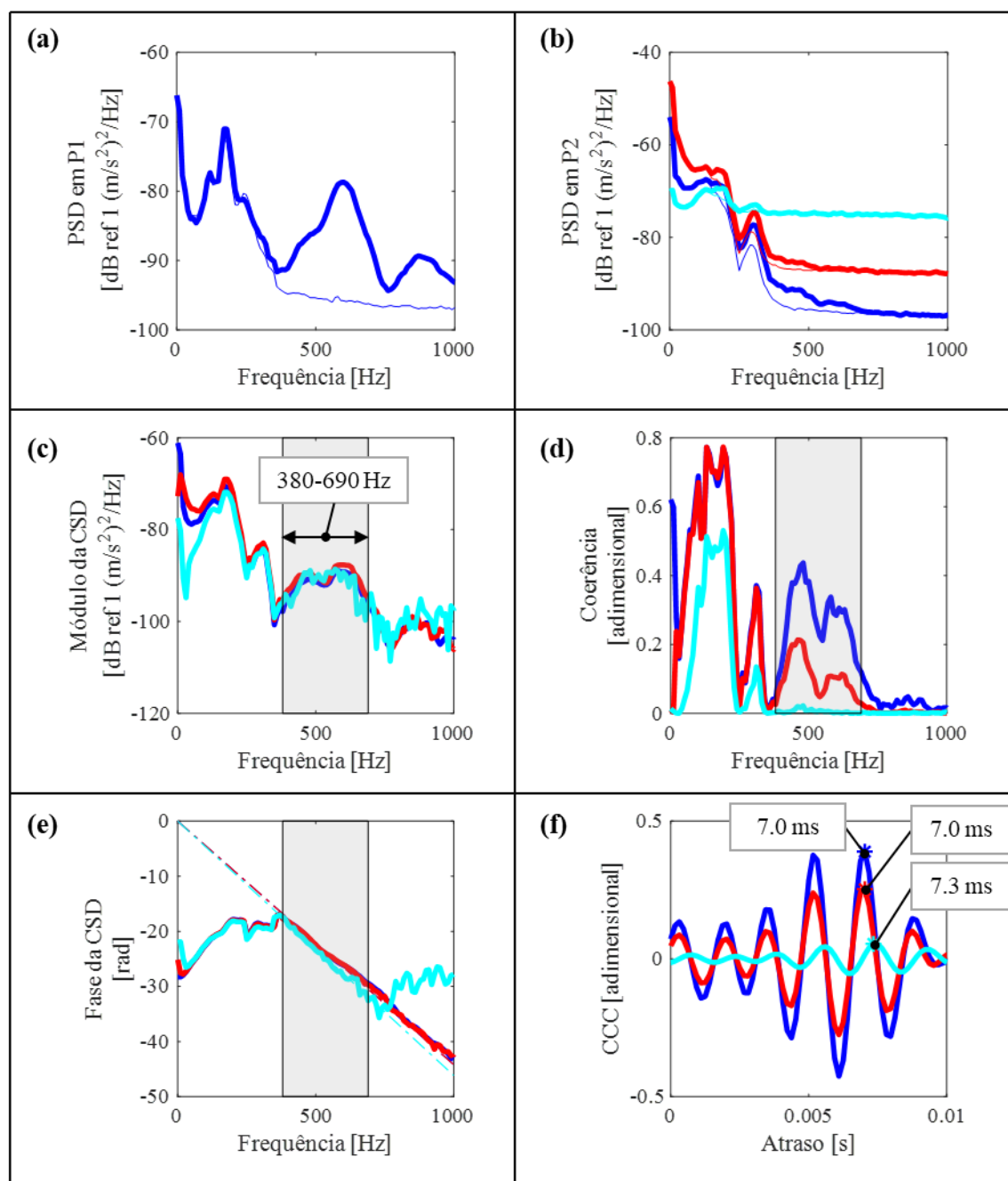
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.8 – Resultados obtidos com $D1 = 4$ m e $D2 = 7$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



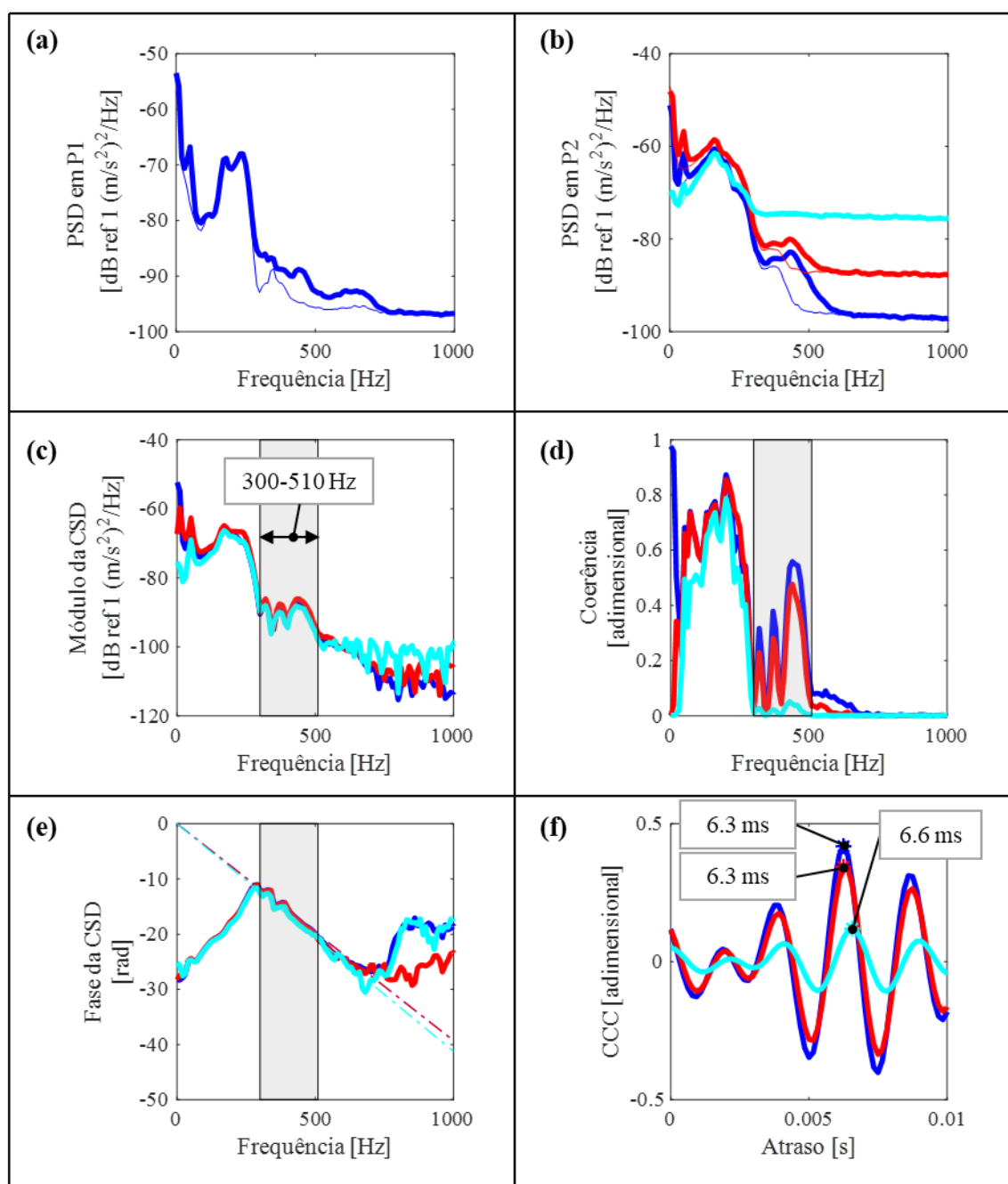
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.9 – Resultados obtidos com $D1 = 7$ m e $D2 = 10$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura C.10 – Resultados obtidos com $D1 = 10$ m e $D2 = 13$ m: (a) PSD em P1; (b) PSD em P2; (c) Módulo da CSD; (d) Coerência; (e) Fase da CSD; (f) CCC. A linha — representa o sinal medido pelos PCB500, a linha — o ruído do ambiente medido pelos PCB500, a linha — o sinal medido pelo PHD500, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PHD500, a linha — o sinal medido pelo PCB200, a linha — o ruído do ambiente medido pelo PCB200, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB500, a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PHD500 e a linha - - - o plote do pico do CCC obtido pelo PCB200.



Fonte: elaborado pelo autor.