

**Uma Contribuição aos Sistemas de
Monitoramento de Integridade Estrutural
Baseados na Impedância Eletromecânica**

Fabricio Guimarães Baptista

Tese de Doutorado

Ilha Solteira – SP, janeiro de 2010.

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Uma Contribuição aos Sistemas de Monitoramento de
Integridade Estrutural Baseados na Impedância
Eletromecânica”**

FABRICIO GUIMARÃES BAPTISTA

Orientador: Prof. Dr. Jozué Vieira Filho

Tese apresentada à Faculdade de
Engenharia - UNESP – Campus de Ilha
Solteira, para obtenção do título de
Doutor em Engenharia Elétrica.

Área de Conhecimento: Automação.

Ilha Solteira – SP
Janeiro/2010

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

- B222c Baptista, Fabricio Guimarães.
 Uma contribuição aos sistemas de monitoramento de integridade
 estrutural baseados na impedância eletromecânica / Fabricio Guimarães
 Baptista. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2010.
 91 f. : il.
- Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de
 Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2010
- Orientador: Jozué Vieira Filho
 Bibliografia: p. 86-90
1. SHM. 2. Transdutores piezoelétricos. 3. Impedância acústica.
 4. Impedância (Eletricidade). 5. Instrumentos de medição. 6. Resposta
 em frequência (Engenharia elétrica).

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Uma contribuição aos Sistemas de Monitoramento de Integridade Estrutural Baseados na Impedância Eletromecânica

AUTOR: FABRICIO GUIMARÃES BAPTISTA
ORIENTADOR: Prof. Dr. JOZUE VIEIRA FILHO

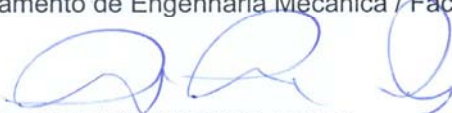
Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de DOUTOR em ENGENHARIA ELÉTRICA, Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:



Prof. Dr. JOZUE VIEIRA FILHO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. VICENTE LOPES JUNIOR
Departamento de Engenharia Mecânica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. CARLOS ANTONIO ALVES
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. CARLOS DE MARQUI JUNIOR
Departamento de Engenharia de Materiais, Aeronáutica e Automobilística / Universidade de São Paulo



Prof. Dr. WASHINGTON LUIZ BARROS MELO
Empresa Brasileira de Pesquisa Agropecuária - EMBRAPA/ São Carlos-SP

Data da realização: 08 de janeiro de 2010.

À minha família.

Agradecimentos

Meus agradecimentos:

Ao meu orientador, Prof. Jozué Vieira Filho, do Departamento de Engenharia Elétrica, UNESP, Ilha Solteira;

Ao Prof. Vicente Lopes Junior e seu Grupo de Materiais e Sistemas Inteligentes (GMSINT) do Departamento de Engenharia Mecânica, UNESP, Ilha Solteira;

À comissão examinadora;

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à Financiadora de Estudos e Projetos (FINEP) pelo apoio financeiro parcial concedido.

Resumo

A técnica da impedância eletromecânica (E/M) tem sido amplamente pesquisada para o desenvolvimento de sistemas de SHM (*Structural Health Monitoring* – monitoramento de integridade estrutural) em diversas aplicações. Embora existam muitos trabalhos que indiquem a eficiência e a viabilidade dessa técnica, alguns problemas práticos em aplicações reais ainda precisam ser investigados. A medição da impedância elétrica, etapa básica da técnica, geralmente é realizada por instrumentos comerciais volumosos, pesados e de alto custo, características proibitivas para muitas aplicações. A seleção da faixa de frequência em que a impedância deve ser medida para assegurar boa sensibilidade ao dano é feita por métodos de tentativa e erro ou por metodologias que utilizam dados medidos em uma quantidade considerável de testes. Além disso, o dimensionamento dos transdutores é feito sem um embasamento teórico, independentemente das características da estrutura monitorada. Neste trabalho é proposto um sistema de medição de impedância elétrica rápido, versátil e de baixo custo que substitui com eficiência os instrumentos comerciais. A partir de um circuito eletromecânico equivalente, o efeito de carregamento do transdutor devido à estrutura monitorada foi analisado. A análise do efeito de carregamento permite dimensionar corretamente o transdutor de acordo com a estrutura monitorada e assegurar um bom desempenho do sistema. O circuito eletromecânico também foi utilizado para determinar, teoricamente, as faixas de frequência em que o transdutor tem boa sensibilidade e auxiliar na seleção da faixa de frequência adequada para a detecção de danos estruturais. Todas as metodologias propostas foram verificadas através de experimentos em estruturas de alumínio e houve uma boa concordância entre os resultados teóricos e experimentais.

Palavras-chaves: SHM, transdutores piezelétricos, PZT, impedância eletromecânica, medição de impedância, efeito de carregamento, seleção da faixa de frequência.

Abstract

The electromechanical (E/M) impedance technique has been widely studied for the development of Structural Health Monitoring (SHM) systems in various applications. Although there are many studies indicating the effectiveness and feasibility of this technique, some practical issues in real applications yet should be investigated. The electrical impedance measurement, basic stage of the technique, is usually performed by bulky, heavy and expensive instruments; these features are prohibitive for many applications. The selection of the frequency range in which the electrical impedance must be measured to ensure good sensitivity for damage detection is performed by trial and error methods or by methodologies that use measured data in a considerable amount of tests. Furthermore, the design of the transducer is done without theoretical basis, regardless the characteristics of the host structure. In this work, a fast, versatile and low-cost electrical impedance measurement system was developed; the proposed system successfully replaces the conventional instruments. From an equivalent electromechanical circuit, the transducer loading effect due to the host structure was analyzed. The analysis of the loading effect allows the correct design of the transducer according to the host structure for ensure a good performance of the system. The electromechanical circuit was also used to theoretically determine the frequency ranges in which the transducer has good sensitivity and assist in the selection of the suitable frequency range for structural damage detection. All proposed methodologies were validated by experimental tests on aluminum structures and there was a good match between the theoretical and practical results.

Keywords: SHM, piezoelectric transducers, PZT, electromechanical impedance, impedance measurement, loading effect, frequency range selection.

Lista de Figuras

| | | |
|-------|---|----|
| 1.1. | Representação do alongamento de um barbante elástico utilizada para definir a deformação mecânica, ou <i>strain</i> . | 16 |
| 1.2. | Ação de uma força externa em um elemento diferencial de volume de um sólido deformado. | 18 |
| 1.3. | Sistema de coordenadas utilizado para indicar o sentido de alongação e torção do material. | 19 |
| 1.4. | Representação de um capacitor plano de placas paralelas utilizado para determinar as relações constitutivas de um material piezelétrico. | 20 |
| 1.5. | Processo de fabricação das cerâmicas piezelétricas através do (a) aquecimento em alta temperatura, (b) da aplicação de um campo elétrico intenso e (c) orientação final dos dipolos. Figura adaptada do catálogo <i>Piezoelectric Ceramic Sensors (PIEZOTITE®)</i> da Murata Manufacturing. | 22 |
| 1.6. | Exemplos de cerâmicas de PZT produzidas pela Piezo Systems. Imagens retiradas do site http://www.piezo.com . | 25 |
| 1.7. | Transdutor de PZT e a estrutura monitorada representados por um modelo eletromecânico do tipo massa-mola. | 26 |
| 1.8. | Comparação entre as resistências elétricas de um transdutor de PZT livre e colado na estrutura. | 27 |
| 2.1. | Circuito sugerido por Peairs, Park e Inman (2002, 2004) para a estimação da impedância do transdutor. | 31 |
| 2.2. | Diagrama do analisador de impedância proposto. | 33 |
| 2.3. | Detalhes do circuito de conexão do transdutor. | 38 |
| 2.4. | Fluxograma do software do sistema de medição. | 40 |
| 2.5. | Painel virtual do sistema de medição de impedância. | 41 |
| 2.6. | Procedimento experimental para avaliação do sistema de medição. Medidas em milímetros. | 42 |
| 2.7. | Comparação entre os valores medidos e teóricos da impedância, resistência e reatância de um circuito RC série. | 43 |
| 2.8. | Impedâncias do transdutor obtidas com o método proposto e com o analisador HP 4192A e a discrepância entre as duas curvas. No detalhe, a ampliação indica a boa correlação entre as curvas. | 44 |
| 2.9. | Comparação entre as curvas de impedância, resistência e reatância do transdutor obtidas com o método proposto e com o analisador convencional em uma faixa estreita de frequência. | 45 |
| 2.10. | Alterações na resistência do transdutor causadas por danos estruturais a uma distância de 50, 200 e 400 mm do transdutor e detectadas com o método proposto. | 46 |

| | | |
|-------|---|----|
| 3.1. | Um transdutor de PZT colado em uma estrutura para a detecção de danos..... | 49 |
| 3.2. | Transdutor de PZT representado como (a) um hexapolo e (b) circuito eletromecânico equivalente. | 57 |
| 3.3. | Circuito eletromecânico equivalente completo..... | 58 |
| 3.4. | Variação da impedância elétrica do transdutor para estruturas com diferentes impedâncias mecânicas. | 61 |
| 3.5. | Variação da impedância elétrica do transdutor em função da relação Z_S / Z_T para uma frequência de (a) 1 kHz, (b) 10 kHz e (c) 50 kHz..... | 62 |
| 3.6. | Excursões na impedância elétrica do transdutor que um mesmo grau de dano causa para estruturas de diferentes tamanhos. | 62 |
| 3.7. | Impedâncias elétricas medidas para as estruturas 1 a 4 que possuem o mesmo comprimento e a mesma espessura e diferentes larguras de 30 a 240 mm..... | 65 |
| 3.8. | Impedâncias elétricas medidas para as estruturas 5 e 6 que possuem o mesmo comprimento e a mesma largura e diferentes espessuras de 2 e 16 mm..... | 65 |
| 3.9. | Índices RMSD obtidos usando-se (a) o valor absoluto, (b) a parte imaginária e (c) a parte real da impedância. | 67 |
| 3.10. | Índices CCDM obtidos usando-se (a) o valor absoluto, (b) a parte imaginária e (c) a parte real da impedância. | 68 |
| 3.11. | Estrutura 6, a cerâmica de PZT e os dois tipos de dano avaliados..... | 69 |
| 3.12. | Índices (a) RMSD e (b) CCDM obtidos para a estrutura 6 com diferentes graus de dano. | 70 |
| 3.13. | Variação do índice RMSD em função da relação Z_S / Z_T | 70 |
| 3.14. | Variação do índice RMSD em função da amplitude do sinal de excitação. | 71 |
| 4.1. | Sensibilidade do transdutor de PZT para detectar uma variação de 5 % na impedância mecânica da estrutura devido a um dano hipotético..... | 76 |
| 4.2. | Sensibilidade do transdutor para danos de diferentes dimensões. | 77 |
| 4.3. | Comparação entre as curvas de sensibilidade teórica dos transdutores e os índices de falha métrica calculados a partir de resultados medidos para a (a) estrutura 1 e (b) estrutura 2 com um dano a 100 mm do transdutor..... | 79 |
| 4.4. | Comparação entre as curvas de sensibilidade teórica dos transdutores e os índices de falha métrica calculados a partir de resultados medidos para a (a) estrutura 1 e (b) estrutura 2 com um dano a 300 mm do transdutor..... | 81 |

Lista de Tabelas

| | |
|---|----|
| 2.1. Índices RMSD para a barra com várias condições de dano | 46 |
| 3.1. Propriedades da cerâmica de PZT PSI-5H4E da Piezo Systems..... | 60 |
| 3.2. Propriedades das estruturas testadas..... | 63 |
| 4.1. Propriedades das estruturas testadas..... | 78 |

Lista de Siglas e Abreviaturas

| | |
|---------|--|
| 1D | Uma dimensão |
| CAD | Conversor Analógico-Digital |
| CCDM | Correlation Coefficient Deviation Metric – Desvio do coeficiente de correlação |
| CDA | Conversor Digital-Analógico |
| DAQ | Data Acquisition – Dispositivo de aquisição de dados |
| DSP | Digital Signal Processor – Processador digital de sinais |
| DFT | Discrete Fourier Transform – Transformada de Fourier discreta |
| E/M | Eletromecânica |
| FPGA | Field Programmable Gate Array |
| FFT | Fast Fourier Transform – Transformada rápida de Fourier |
| FRF | Função de Resposta em Frequência – Frequency Response Function |
| GPIB | General Purpose Interface Bus |
| LabVIEW | Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench |
| NDE | Non-Destructive Evaluation – Avaliação não destrutiva |
| PC | Personal Computer – Computador pessoal |
| PZT | Pb-Lead Zirconate Titanate – Titanato zirconato de chumbo |
| RMSD | Root Mean Square Deviation – Desvio da raiz média quadrática |
| SHM | Structural Health Monitoring – Monitoramento de integridade estrutural |
| USB | Universal Serial Bus |

Lista de Símbolos

| SÍMBOLO | DESCRIÇÃO | UNIDADE |
|--------------------------|--|-------------------|
| u | Deslocamento | m |
| v | Velocidade de onda | m / s |
| S | Deformação mecânica ou <i>strain</i> | Adimensional |
| T | Tensão mecânica ou <i>stress</i> | N / m^2 |
| c | Rigidez | N / m^2 |
| s | Constante de elasticidade ou <i>compliance</i> | m^2 / N |
| \vec{F}, F | Força e módulo | N |
| U | Tensão elétrica | V |
| I | Corrente elétrica | A |
| \vec{E}, E | Campo elétrico e módulo | V / m |
| \vec{D}, D | Deslocamento elétrico e módulo | C / m^2 |
| ε | Permissividade dielétrica | F / m |
| $d_{m\beta}, d_{m\beta}$ | Constantes piezelétricas | m / V |
| Z_E | Impedância elétrica do transdutor | Ω |
| Z_T^A | Impedância acústica do transdutor | $N \cdot s / m^3$ |
| Z_T | Impedância mecânica do transdutor | $N \cdot s / m$ |
| Z_S | Impedância mecânica da estrutura monitorada | $N \cdot s / m$ |
| $Z_{n,h}$ | Impedância elétrica do transdutor com a estrutura íntegra | Ω |
| $Z_{n,d}$ | Impedância elétrica do transdutor com a estrutura com dano | Ω |
| R_S | Resistor Série | Ω |
| $x(t)$ | Sinal de excitação do transdutor na forma contínua | V |
| $x(n)$ | Sinal de excitação do transdutor na forma discreta | V |
| $y(t)$ | Sinal de resposta do transdutor na forma contínua | V |
| $y(n)$ | Sinal de resposta do transdutor na forma discreta | V |
| f | Frequência | Hz |
| ω | Frequência angular | rad / s |
| F_S | Taxa de amostragem | S / s |
| N | Número de amostras | Adimensional |
| n | Amostra | Adimensional |
| T | Período de amostragem | s |
| $X[k]$ | Coefficientes da DFT do sinal de excitação | Adimensional |
| $Y[k]$ | Coefficientes da DFT do sinal de resposta | Adimensional |

| SÍMBOLO | DESCRIÇÃO | UNIDADE |
|------------------|---|--------------|
| $H[K]$ | Função de Resposta em Frequência – FRF | Adimensional |
| H_1, H_2, H_3 | Estimadores da FRF | Adimensional |
| S_{xx}, S_{yy} | Autoespectro de potência | Adimensional |
| S_{xy}, S_{yx} | Espectros de potência cruzados | Adimensional |
| \bar{C}_{xy} | Média da Função de Coerência | Adimensional |
| Z_{in} | Impedância de entrada do DAQ | Ω |
| C_p | Capacitância de entrada do DAQ | F |
| R_p | Resistência de entrada do DAQ | Ω |
| r | Resistência dos cabos de conexão | Ω |
| ℓ | Dimensão do transdutor | m |
| d | Espessura do transdutor | m |
| A_S | Área da seção transversal da estrutura | m^2 |
| A_E | Área superficial dos eletrodos | m^2 |
| A_T | Área da seção transversal do transdutor | m^2 |
| ρ_e | Densidade superficial de carga elétrica do eletrodo | C / m^2 |
| J | Densidade de corrente | A / m^2 |
| ρ_T | Densidade de massa do transdutor | kg / m^3 |
| ρ_S | Densidade de massa da estrutura | kg / m^3 |
| Q | Carga elétrica | C |
| k | Número de onda | rad / m |
| C_0 | Capacitância estática do transdutor | F |
| γ | Fator de perda (amortecimento) | Np (Neper) |
| η | Sensibilidade do transdutor | Adimensional |

Sumário

| | |
|--|-----------|
| 1 Introdução | 14 |
| 1.1 Sistemas de SHM | 14 |
| 1.2 Fundamentos de Piezeletricidade | 16 |
| 1.2.1 Deformação Mecânica e Tensão Mecânica | 16 |
| 1.2.2 O Efeito Piezelétrico..... | 19 |
| 1.2.3 Materiais e Transdutores Piezelétricos | 22 |
| 1.3 Técnica da Impedância E/M | 25 |
| 1.4 Contribuições deste Trabalho | 29 |
| 2 Sistema de Medição de Impedância | 31 |
| 2.1 Introdução..... | 31 |
| 2.2 Metodologia Proposta..... | 33 |
| 2.3 Procedimento Experimental | 42 |
| 2.4 Resultados e Discussão..... | 43 |
| 2.4.1 Circuito RC..... | 43 |
| 2.4.2 Transdutor de PZT..... | 44 |
| 2.5 Conclusão | 47 |
| 3 Efeito de Carregamento do Transdutor | 48 |
| 3.1 Introdução..... | 48 |
| 3.2 Circuito Eletromecânico Equivalente Proposto..... | 49 |
| 3.2.1 Análise Teórica..... | 50 |
| 3.2.2 Circuito Equivalente | 56 |
| 3.3 Análise do Efeito de Carregamento do Transdutor Baseada no Modelo Proposto | 59 |
| 3.4 Procedimento Experimental | 63 |
| 3.5 Resultados e Discussão..... | 64 |
| 3.6 Conclusão | 71 |
| 4 Seleção da Faixa de Frequência Para Sensibilidade Ótima do Transdutor..... | 73 |
| 4.1 Introdução..... | 73 |
| 4.2 Sensibilidade do Transdutor | 74 |
| 4.3 Procedimento Experimental | 78 |
| 4.4 Resultados e Discussão..... | 79 |
| 4.5 Conclusão | 81 |
| 5 Considerações Finais e Trabalhos Futuros | 83 |
| Referências | 86 |
| Apêndice A | 91 |

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo faz-se uma introdução sucinta aos sistemas de monitoramento de integridade estrutural, também conhecidos como SHM (*Structural Health Monitoring*). Entre as várias técnicas empregadas nesses sistemas, neste trabalho é estudada a baseada na impedância eletromecânica (E/M), que se destaca por sua simplicidade e por utilizar componentes de baixo custo, tais como os transdutores piezelétricos de PZT (*Pb-Lead Zirconate Titanate* – titanato zirconato de chumbo). O princípio de operação e as principais características dessa técnica foram investigados, bem como algumas de suas limitações práticas e as metodologias sugeridas neste trabalho para contorná-las.

1.1 Sistemas de SHM

Os sistemas de monitoramento de integridade estrutural têm a finalidade de detectar, em tempo real ou não, danos estruturais. Segundo Rytter (1993), em sistemas avançados há um processo de cinco passos a ser seguido: (1) detectar a existência de dano; (2) localizá-lo na estrutura; (3) identificar o seu tipo; (4) avaliar a sua extensão; (5) determinar o tempo restante de vida útil da estrutura.

Entre os vários campos de aplicação, estão as infraestruturas civis (pontes, edifícios, estradas, plataformas petrolíferas, etc.), as estruturas aeronáuticas e aeroespaciais (aviões, helicópteros, satélites, estações espaciais, etc.) e as grandes estruturas marítimas (submarinos e navios). A motivação é tanto científica como econômica. Do ponto de vista científico, monitorar e detectar danos estruturais significa conquistar um elevado grau de segurança. Do ponto de vista econômico, sistemas com essa capacidade permitem uma economia significativa em manutenção.

Em (CAWLEY, 1997), é sugerido o uso de um sistema de SHM para identificar corrosão em oleodutos de indústrias químicas e petroquímicas, nas quais o custo associado com a remoção dos dutos para inspeção é proibitivo. De acordo com Wang, Satpathi e Heo (1997), a Administração de Rodovias Federais dos Estados Unidos estima que

aproximadamente 35% das pontes (cerca de 236000) estão operacionalmente ou estruturalmente deficientes e os custos de reparos ou reconstrução são na ordem de bilhões de dólares. Um sistema de SHM poderia reduzir esses custos e proporcionar um maior nível de segurança aos usuários.

Um dos campos de aplicação mais focados na atualidade é a indústria aeronáutica. Embora o projeto e os critérios de certificação de uma aeronave já garantam um elevado nível de segurança, um sistema de SHM poderia reduzir significativamente os custos de reparo e manutenção que representam, segundo Kessler et al. (2002), 27 % do custo de seu ciclo de vida. Os custos diretos relacionados com o reparo poderiam ser reduzidos pela detecção de danos em estágio inicial. De outra forma, os custos indiretos poderiam ser reduzidos pela menor frequência com que a aeronave ficaria parada para manutenção.

A definição de dano é importante em sistemas de SHM. Entende-se como dano qualquer alteração da estrutura que afete o seu desempenho atual ou possa afetar o seu desempenho futuro. Implícita nessa definição está o conceito de que a identificação de dano é baseada na comparação entre dois estados da estrutura, sendo que em um deles a estrutura é considerada íntegra. As alterações que um dano causa na estrutura podem ser, por exemplo, na massa, rigidez, dissipação de energia, impedância mecânica e na sua seção transversal. Estas, por sua vez, alteram a resposta dinâmica da estrutura. Desse conceito, surgem as técnicas baseadas na Função de Resposta em Frequência (FRF).

Nessas técnicas, os dados para a avaliação da estrutura são coletados enquanto esta está em condição dinâmica por meio de excitação natural ou forçada. Na excitação natural, a vibração produzida pelo ambiente em condições normais de operação da estrutura é aproveitada. A vibração de uma ponte devido ao tráfego de veículos é um exemplo de excitação natural. Por outro lado, a excitação forçada é feita de forma controlada por atuadores como *shakers* e transdutores piezelétricos.

Muitas das técnicas utilizadas em sistemas de SHM têm origem nos métodos de avaliação não destrutiva, NDE (*Non-Destructive Evaluation*), tais como emissão acústica, vácuo comparativo, ondas de *Lamb*, inspeção por partícula magnética, correntes de *Eddy* e aquelas baseadas em fibra óptica. Detalhes e referências para essas e outras técnicas podem ser encontrados na revisão literária feita por Sohn et al. (2004).

Este estudo visa contribuir para o aperfeiçoamento da técnica da impedância E/M, uma técnica NDE baseada na FRF que utiliza transdutores piezelétricos de baixo custo tanto para excitar como para coletar dados relacionados com a impedância mecânica da estrutura monitorada.

Na próxima seção, faz-se uma breve introdução aos fundamentos de piezeletricidade e aos transdutores utilizados nessa técnica.

1.2 Fundamentos de Piezeletricidade

Os transdutores piezelétricos são amplamente utilizados em vários tipos de dispositivos eletrônicos por apresentarem baixo custo, dimensões reduzidas e baixo consumo de energia, o que os tornam ideais para dispositivos sem fio (*wireless*) e alimentados por baterias. Nas últimas décadas, esses transdutores têm sido usados na detecção de danos estruturais devido ao efeito piezelétrico que proporciona um acoplamento eletromecânico com a estrutura monitorada e, portanto, permite avaliar as condições mecânicas da estrutura a partir das propriedades elétricas do transdutor. Por se tratar de uma interação entre grandezas elétricas e mecânicas, as definições de *deformação mecânica* e *tensão mecânica* são necessárias antes de iniciar o estudo do efeito piezelétrico e dos materiais que apresentam essa propriedade.

1.2.1 Deformação Mecânica e Tensão Mecânica

A deformação mecânica, ou *strain*, é uma grandeza adimensional que denota o deslocamento relativo das partículas de um meio material. Para facilitar a sua compreensão, considera-se o caso unidimensional do alongamento de um barbante elástico, como ilustrado na Figura 1.1.

Para que a deformação mecânica seja uniforme, uma pequena porção do barbante entre

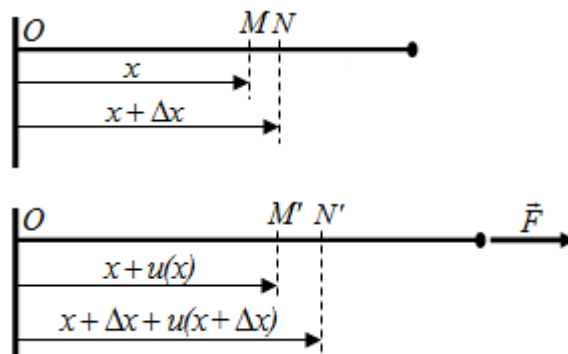


Figura 1.1. Representação do alongamento de um barbante elástico utilizada para definir a deformação mecânica, ou *strain*.

o ponto M de posição x e o ponto N de posição $x + \Delta x$ é considerada. Após a força \vec{F} ser aplicada em sua extremidade livre, o ponto M sofre um deslocamento $u(x)$ e o ponto N tem um deslocamento de $u(x + \Delta x)$, movendo-se para as posições M' e N' , respectivamente. A deformação mecânica é definida como o limite do alongamento relativo da porção MN de comprimento inicial Δx no limite $\Delta x \rightarrow 0$. Logo,

$$S = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \left[\frac{u(x + \Delta x) - u(x)}{\Delta x} \right] = \frac{du}{dx} \quad (1.1)$$

Para o caso tridimensional, os deslocamentos dos pontos M e N não ocorrem necessariamente na mesma direção. Para essa situação, a deformação é definida como (ROYER; DIEULESAINT, 2000a)

$$S_{ij} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u_i}{\partial x_j} + \frac{\partial u_j}{\partial x_i} \right) \quad (1.2)$$

sendo que u_i e u_j , para $i, j = 1, 2, 3$, são as componentes de deslocamento das partículas do material na direção i e j , respectivamente, enquanto que x_i e x_j referem-se às coordenadas cartesianas do sistema de referência. Portanto, a deformação mecânica é um tensor de segunda ordem e $S_{ij} = S_{ji}$, isto é, simétrico.

A deformação de um sólido está associada com a presença de uma força externa, como representado na Figura 1.2.

Na Figura 1.2, a força \vec{F}_i que atua na direção i é aplicada sobre a área ΔA_j (com normal na direção x_j) de um elemento diferencial de volume de um sólido deformado. A tensão mecânica, ou *stress*, é definida como (ROYER; DIEULESAINT, 2000a)

$$T_{ij} = \lim_{\Delta A_j \rightarrow 0} \left(\frac{F_i}{\Delta A_j} \right) \quad (1.3)$$

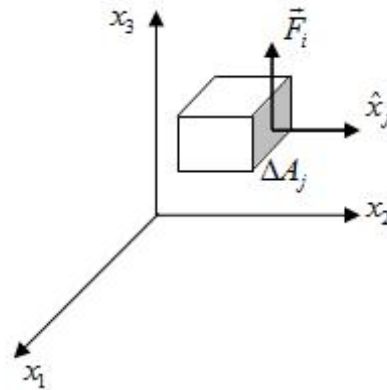


Figura 1.2. Ação de uma força externa em um elemento diferencial de volume de um sólido deformado.

A tensão mecânica também é um tensor de segunda ordem e, se o sólido não está sujeito a qualquer torque externo, vale a relação $T_{ij} = T_{ji}$, para $i, j = 1, 2, 3$. Sua dimensão é força por unidade de área [N/m²]. A tensão e a deformação se relacionam através da lei de Hooke. Se o comportamento do material é linear, vale a relação

$$T_{ij} = c_{ijkl} S_{kl} \quad (1.4)$$

sendo c_{ijkl} [N/m²] o tensor de rigidez (*stiffness*) do material. De outra forma,

$$S_{ij} = s_{ijkl} T_{kl} \quad (1.5)$$

sendo s_{ijkl} [m²/N] um tensor de quarta ordem que representa as constantes elásticas do material, também conhecidas como constantes de *compliance*.

Como os tensores de tensão e deformação mecânica são simétricos, as seguintes simplificações podem ser feitas nos pares de índices (ij) e (kl): (11) ↔ 1, (22) ↔ 2, (33) ↔ 3, (23) = (32) ↔ 4, (31) = (13) ↔ 5 e (12) = (21) ↔ 6. Logo, os tensores de tensão e deformação têm o número de elementos reduzido de 9 para 6 e o tensor de *compliance* de 81 para 36, como segue

$$S_{\alpha} = s_{\alpha\beta} T_{\beta} \quad (1.6)$$

para $\alpha, \beta = 1, 2, \dots, 6$.

Os índices α e β estão relacionados com o tipo de deformação que ocorre no material. Quando $\alpha, \beta = 1, 2, 3$ ($i=j$ e $k=l$), há uma elongação do material na direção dos eixos x , y e z que estão associados com os índices 1, 2, e 3, respectivamente, conforme ilustra o sistema de coordenadas da Figura 1.3. Por outro lado, se $\alpha, \beta = 4, 5, 6$ ($i \neq j$ e $k \neq l$), ocorre uma torção do material em torno de x , y e z , respectivamente. No caso dos transdutores piezelétricos, a

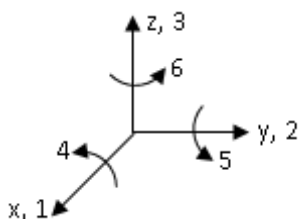


Figura 1.3. Sistema de coordenadas utilizado para indicar o sentido de elongação e torção do material.

deformação do material implica no modo de vibração que este produz na estrutura monitorada. Os modos de vibração dos transdutores são analisados na Seção 1.2.3.

1.2.2 O Efeito Piezelétrico

Idealmente, o estudo sobre o efeito piezelétrico deveria ser precedido de um estudo sobre cristalografia. Entretanto, neste trabalho, apresentam-se apenas as características básicas dessa propriedade necessárias para o entendimento da aplicação dos transdutores piezelétricos na detecção de danos estruturais. Para um estudo mais detalhado, recomenda-se a leitura de (MEITZLER et al., 1987).

O efeito piezelétrico é o surgimento de um campo elétrico em um material submetido a uma distribuição de tensão mecânica. Também ocorre o efeito reverso, isto é, ao se aplicar uma tensão elétrica entre os dois lados de um material piezelétrico, surge uma deformação mecânica. Ambos os efeitos foram descobertos por Jacques e Pierre Curie em 1880-1881. O termo piezelétrico vem do grego *piezein* que significa pressionar. Neste estudo é considerado apenas o efeito piezelétrico linear que é válido para um campo elétrico de pequena amplitude.

As relações constitutivas de um material piezelétrico podem ser determinadas a partir de um capacitor plano de placas paralelas, no qual são aplicadas uma força \vec{F} e uma diferença de potencial elétrico U [V], como representado na Figura 1.4.

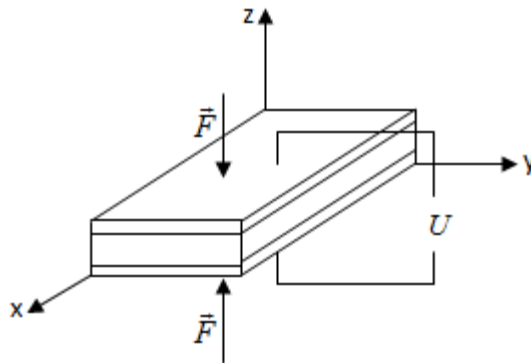


Figura 1.4. Representação de um capacitor plano de placas paralelas utilizado para determinar as relações constitutivas de um material piezelétrico.

Inicialmente, considera-se que o dielétrico do capacitor seja um material anisotrópico e não piezelétrico. A aplicação da força \vec{F} produz uma deformação S e uma tensão T que se relacionam através da lei de Hooke dada pela equação (1.6) que é reescrita abaixo

$$S_\alpha = s_{\alpha\beta} T_\beta \quad (1.6)$$

A diferença de potencial cria um campo elétrico \vec{E}_k [V/m], para $k = 1, 2, 3$, e pode-se obter

$$\vec{D}_m = \varepsilon_{mk} \vec{E}_k \quad (1.7)$$

sendo \vec{D}_m [C/m²], para $m = 1, 2, 3$, o vetor de deslocamento elétrico e ε_{mk} [F/m] o tensor de segunda ordem que representa as constantes de permissividade dielétrica.

Por outro lado, se o dielétrico é um material piezelétrico, ocorre uma interação entre as grandezas elétricas e mecânicas. A partir da energia livre de Gibbs do material, pode-se determinar que o deslocamento elétrico e a deformação mecânica são dados por (BERLINCOURT; CURRAN; JAFFE, 1964 *apud* BUSCH-VISHNIAC, 1998)

$$D_m = d_{m\beta}^{H,\theta} T_\beta + \varepsilon_{mk}^{T,H,\theta} E_k + m_{mk}^{T,\theta} H_k + p_m^{T,H} d\theta \quad (1.8)$$

$$S_\alpha = s_{\alpha\beta}^{E,H,\theta} T_\beta + d_{\beta m}^{H,\theta} E_m + d_{\beta m}^{E,\theta} H_m + \alpha_\alpha^{E,H} d\theta \quad (1.9)$$

sendo $d_{m\beta}$ e $d_{\beta m}$ as constantes piezelétricas, m_{mk} as constantes magnetodielétricas, p_m as constantes piroelétricas, α_α os coeficientes de expansão térmica, H_k as componentes de campo magnético e θ a temperatura. Os sobrescritos E , H , θ e T indicam campo elétrico, campo magnético, temperatura e tensão mecânica constantes, respectivamente.

Os efeitos térmicos e magnéticos não são considerados neste estudo e as equações em (1.8) e (1.9) podem ser simplificadas como

$$D_m = d_{m\beta}T_\beta + \varepsilon_{mk}^T E_k \quad (1.10)$$

$$S_\alpha = s_{\alpha\beta}^E T_\beta + d_{\beta m} E_m \quad (1.11)$$

Em (1.10), o efeito piezelétrico direto, as componentes do tensor $d_{m\beta}$ relacionam o deslocamento elétrico na direção m com a tensão mecânica na direção β . O mesmo raciocínio vale para o tensor $d_{\beta m}$ em (1.11), o efeito piezelétrico reverso. Portanto, em um material piezelétrico há também uma carga elétrica devido a uma tensão mecânica e uma deformação devido a um campo elétrico, ou seja, há um acoplamento eletromecânico.

As expressões em (1.10) e (1.11) podem ser colocadas na forma matricial, como segue

$$[D] = [d][T] + [\varepsilon^T][E] \quad (1.12)$$

$$[S] = [s^E][T] + [d]^T[E] \quad (1.13)$$

As expressões em (1.12) e (1.13) definem as relações constitutivas básicas de um material piezelétrico e foram utilizadas neste trabalho para o desenvolvimento do circuito eletromecânico equivalente para transdutores de PZT aplicados na detecção de danos estruturais.

1.2.3 Materiais e Transdutores Piezelétricos

As propriedades piezelétricas estão presentes em 20 das 32 classes cristalográficas, embora somente algumas delas sejam usadas; elas também estão presentes em materiais ferroelétricos amórficos. Entre os materiais piezelétricos, podem ser citados: os cristais de quartzo (SiO_2), niobato de lítio ($LiNbO_3$), tantalato de lítio ($LiTaO_3 - LT$), entre outros; alguns semicondutores, sendo os mais usados o óxido de zinco (ZnO), o sulfeto de cádmio (CdS) e o nitreto de alumínio (AlN); os polímeros, tal como o polyvinylidene fluoride (PVDF ou PVF_2); e as cerâmicas piezelétricas.

Neste trabalho são consideradas apenas as cerâmicas piezelétricas por apresentarem propriedades favoráveis para uso em detecção de danos estruturais. As cerâmicas piezelétricas são um tipo de multicristal dielétrico com uma elevada constante dielétrica e são fabricadas por dois processos principais. Primeiro, elas são aquecidas em alta temperatura. Após o aquecimento, as cerâmicas apresentam a estrutura cristalina ilustrada na Figura 1.5 (a), mas ainda não possuem a propriedade piezelétrica porque os dipolos elétricos têm uma orientação randômica e o momento elétrico total é cancelado. Para as cerâmicas tornarem-se piezelétricas, elas devem ser polarizadas. Essa polarização é obtida através da aplicação de um campo elétrico DC intenso, na ordem de kV/mm , que orienta os dipolos do material, conforme pode ser visto na Figura 1.5 (b). Devido a sua forte propriedade dielétrica, os dipolos da cerâmica permanecem orientados mesmo após o campo elétrico ser retirado, apresentando uma intensa propriedade piezelétrica, como representado na Figura 1.5 (c).

Entre as cerâmicas piezelétricas mais utilizadas, destacam-se o titanato de bário

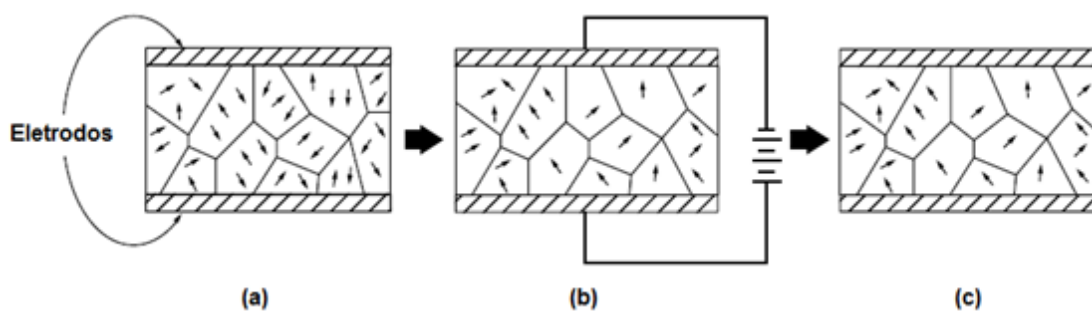


Figura 1.5. Processo de fabricação das cerâmicas piezelétricas através do (a) aquecimento em alta temperatura, (b) da aplicação de um campo elétrico intenso e (c) orientação final dos dipolos. Figura adaptada do catálogo *Piezoelectric Ceramic Sensors (PIEZOTITE®)* da Murata Manufacturing.

($BaTiO_3$) que é utilizado em transdutores ultrassônicos e, mais recentemente, o titanato zirconato de chumbo ($PbTiO_3 \cdot PbZrO_3$) que, como foi citado no início deste capítulo, é conhecido como PZT. Quando comparadas com outros materiais piezelétricos, as cerâmicas de PZT apresentam as seguintes vantagens: bom acoplamento eletromecânico, boa estabilidade, alta rigidez, resposta linear para campo elétrico de baixa intensidade e baixo custo (LIN; GIURGIUTIU, 2006).

As cerâmicas de PZT têm a simetria dos cristais hexágonos da classe $6mm$. Os tensores das constantes piezelétricas, dielétricas e de *compliance* são dados por (MEITZLER et al., 1987)

$$[s^E] = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ -s_{12} & -s_{11} & s_{13} & 0 & 0 & 0 \\ s_{12} & s_{12} & s_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2(s_{11} - s_{12}) \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

$$[d] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1.15)$$

$$[\varepsilon^T] = \begin{pmatrix} \varepsilon_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_{33} \end{pmatrix} \quad (1.16)$$

A partir das simetrias em (1.14) – (1.16), as relações constitutivas em (1.12) e (1.13) podem ser desenvolvidas de acordo com o modo de vibração, como segue

a) Vibração *shear*

$$D_1 = d_{15}T_5 + \varepsilon_{11}E_1 \quad (1.17)$$

$$D_2 = d_{15}T_4 + \varepsilon_{11}E_2 \quad (1.18)$$

$$S_4 = s_{44}T_4 + d_{15}E_2 \quad (1.19)$$

$$S_5 = s_{44}T_5 + d_{15}E_3 \quad (1.20)$$

b) Vibração longitudinal (*thickness*)

$$S_3 = s_{12}(T_1 + T_2) + s_{33}T_3 + d_{33}E_3 \quad (1.21)$$

c) Vibração transversal

$$S_1 = s_{11}T_1 + s_{12}T_2 + s_{13}T_3 + d_{31}E_3 \quad (1.22)$$

$$S_2 = -s_{12}T_1 - s_{11}T_2 + s_{13}T_3 + d_{31}E_3 \quad (1.23)$$

d) Vibração longitudinal e transversal

$$D_3 = d_{31}(T_1 + T_2) + d_{33}T_3 + \varepsilon_{33}E_3 \quad (1.24)$$

e) Sem efeito piezométrico

$$S_6 = 2(s_{11} - s_{12})T_6 \quad (1.25)$$

Como listado acima, há três modos de vibração, tanto para o efeito piezométrico direto como para o reverso. O modo longitudinal recebe esse nome porque a deformação é mais significativa na espessura do material e ocorre quando, no caso do efeito reverso, a deformação produzida no material está na mesma direção do campo elétrico aplicado ou, no caso do efeito direto, o deslocamento elétrico está na mesma direção da tensão mecânica. O modo *shear* está relacionado com a torção do material em torno do eixo x ou y. Finalmente, no modo transversal, a direção do campo elétrico ou deslocamento elétrico é ortogonal à direção da tensão mecânica ou da deformação mecânica. Nota-se que no efeito piezométrico direto não é possível desassociar o modo longitudinal do modo transversal.

Geralmente, os transdutores piezométricos utilizados na detecção de danos estruturais são constituídos por pequenas placas delgadas de cerâmicas de PZT revestidas, em ambas as faces, por um filme metálico que serve como eletrodo. Exemplos de transdutores desse tipo

são as cerâmicas produzidas pela Piezo Systems, comumente utilizadas em aplicações de SHM. Essas cerâmicas são fornecidas em vários tamanhos, diversas espessuras e formas, como podem ser conferidas na Figura 1.6.

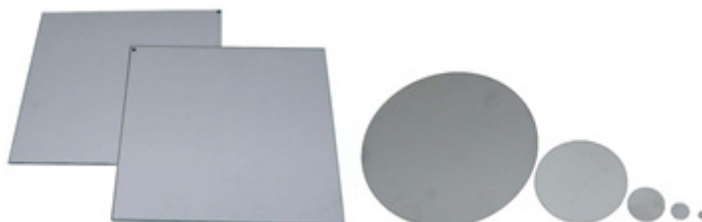


Figura 1.6. Exemplos de cerâmicas de PZT produzidas pela Piezo Systems. Imagens retiradas do site <http://www.piezo.com>.

Esses transdutores são cortados na forma e tamanho desejados e colados na estrutura a ser monitorada. Devido ao seu bom acoplamento eletromecânico, é estabelecida uma relação entre a impedância mecânica da estrutura e a impedância elétrica do transdutor. Esse é o conceito básico da técnica da impedância E/M analisada na próxima seção.

1.3 Técnica da Impedância E/M

A técnica da impedância E/M é uma forma de avaliação não destrutiva (NDE) baseada na Função de Resposta em Frequência (FRF) que se destaca por sua simplicidade e por utilizar transdutores piezelétricos de baixo custo. Esses transdutores, geralmente cerâmicas de PZT como descritas na Seção 1.2.3, são colados na estrutura a ser monitorada por meio de um adesivo de alta rigidez que pode ser uma cola instantânea a base de cianoacrilato ou uma resina de epóxi. Devido ao efeito piezelétrico, é estabelecida uma relação entre as propriedades mecânicas da estrutura e a impedância elétrica do transdutor. Logo, é possível monitorar variações dessas propriedades através da medição da impedância elétrica (CAWLEY, 1984).

Na técnica baseada na impedância E/M, cada transdutor permite a excitação forçada da estrutura e, simultaneamente, a medição da impedância elétrica. Em vista disso, é comum na literatura atribuir às cerâmicas de PZT as funções de sensor (efeito piezelétrico direto) e de atuador (efeito piezelétrico reverso). Embora a estrutura seja excitada, o termo atuador não é adequado nesse caso. Geralmente, atuadores são dispositivos robustos que impõem uma

condição ao sistema independentemente do carregamento aplicado a ele, isto é, do tamanho da estrutura. Como em sistemas de SHM as cerâmicas de PZT são, geralmente, muito menores do que a estrutura monitorada, optou-se por não utilizar o termo “atuador” neste trabalho.

O transdutor e a estrutura monitorada podem ser representados por um modelo eletromecânico do tipo massa-mola, como ilustrado na Figura 1.7.

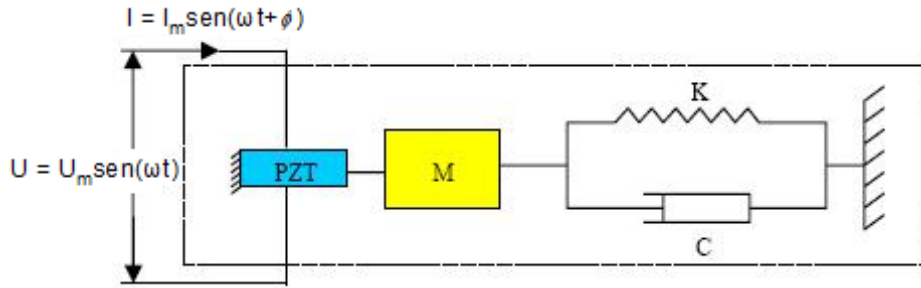


Figura 1.7. Transdutor de PZT e a estrutura monitorada representados por um modelo eletromecânico do tipo massa-mola.

Na Figura 1.7, M é a massa, K é a constante elástica da mola e C o coeficiente de amortecimento. O transdutor é excitado por uma fonte de tensão senoidal U com amplitude U_m e frequência angular ω que produz uma corrente I com amplitude I_m e fase ϕ . Considerando-se que as propriedades do transdutor sejam invariáveis no tempo, qualquer mudança na estrutura irá afetar o valor da impedância do sistema. A impedância mecânica da estrutura monitorada pode ser definida como sendo a razão entre a força aplicada na estrutura e a velocidade com que a mesma se desloca. Em uma analogia com um circuito elétrico, a força seria a tensão e a velocidade seria a corrente. A solução do sistema apresentado na Figura 1.7 em termos da impedância elétrica do transdutor é dada, de acordo com Liang, Sun e Rogers (1994), pela seguinte equação

$$Z_E(\omega) = \frac{U}{I} = \frac{1}{j\omega a} \left(\bar{\epsilon}_{33}^T - \frac{Z(\omega)}{Z(\omega) + Z_a(\omega)} d_{3x}^2 \hat{Y}_{xx}^E \right)^{-1} \quad (1.26)$$

sendo j a unidade imaginária, Z_E a impedância elétrica, Z_a a impedância mecânica do transdutor, Z a impedância mecânica da estrutura monitorada, a uma constante geométrica, $\bar{\epsilon}_{33}^T$ a constante dielétrica a uma tensão mecânica constante, \hat{Y}_{xx}^E o módulo de Young a um

campo elétrico constante e d_{3x} a constante piezolétrica.

De acordo com (1.26), qualquer alteração na impedância mecânica da estrutura provocada por um dano implica em uma variação correspondente na impedância elétrica do transdutor. Portanto, a técnica da impedância E/M permite que a integridade da estrutura seja avaliada de uma maneira simples através da medição da impedância elétrica do transdutor de PZT.

Na prática, o transdutor é excitado por uma fonte com frequência variável de forma que as variações na impedância elétrica correspondentes às frequências naturais da estrutura, que são alteradas pelo dano, possam ser avaliadas. Na Figura 1.8, faz-se uma comparação da resistência elétrica (parte real da impedância) de um transdutor de PZT de 10 x 10 x 0,267 mm livre, i.e, descolado da estrutura, com a sua resistência após ter sido colado em uma barra de alumínio de 600 x 30 x 4 mm em uma faixa de frequência de 5 kHz a 60 kHz.

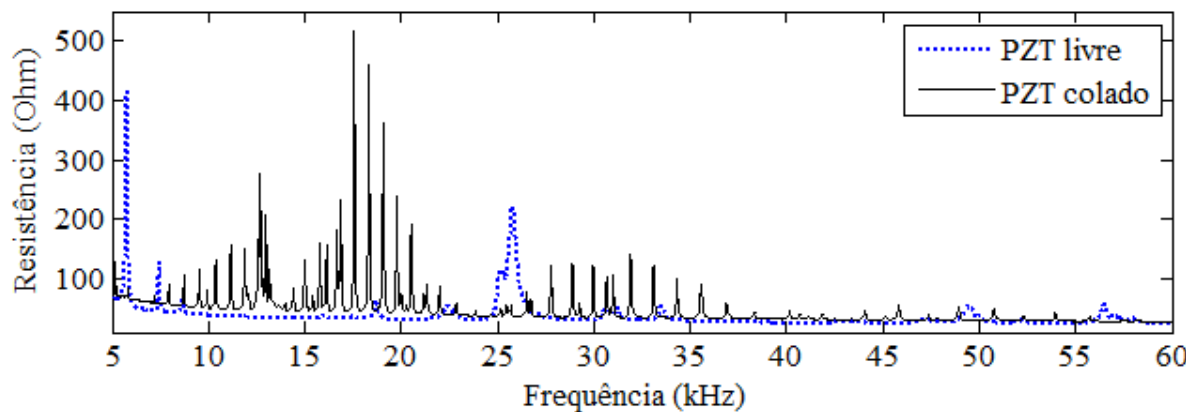


Figura 1.8. Comparação entre as resistências elétricas de um transdutor de PZT livre e colado na estrutura.

Com o transdutor colado na estrutura, sua impedância elétrica (módulo, parte real ou parte imaginária) passa a apresentar picos correspondentes às frequências naturais da estrutura. São as alterações nesses picos que devem ser analisadas para a identificação de um possível dano estrutural. A identificação do dano é feita comparando-se a impedância elétrica do transdutor medida com a estrutura em uma condição inicial, considerada íntegra, com a impedância medida após a estrutura ter sofrido um possível dano. Essa comparação é realizada por meio de índices de falha métrica. Os índices mais usados na literatura são o desvio da raiz média quadrática, RMSD (*Root Mean Square Deviation*), e a métrica do desvio do coeficiente de correlação, CCDM (*Correlation Coefficient Deviation Metric*).

O índice RMSD é baseado na norma euclidiana (GIURGIUTIU; ROGERS, 1998).

Algumas modificações nesse índice foram sugeridas por vários pesquisadores, sendo um dos mais utilizados calculado por

$$RMSD = \sum_n^N \sqrt{\frac{(Z_{n,d} - Z_{n,h})^2}{Z_{n,h}^2}} \quad (1.27)$$

sendo $Z_{n,h}$ a impedância elétrica do transdutor com a estrutura íntegra e $Z_{n,d}$ a impedância após a ocorrência de um possível dano, ambas medidas na frequência n ; N é o número total de amostras.

Já o índice CCDM é obtido por (MARQUI et al., 2008)

$$CCDM = 1 - \frac{\left| \frac{\sum_n^N (Z_{n,h} - \bar{Z}_h)(Z_{n,d} - \bar{Z}_d)}{\sqrt{\sum_n^N (Z_{n,h} - \bar{Z}_h)^2} \sqrt{\sum_n^N (Z_{n,d} - \bar{Z}_d)^2}} \right|}{1} \quad (1.28)$$

sendo \bar{Z}_h e \bar{Z}_d as médias da impedância na faixa de frequência considerada obtidas antes e depois do dano, respectivamente, dadas por

$$\bar{Z}_h = \frac{1}{N} \sum_n^N Z_{n,h} \quad (1.29)$$

$$\bar{Z}_d = \frac{1}{N} \sum_n^N Z_{n,d} \quad (1.30)$$

Em (1.27) a (1.30), $Z_{n,h}$ e $Z_{n,d}$ podem ser tanto o módulo da impedância elétrica do transdutor como a parte real (resistência) ou imaginária (reatância). Embora alguns pesquisadores recomendem o uso da parte real (BHALLA; NAIDU; SOH, 2003, SUN et al., 1995), ainda não há um consenso na literatura de qual componente da impedância é mais adequada. Os índices RMSD e CCDM devem ser calculados em uma faixa de frequência que

contenha as frequências naturais da estrutura mais sensíveis ao dano e garanta uma boa repetitividade entre as medidas. Além disso, as frequências dessa faixa devem ser altas o suficiente para que estas tenham um comprimento de onda menor do que o tamanho do dano que se deseja detectar (STOKES; CLOUDS, 1993). Frequências elevadas, entretanto, limitam a região de sensibilidade do transdutor (PARK et al., 2003), mas podem ser vantajosas para a localização de dano em sistemas que utilizam rede de transdutores.

1.4 Contribuições deste Trabalho

Embora muitos pesquisadores indiquem o uso bem sucedido da técnica da impedância E/M na detecção de danos estruturais (PARK; CUDNEY; INMAN, 2001), muitos problemas em aplicações práticas ainda precisam ser investigados.

A medição da impedância elétrica do transdutor, etapa básica da técnica, é comumente realizada por instrumentos comerciais, tais como os analisadores de impedância HP4192 e HP4194 da Hewlett-Packard. Além de dispendiosos, esses instrumentos são volumosos, pesados e lentos, o que dificulta a pesquisa da técnica bem como a sua aplicação em campo. Visando contornar esses problemas, no Capítulo 2 é sugerido um sistema de medição de baixo custo, rápido e versátil baseado na plataforma LabVIEW (*Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) da National Instruments.

Além da deficiência de um sistema de medição de impedância versátil, as pesquisas sobre a técnica são, em muitos casos, baseadas em experimentos com estruturas simples, tais como barras de alumínio estreitas e delgadas. Embora existam pesquisas envolvendo estruturas mais complexas, não há um estudo conclusivo sobre a influência do tamanho da estrutura na sensibilidade do transdutor em detectar danos. No Capítulo 3 é proposta uma modificação em um circuito eletromecânico equivalente para analisar o efeito de carregamento do transdutor devido à estrutura monitorada que reduz significativamente o desempenho do sistema para detectar danos. A análise desse efeito permite o correto dimensionamento do transdutor para assegurar boa sensibilidade em grandes estruturas.

Um parâmetro importante na técnica da impedância E/M é a faixa de frequência usada no cálculo dos índices de falha métrica. A seleção da faixa mais adequada é feita, geralmente, pelo método de tentativa e erro. Embora algumas metodologias para a seleção da faixa de frequência tenham sido propostas, estas são baseadas em dados medidos e requerem uma quantidade considerável de testes para sua aplicação. No Capítulo 4 é sugerido um método

teórico para determinar as faixas de frequência em que o transdutor apresenta boa sensibilidade para a detecção do dano e, desta forma, auxiliar na seleção da faixa de frequência mais apropriada.

Todas as metodologias apresentadas neste trabalho foram verificadas com experimentos em diversas estruturas de alumínio e são contribuições importantes para o desenvolvimento da técnica da impedância E/M. No Apêndice A, há uma relação dos artigos publicados e aceitos para publicação relacionados com esta pesquisa.

Capítulo 2

Sistema de Medição de Impedância

Neste capítulo é sugerido um sistema de baixo custo, simples e preciso para a medição da impedância elétrica de transdutores de PZT em sistemas de SHM baseados na técnica da impedância E/M. Para verificar a eficiência e precisão da nova metodologia, alguns experimentos foram realizados e os resultados foram comparados com os obtidos usando um analisador de impedância comercial.

2.1 Introdução

Embora a técnica da impedância E/M seja simples e utilize transdutores de baixo custo e compactos, a maioria das universidades e centros de pesquisa utiliza instrumentos comerciais (tais como o HP4192A, HP4194A da Hewlett-Packard) para a medição da impedância elétrica. Apesar de serem precisos, esses instrumentos são pesados, volumosos, têm muitas funções não necessárias para aplicações em SHM e possuem um elevado custo, muitas vezes proibitivo. Esses fatores certamente limitam o uso da técnica em larga escala, como em aplicações industriais e em campo, ou por universidades com poucos recursos financeiros.

Muitos pesquisadores têm proposto novos sistemas para a medição da impedância elétrica em aplicações em SHM. Um método sugerido por Peairs, Park e Inman (2002, 2004) utiliza um analisador de espectro e um circuito auxiliar simples e de baixo custo, como apresentado na Figura 2.1. De acordo com os autores, se a resistência R_s é considera

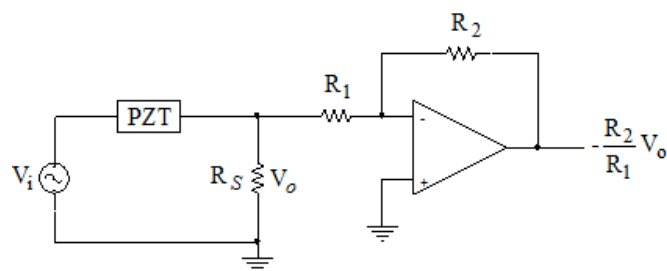


Figura 2.1. Circuito sugerido por Peairs, Park e Inman (2002, 2004) para a estimacão da impedância do transdutor.

pequena, a impedância elétrica do transdutor é dada aproximadamente por $\dot{Z} = R_s \dot{V}_i / \dot{V}_o$, sendo \dot{V}_i o sinal de excitação e \dot{V}_o o sinal de resposta do transdutor. Para obter a impedância no domínio da frequência, a DFT (*Discrete Fourier Transform* – transformada de Fourier discreta) dos sinais V_i e V_o (considerados na forma discreta) é computada através de um analisador de espectro. Apesar da simplicidade do circuito e de seu baixo custo, esse método apresenta algumas desvantagens: (a) a impedância é apenas uma aproximação válida se a resistência R_s é pequena em relação à impedância do transdutor e a discrepância tende a aumentar em alta frequência porque o transdutor é predominantemente capacitivo e sua reatância tende a diminuir; (b) se a resistência R_s é muito reduzida, torna-se necessário o uso de um amplificador de alto ganho, dado pela relação R_2 / R_1 , o que pode reduzir a largura de banda do sistema; (c) o analisador de espectro é ainda um instrumento de custo elevado.

O analisador de impedância proposto por Xu e Giurgiutiu (2005) usa apenas um resistor como circuito auxiliar e a aquisição do sinal de resposta do transdutor é feita por meio de um dispositivo DAQ (*Data Acquisition*) controlado pelo software LabVIEW. É visto que esse sistema é mais preciso e eficiente que o anterior, mas o sinal de excitação é fornecido por um gerador de funções externo que precisa de uma placa GPIB (*General Purpose Interface Bus*) para ser controlado. Além de aumentar o custo, esses instrumentos deixam o sistema menos versátil.

Recentemente, dispositivos sem fio de baixo custo e baixo consumo de energia foram desenvolvidos para a análise de impedância. O sistema sugerido por Kim et al. (2007) é baseado em um DSP (*Digital Signal Processor* – processador digital de sinais) e usa um novo algoritmo que elimina o uso de conversores analógico-digital (CAD) e conversores digital-analógico (CDA). Entretanto, a faixa e o passo de frequência em que a impedância pode ser analisada são limitados pela pouca memória do DSP. Como uma consequência, um analisador de impedância comercial de alto custo ainda é necessário para determinar a faixa de frequência mais sensível ao dano estrutural e viabilizar o uso do sistema. Os dispositivos propostos por Park et al. (2008), Overly, Park e Farrar (2007) são baseados no AD5933, um circuito integrado de medição de impedância desenvolvido pela Analog Devices. Embora esses dispositivos sejam muito compactos e de baixo custo, o AD5933 permite a medição da impedância elétrica em uma frequência de até 100 kHz, o que pode limitar muitas aplicações em SHM. Em (WANG; YOU, 2008), os autores apresentaram um circuito complexo para desenvolver um sistema de SHM autônomo. Além de o circuito ser complexo, o sistema foi

testado com um dispositivo DAQ conectado a um PC (*Personal Computer* – microcomputador pessoal) com o software LabVIEW. Em (ZHAO; WANG; YOU, 2008), o dispositivo DAQ do sistema anterior foi substituído por outro hardware complexo baseado em FPGA (*Field Programmable Gate Array*) para ser utilizado em uma aplicação remota específica.

Portanto, a maioria dos sistemas que foram recentemente propostos é para aplicações específicas, previamente estudadas em laboratório, nas quais a faixa de frequência mais sensível ao dano estrutural já é conhecida. Muitos desses sistemas utilizam placas de avaliação ou exigem a confecção de placas de circuito impresso específicas.

Visando eliminar esses problemas, neste trabalho é apresentado um sistema simples, eficiente, de baixo custo e em que a precisão do cálculo da impedância não depende da faixa de frequência analisada ou dos valores dos componentes do circuito. O sistema substitui com sucesso um conjunto de instrumentos tradicionalmente utilizados na técnica da impedância E/M, tais como analisadores de impedância, analisadores de espectro e geradores de sinais.

2.2 Metodologia Proposta

O princípio básico de operação é baseado na FRF obtida através da DFT dos sinais de excitação e resposta de um circuito auxiliar utilizado para a conexão do transdutor de PZT. A partir da FRF e considerando-se em detalhes os parâmetros do circuito, obtém-se com precisão a impedância do transdutor. O sistema completo está representado na Figura 2.2. No diagrama da Figura 2.2, $x(t)$ e $x(n)$ representam o sinal de excitação na forma contínua e

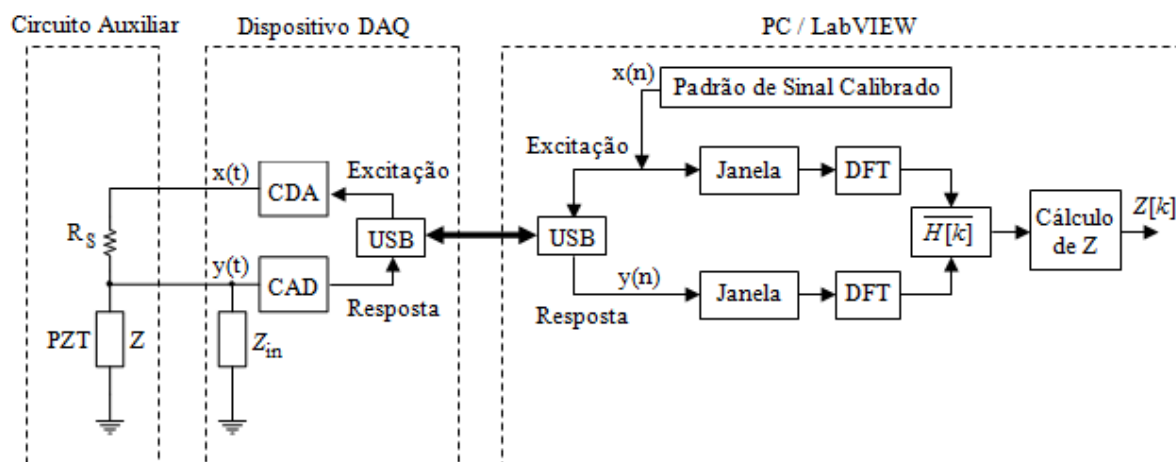


Figura 2.2. Diagrama do analisador de impedância proposto.

discreta, respectivamente; da mesma forma, $y(t)$ e $y(n)$ representam as duas formas do sinal de resposta do transdutor. O hardware do analisador de impedância é composto por um dispositivo DAQ modelo USB-6211 de baixo custo da National Instruments, um resistor simples e um PC. O software de controle e operação foi desenvolvido em LabVIEW. A conexão entre o dispositivo e o PC é feita através de uma porta USB (*Universal Serial Bus*), proporcionando uma melhor versatilidade ao sistema.

O dispositivo DAQ é multifuncional, isto é, permite tanto a aquisição do sinal de resposta $y(t)$ através do CAD como também a geração do sinal de excitação $x(t)$ através do CDA, ambos com resolução de 16 bits. O CAD tem entrada diferencial que oferece uma boa imunidade ao ruído e permite a aquisição de sinais de pequena amplitude. Isso evita o uso de amplificadores no circuito auxiliar que podem limitar a largura de banda e afetar o desempenho do sistema em altas frequências.

A geração do sinal de excitação é feita por software e, além de permitir a escolha entre uma ampla variedade de sinais, evita que este precise ser reamostrado. Isso é possível porque é feita uma “calibração” entre o padrão do sinal gerado por software $x(n)$ e o sinal $x(t)$ que realmente chega ao circuito auxiliar, que é realizada como segue: antes de qualquer medição e com todos os parâmetros definidos, a saída do CDA e a entrada do CAD são conectadas e o sinal de excitação é amostrado uma única vez e armazenado substituindo o padrão gerado por software. Esse procedimento reduz significativamente as discrepâncias causadas pelo CDA. Também, as discrepâncias causadas pelo CAD em $x(n)$ durante a “calibração” e em $y(n)$ durante o processo normal de medição são compensadas durante o cálculo da FRF, a qual é obtida pela divisão da DFT dos dois sinais.

Diversos sinais foram analisados: ruído branco uniforme, ruído branco gaussiano, ruído pseudorrandômico periódico e *chirp*. Este último ofereceu melhores resultados e todos os resultados apresentados neste trabalho foram obtidos com ele. O sinal *chirp* faz uma varredura desde uma frequência inicial de baixo valor até uma frequência final de valor mais alto, ou vice-versa. A sequência $x[n]$ de um sinal *chirp* é dada por

$$x[n] = A \cdot \text{sen} \left(\frac{2\pi}{F_S} n \left(\frac{(f_2 - f_1)}{2N} n + f_1 \right) \right) \quad (2.1)$$

sendo $n = 0, 1, \dots, N-1$.

Em (2.1), f_1 e f_2 representam a frequência inicial e final, respectivamente, A é a

amplitude, N é o número de amostras e F_S é a taxa de amostragem. Como mencionado na Seção 1.3, o transdutor deve ser excitado em uma faixa de frequência alta para permitir a detecção de falhas pequenas e restringir a sua região de atuação, facilitando a localização das mesmas. Embora o dispositivo DAQ utilizado permita uma taxa de amostragem de 250 kS/s e a frequência de Nyquist seja de $F_S/2$ (125 kHz), bons resultados experimentais para a comparação com os analisadores comerciais são obtidos com sinais a 50% desse valor. Portanto, para os testes apresentados neste capítulo, o transdutor foi excitado desde um nível DC ($f_1 = 0$) até $F_S/4$ ($f_2 = 62,5$ kHz). A relação $f_2 N / 2F_S$ fornece o número total de ciclos e deve, sempre que possível, resultar em um número inteiro para que o sinal contenha apenas ciclos completos. Um sinal contendo ciclos completos apresenta pouca (ou nenhuma) descontinuidade. Desta forma, há pouca dispersão espectral e não é necessário aplicar o “janelamento” antes de computar a sua DFT. Escolhendo-se $N = 65536$ e substituindo-se os demais parâmetros anteriormente definidos em (2.1), obtém-se um sinal *chirp* com 8192 ciclos, que é dado por:

$$x[nT] = A \operatorname{sen} \left(\frac{\pi n^2}{4N} \right) \quad (2.2)$$

sendo T o período de amostragem ($T = 1/F_S$). Para os valores apresentados previamente, a duração do sinal *chirp*, dada pelo produto NT , é de 262,144 ms.

Para a obtenção da impedância do transdutor, deve-se determinar a FRF do circuito auxiliar que tem como entrada o sinal de excitação $x(t)$ e como saída o sinal de resposta $y(t)$. O primeiro passo é computar as DFT de cada um desses sinais (na forma discreta) que são definidas por

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn / N} \quad (2.3)$$

$$Y[k] = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j2\pi kn / N} \quad (2.4)$$

sendo j a unidade imaginária e $k = 0, 1, 2, \dots, N/4$.

No LabVIEW, a DFT é computada através do algoritmo da transformada rápida de Fourier, FFT (*Fast Fourier Transform*). Em (2.3) e (2.4), as sequências $X[k]$ e $Y[k]$ são complexas no domínio da frequência. Cada elemento de índice k possui uma frequência correspondente a $k \cdot d_f$, sendo d_f a resolução de frequência definida pela relação F_s/N que, pelos valores definidos anteriormente, é de aproximadamente 3,815 Hz. Assim, os elementos de $X[k]$ e $Y[k]$ possuem frequências correspondentes a $0, d_f, 2d_f, 3d_f, \dots, (N/4)d_f$, que é a máxima frequência presente no sinal *chirp*.

A partir dos sinais de excitação e de resposta no domínio da frequência, a FRF, denotada por $H[k]$, pode ser obtida pela relação

$$H[k] = \frac{Y[k]}{X[k]} \quad (2.5)$$

Dependendo do ambiente e do comprimento dos cabos utilizados na conexão do transdutor, o sistema pode ser suscetível a ruídos. Embora o CAD possua entrada diferencial que oferece uma boa imunidade ao ruído, é sugerido que a FRF seja calculada a partir de um dos seguintes estimadores

$$H_1[k] = \frac{S_{xy}[k]}{S_{xx}[k]} \quad (2.6)$$

$$H_2[k] = \frac{S_{yy}[k]}{S_{yx}[k]} \quad (2.7)$$

$$H_3[k] = \frac{H_1[k] + H_2[k]}{2} \quad (2.8)$$

sendo S_{xx} e S_{yy} o autoespectro de potência dos sinais de excitação e resposta, respectivamente, S_{xy} e S_{yx} os espectros de potência cruzados.

O estimador H_1 é utilizado para amenizar o efeito do ruído ou de flutuações presentes no sinal de saída que, neste caso, é o sinal de resposta do transdutor. O estimador H_2 tem o mesmo resultado considerando-se o sinal de entrada, isto é, o sinal de excitação. O estimador

H_3 melhora os resultados das medições no caso de os dois sinais estarem contaminados por ruído ou apresentarem flutuações.

Testes experimentais no decorrer deste estudo indicaram que o cálculo da FRF através dos estimadores em (2.6) a (2.8) fornece resultados melhores do que a sua forma direta em (2.5), mas não houve diferença significativa entre eles. O estimador H_1 foi escolhido por ser mais adequado à aplicação, uma vez que o sinal de excitação $x(n)$ não é suscetível ao ruído porque é gerado por software e todo o seu processamento é feito diretamente na forma discreta, não precisando ser reamostrado. É evidente que a sua forma contínua $x(t)$ pode sofrer influência de ruídos, mas como a amplitude desse sinal é relativamente elevada se comparada ao sinal de resposta $y(t)$, o impacto nos resultados é desprezível.

Para algumas aplicações, a medição da impedância realizando-se apenas um ciclo de excitação/resposta pode não ser satisfatória. Assim, para obter uma FRF de alta qualidade é conveniente fazer uma média entre vários ciclos de excitação/resposta. Neste caso, a FRF média é dada por

$$\overline{H[k]} = \frac{\overline{S_{xy}[k]}}{\overline{S_{xx}[k]}} \quad (2.9)$$

Em (2.9), $\overline{S_{xy}[k]}$ e $\overline{S_{xx}[k]}$ representam as médias do espectro de potência cruzado e do autoespectro de potência do sinal de excitação, respectivamente, definidas por

$$\overline{S_{xy}[k]}_{(i)} = \left(\overline{S_{xy}[k]}_{(i-1)} \cdot (i) + S_{xy}[k]_{(i)} \right) / (i+1) \quad (2.10)$$

$$\overline{S_{xx}[k]}_{(i)} = \left(\overline{S_{xx}[k]}_{(i-1)} \cdot (i) + S_{xx}[k]_{(i)} \right) / (i+1) \quad (2.11)$$

sendo i , para $i = 0, 1, 2, \dots, m-1$, o ciclo corrente (iteração) e m o número de ciclos desejados. Para $i=0$, $\overline{S_{xy}[k]}_{(0)} = \overline{S_{xx}[k]}_{(0)} = \vec{0}$. Os espectros de potência em cada ciclo são dados por

$$S_{xy}[k]_{(i)} = X[k]_{(i)}^* \cdot Y[k]_{(i)} \quad (2.12)$$

$$S_{xx}[k]_{(i)} = X[k]_{(i)}^* \cdot X[k]_{(i)} \quad (2.13)$$

Em (2.10) e (2.11), as médias parciais dos espectros de potência são ponderadas de acordo com o ciclo corrente. Mas ao final de m ciclos, essas expressões resultam em médias aritméticas simples em que os espectros de potência são igualmente ponderados. A vantagem de usar esse método é que a média é calculada continuamente e as m medidas não precisam ser armazenadas, simplificando o software e reduzindo o uso de memória.

Um parâmetro importante na avaliação da qualidade da FRF é a média da função de coerência entre os sinais de excitação e resposta dada por

$$\bar{C}_{xy} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{|\overline{S_{xy}[k]}|^2}{\overline{S_{xx}[k]} \cdot \overline{S_{yy}[k]}} \quad (2.14)$$

sendo $\overline{S_{yy}[k]}$ a média do autoespectro de potência do sinal de resposta calculada da mesma forma que em (2.13).

Em (2.14), a média \bar{C}_{xy} pode variar entre 0 e 1, sendo que valores próximos a 1 indicam medidas de boa qualidade. Neste estudo, a medida de impedância em cada ciclo foi considerada satisfatória para $\bar{C}_{xy} \geq 0,95$. Caso em algum ciclo fosse obtida uma coerência média inferior a esse valor, o resultado era desconsiderado e um novo ciclo era realizado.

A partir da FRF média em (2.9), é possível calcular a impedância Z do transdutor. A precisão desse cálculo depende dos parâmetros considerados no circuito auxiliar, que pode ser visto em detalhes na Figura 2.3. No circuito da Figura 2.3, R_s é um resistor de precisão limitador de corrente, r representa a resistência do cabo de conexão entre o dispositivo DAQ

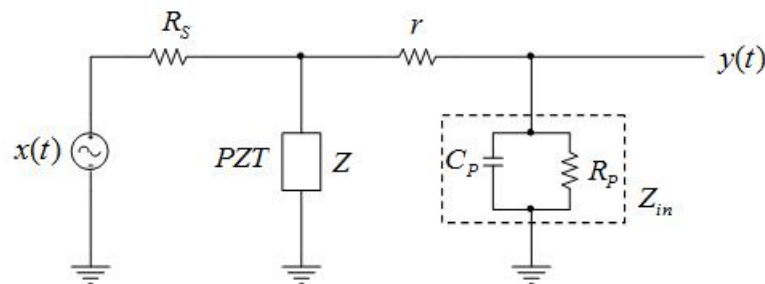


Figura 2.3. Detalhes do circuito de conexão do transdutor.

e o transdutor e Z_{in} é a impedância de entrada do dispositivo DAQ. Segundo o fabricante, essa impedância é composta de uma resistência R_p de 10 G Ω em paralelo com uma capacitância C_p de 100 pF. Considerando-se esses parâmetros, a impedância $Z[k]$ do transdutor em função da FRF média $\overline{H[k]}$ é dada por

$$Z[k] = \frac{\overline{H[k]} \cdot R_S (r + Z_{in}[k])}{Z_{in}[k] - \overline{H[k]}(R_S + r + Z_{in}[k])} \quad (2.15)$$

Em (2.15), a sequência $Z_{in}[k]$ representa a impedância de entrada do dispositivo DAQ em função da frequência e é calculada de acordo com a seguinte equação

$$Z_{in}[k] = \left(\frac{1}{R_p} + j2\pi k d_f C_p \right)^{-1} \quad (2.16)$$

Embora a resistência R_p seja elevada e tenha pouca influência nos resultados, a reatância de C_p torna-se significativamente baixa em frequências altas e deve ser sempre considerada. A resistência r foi considerada nula neste trabalho e só é importante nos casos em que a estrutura a ser monitorada encontra-se distante do dispositivo DAQ e os condutores são demasiadamente longos. O resistor limitador de corrente R_S deve ser escolhido de acordo com a amplitude máxima da tensão elétrica desejada no transdutor. Recomenda-se que essa amplitude não seja muito elevada, pois as cerâmicas de PZT tendem a perder a linearidade para campos elétricos intensos. Para um sinal *chirp* com 5 V de amplitude, um resistor de precisão de 10 k Ω garantiu uma tensão inferior a 1 V no transdutor para frequências acima de 5 kHz.

O controle do dispositivo DAQ e todo o processamento de sinais foi feito por meio do software LabVIEW. O fluxograma do programa é apresentado na Figura 2.4. O ajuste do sistema e a visualização dos sinais e das curvas de impedância são possíveis através de um painel virtual, como apresentado na Figura 2.5.

Na configuração do dispositivo DAQ são definidas a saída analógica para a geração do sinal de excitação $x(t)$ e a entrada analógica para a aquisição do sinal de resposta $y(t)$. Os demais processos já foram comentados e apresentados no diagrama da Figura 2.2. O tempo

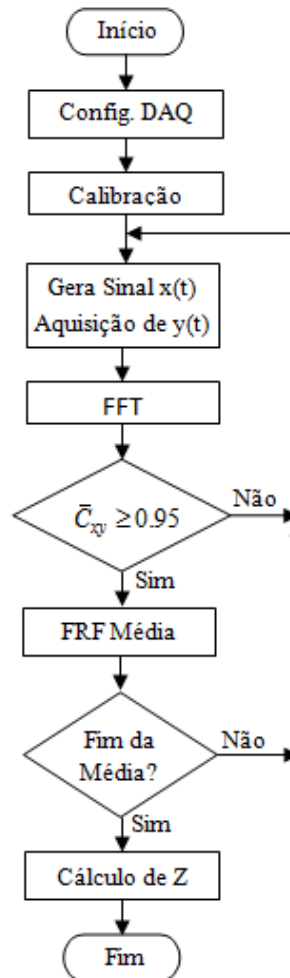


Figura 2.4. Fluxograma do software do sistema de medição.

gasto em cada iteração é aproximadamente o mesmo tempo necessário para a geração do sinal *chirp* definido anteriormente, ou seja, o produto NT . Logo, uma medição de impedância com m ciclos de excitação/resposta é finalizada em mNT segundos. Apesar do número de amostras ser relativamente elevado (65536), o tempo para computar a FFT é muito pequeno (alguns milissegundos) se comparado ao tempo de cada iteração e pode ser desprezado. Como pode ser conferido na Seção 2.4, além de reduzir o custo, a metodologia proposta permite a medição de impedância elétrica de forma muito rápida se comparada aos instrumentos comerciais.

É importante observar que não é necessário utilizar um filtro *anti-aliasing* no sistema de medição, pois o sinal de excitação tem uma faixa de frequência bem definida e o dispositivo DAQ tem uma taxa de amostragem suficientemente alta se comparada às frequências dos principais ruídos externos presentes em uma aplicação em SHM, que são as vibrações mecânicas na faixa de áudio. Entretanto, o uso de um filtro *anti-aliasing* pode ser necessário

em aplicações específicas ou para dispositivos DAQ com taxa de amostragem mais baixa.

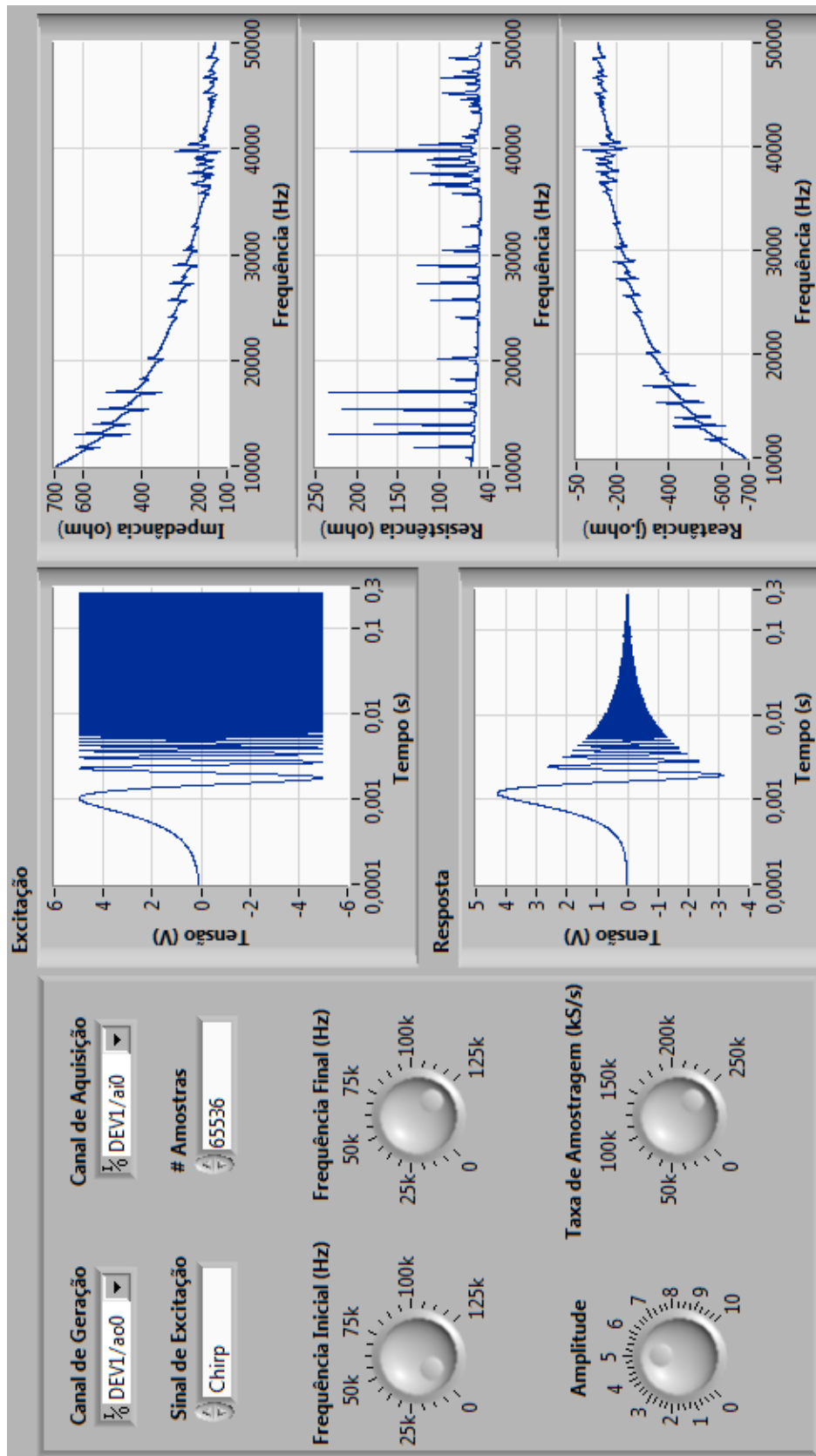


Figura 2.5. Painel virtual do sistema de medição de impedância.

2.3 Procedimento Experimental

Alguns experimentos foram realizados para validar o sistema de medição proposto. Os seguintes equipamentos e materiais foram utilizados:

- Dispositivo DAQ multifuncional USB-6211 da National Instruments;
- Software LabVIEW 8.6, versão para avaliação;
- Microcomputador notebook Sempron 3600 512 MB com Windows;
- Analisador de impedância de baixa frequência 4192A da Hewlett-Packard;
- Barra de alumínio de 600 x 25 x 4 mm;
- Transdutor de PZT constituído por uma cerâmica PSI-5H4E da Piezo Systems de 20 x 20 x 0,267 mm;
- Circuito RC série.

Dois dispositivos foram analisados: um circuito RC série com uma impedância conhecida e o transdutor de PZT colado em uma das extremidades da barra de alumínio na configuração livre-livre, isto é, com as duas extremidades suspensas por elásticos. Para simular um dano estrutural, uma porca de parafuso com 4 mm de diâmetro foi colada em três pontos da barra a uma distância de 50, 200 e 400 mm do transdutor. A Figura 2.6 ilustra esse processo.

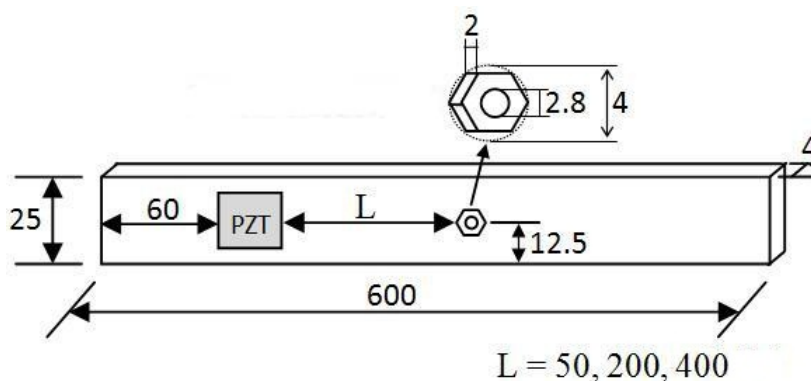


Figura 2.6. Procedimento experimental para avaliação do sistema de medição. Medidas em milímetros.

A impedância do circuito RC foi medida com o sistema desenvolvido e os resultados foram comparados com os valores teóricos. A parte real da impedância (resistência) do transdutor colado na barra, inicialmente na condição íntegra (também conhecida como *baseline*), foi comparada com as resistências nas três condições com dano (com a porca) pelo

cálculo do índice RMSD definido na Seção 1.3. Além disso, a impedância do transdutor foi medida com o analisador de impedância da HP e os resultados foram comparados com os obtidos com o método desenvolvido.

O dispositivo DAQ foi configurado de acordo os valores especificados na Seção 2.2 e todas as medições foram realizadas sob uma temperatura em torno de 25 °C.

2.4 Resultados e Discussão

2.4.1 Circuito RC

A impedância de um circuito RC formado por um resistor de precisão de $(100\pm 1)\ \Omega$ em série com um capacitor de $(100\pm 5)\ \text{nF}$ foi medida com o método proposto. Cinquenta ciclos de excitação/resposta foram realizados para compor a FRF média em (2.9). Os resultados são apresentados na Figura. 2.7, na qual é possível conferir e comparar os valores medidos com os valores teóricos da impedância, reatância e resistência.

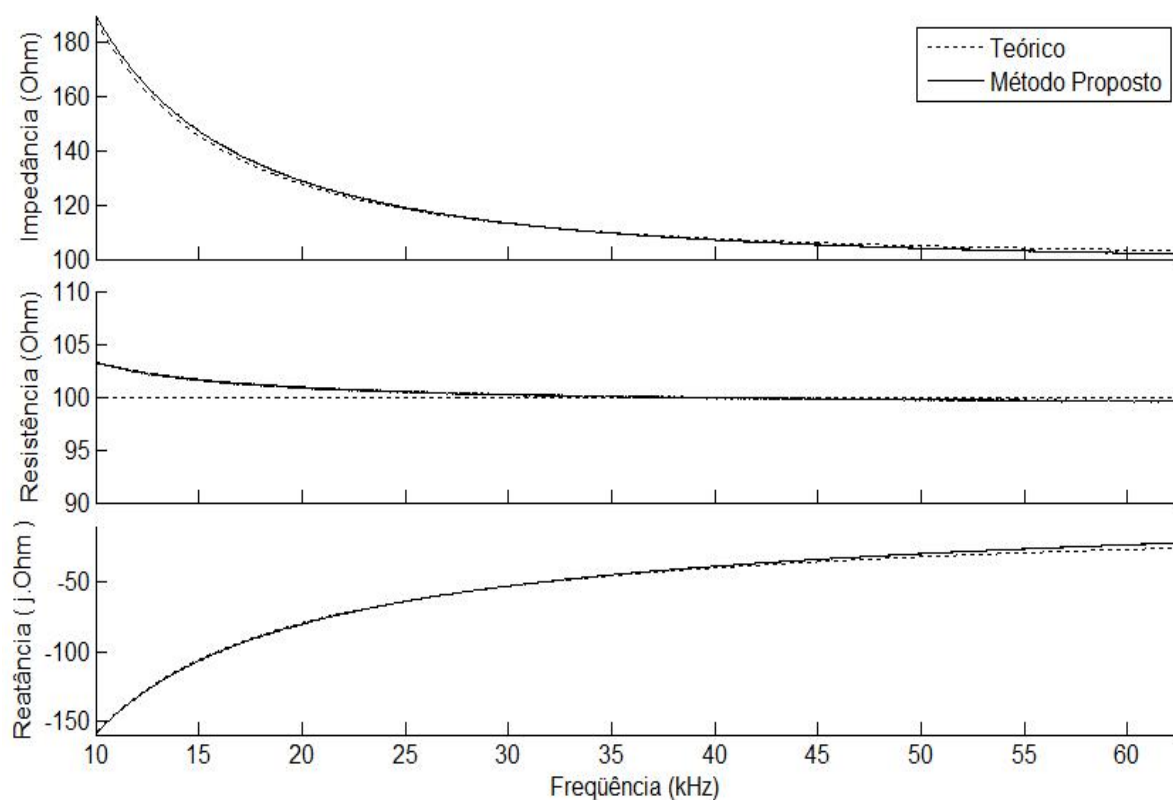


Figura 2.7. Comparação entre os valores medidos e teóricos da impedância, resistência e reatância de um circuito RC série.

Os valores medidos da impedância e da reatância estão de acordo com os seus valores teóricos em toda a faixa de frequência analisada. O erro máximo para a impedância e a reatância foi de 6,1 % e 5,6 %, respectivamente, ligeiramente acima da tolerância do capacitor ($\pm 5\%$). Houve uma pequena discrepância para a resistência medida em frequências abaixo de 20 kHz. Isso pode ter ocorrido porque os valores dos parâmetros definidos em (2.15) não são exatamente os mesmos do sistema real. Além disso, há outros fatores, tais como capacitâncias e indutâncias parasitas que são difíceis de serem determinadas e mensuradas. Entretanto, isso não é um problema para sistemas de SHM porque o interesse está em frequências mais altas em que o método proposto apresentou resultados mais precisos. Para frequências acima de 20 kHz, o erro foi menor que a tolerância do resistor ($\pm 1\%$).

2.4.2 Transdutor de PZT

A impedância do transdutor colado na barra foi medida com o método proposto e com o analisador de impedância comercial, tomando-se o cuidado para que as medições fossem realizadas sob as mesmas condições, isto é, mesma faixa de frequência, resolução e temperatura. Os resultados das medidas e as discrepâncias entre elas são apresentadas na Figura 2.8. O erro máximo e o erro médio foram 3,9 % e 1,1 %, respectivamente.

Na Figura 2.8, algumas variações na impedância podem ser observadas em

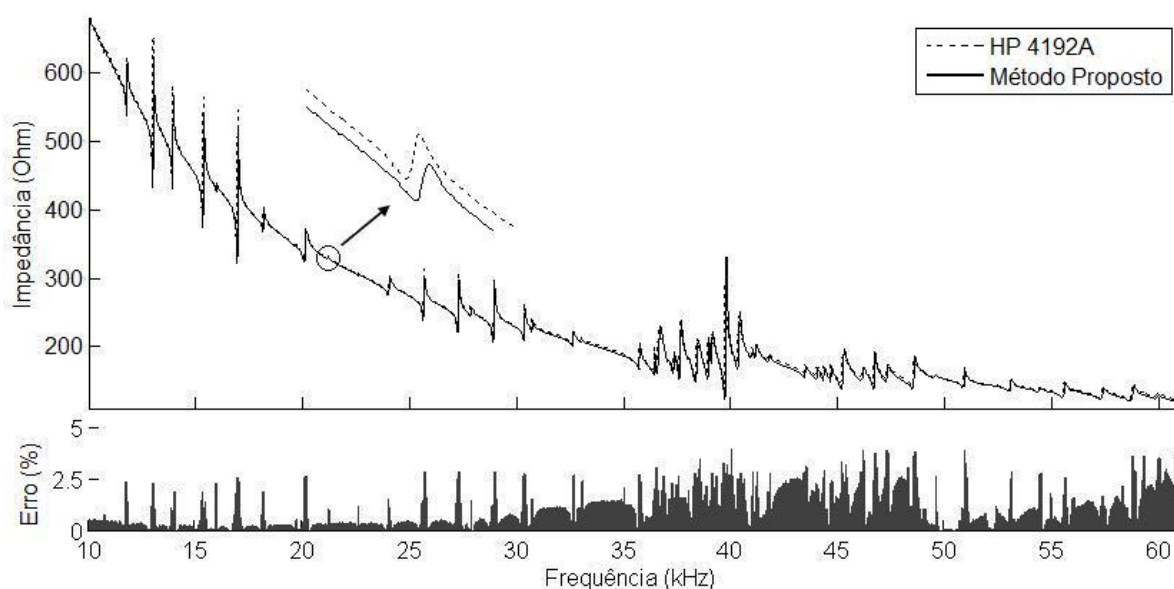


Figura 2.8. Impedâncias do transdutor obtidas com o método proposto e com o analisador HP 4192A e a discrepância entre as duas curvas. No detalhe, a ampliação indica a boa correlação entre as curvas.

determinadas frequências. Essas variações são causadas pela ressonância que ocorre nas frequências naturais da estrutura. Para a detecção de danos estruturais, um analisador de impedância deve ser capaz de identificar com precisão as alterações nas frequências naturais. Na Figura 2.9 é apresentada somente a faixa de frequência entre 35 e 45 kHz que permite uma melhor comparação entre as medidas da impedância, reatância e resistência obtidas com o método proposto e com o analisador comercial.

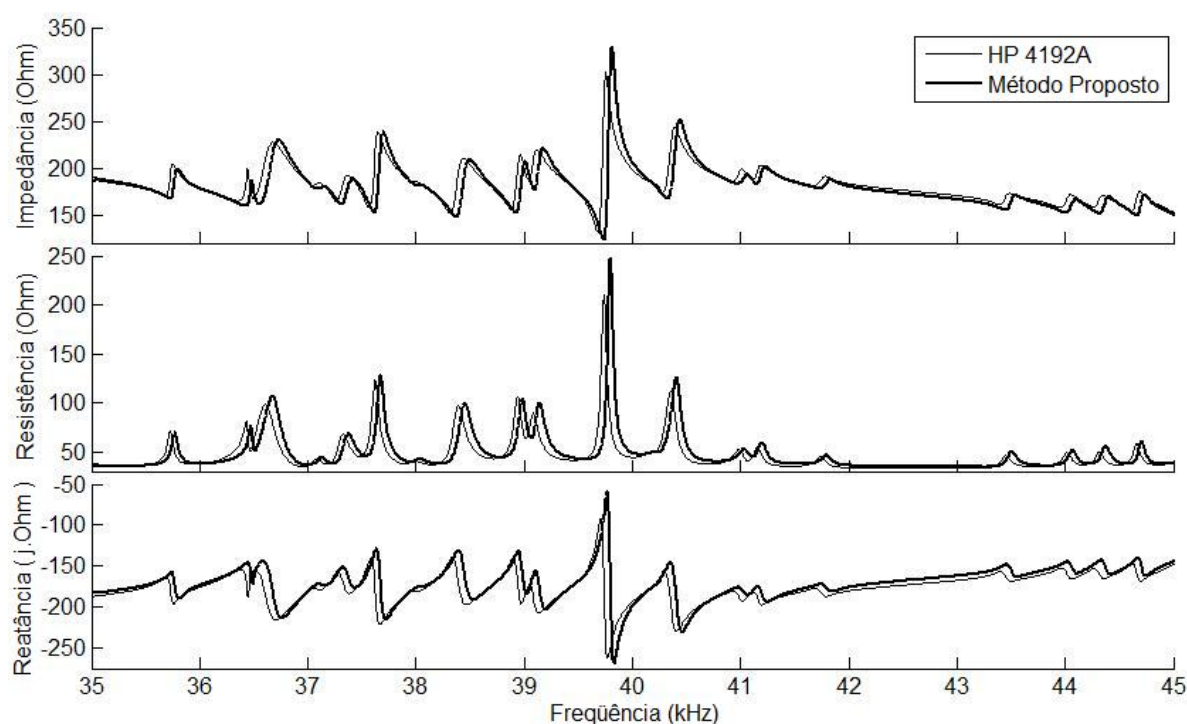


Figura 2.9. Comparação entre as curvas de impedância, resistência e reatância do transdutor obtidas com o método proposto e com o analisador convencional em uma faixa estreita de frequência.

Pode-se verificar que as formas das curvas obtidas com o método proposto são muito similares às aquelas obtidas com o analisador da HP. Também, como verificado na curva de impedância da Figura 2.8, os erros obtidos nas medidas da resistência e da reatância foram pouco significativos, permanecendo abaixo de 5 %.

Na Figura 2.10 são apresentadas as medidas da resistência elétrica do transdutor para a barra na condição sem dano (*baseline*) e com as três falhas a uma distância de 50, 200 e 400 mm do transdutor, de acordo com o procedimento descrito na Seção 2.3. Dentro da faixa de frequência analisada, as frequências naturais entre 35 e 42 kHz mostraram ser mais sensíveis ao dano e foram selecionadas. Os índices RMSD entre o *baseline* e cada medida na condição com dano foram calculados para essa faixa de frequência.

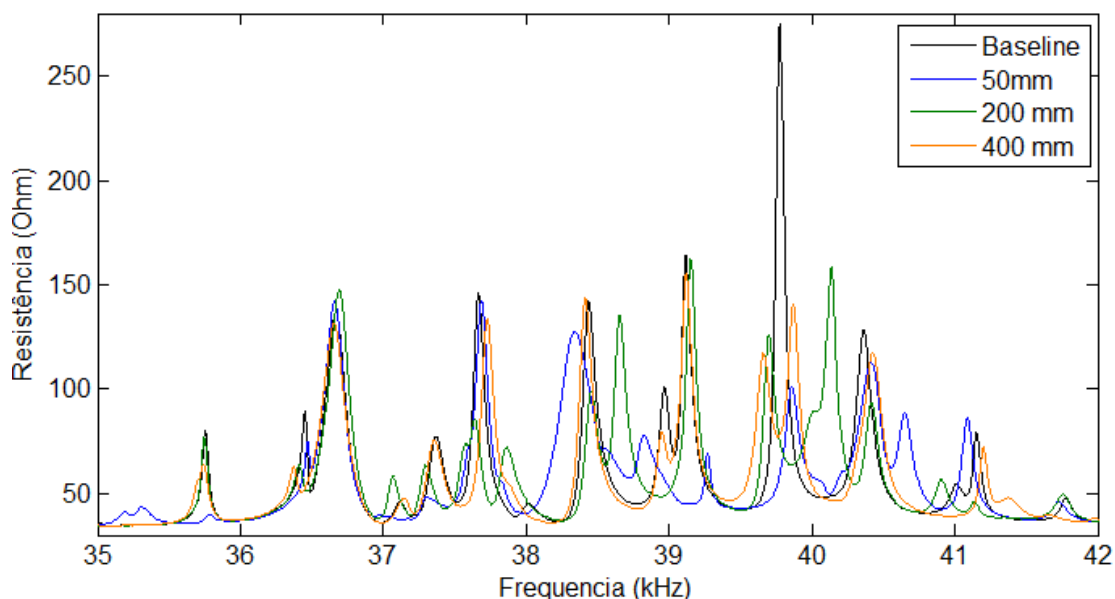


Figura 2.10. Alterações na resistência do transdutor causadas por danos estruturais a uma distância de 50, 200 e 400 mm do transdutor e detectadas com o método proposto.

Os resultados podem ser conferidos na Tabela 2.1, na qual o *baseline* indica os resultados para a barra na condição sem dano; o baixo valor obtido destaca a precisão do sistema. Para um dano localizado a uma distância de 400 mm do transdutor, o sistema teve uma boa sensibilidade; o índice RMSD foi de 68,22 contra 0,0012 no *baseline*.

Tabela 2.1. Índices RMSD para a barra com várias condições de dano

| Distância da Falha (mm) | RMSD |
|--------------------------------|-------------|
| Baseline* | 0,0012 |
| 50 | 438,52 |
| 200 | 437,51 |
| 400 | 68,22 |

*Índice calculado entre duas medidas com a barra sem dano.

A configuração para esse ensaio foi a mesma para avaliar o circuito RC e a medição da impedância do conjunto transdutor-barra foi realizada com 50 ciclos de excitação/resposta para compor a FRF média. O tempo total gasto para cada medição foi menos de quinze segundos. Por outro lado, cada medição feita com o analisador de impedância comercial na mesma faixa e com mesmo passo de frequência levou cerca de setenta minutos. Evidentemente, o analisador HP 4192A é um modelo antigo e existem outros instrumentos mais rápidos no mercado. Entretanto, tais equipamentos têm um custo proibitivo para muitas

aplicações.

2.5 Conclusão

Neste capítulo foi proposto um analisador de impedância de baixo custo baseado na plataforma LabVIEW que foi utilizado com sucesso nas demais etapas deste trabalho. Os resultados mostram que o sistema proposto substitui com eficiência e a um custo mais baixo os analisadores de impedância comerciais utilizados pela maioria das universidades e centros de pesquisa.

Embora neste trabalho tenha sido utilizado um dispositivo DAQ com taxa de amostragem máxima de 250 kS/s, o que limita a medição de impedância em até 125 kHz, dispositivos com capacidade maior e ainda com custo reduzido podem ser utilizados para a análise de impedância em frequências mais altas sem a necessidade de alterar o software.

Espera-se que a nova metodologia possa auxiliar a pesquisa em sistemas de SHM baseados na técnica da impedância E/M, bem como facilitar o acesso à medição de impedância elétrica a partir de equipamentos mais simples.

Capítulo 3

Efeito de Carregamento do Transdutor

As pesquisas sobre a técnica da impedância E/M, embora sejam vastas, são baseadas, na maioria dos casos, em experimentos com estruturas simples, tais como barras estreitas e delgadas de alumínio. Embora existam aplicações em estruturas complexas, não há um estudo conclusivo sobre a influência da estrutura monitorada na sensibilidade do transdutor para detectar danos. Neste capítulo propõe-se um circuito eletromecânico equivalente para analisar o efeito de carregamento do transdutor que está relacionado com a dimensão da estrutura. Foram realizados testes em estruturas com vários tamanhos e os resultados indicam que o efeito de carregamento reduz significativamente o desempenho do sistema para detectar danos.

3.1 Introdução

Recentemente, muitos pesquisadores têm investigado como alguns problemas práticos podem afetar o desempenho de um sistema de SHM baseado na impedância E/M. Em (PARK et al., 2006), foi sugerido um novo modelo eletromecânico para considerar a qualidade do transdutor e o efeito da degradação da camada de cola entre o transdutor e a estrutura; uma versão melhorada desse modelo foi proposta por Park et al. (2009). Os efeitos do carregamento externo e da rigidez da estrutura foram analisados por Annamdas, Yang e Soh (2007); os resultados indicaram que uma tensão mecânica aplicada na estrutura causa alterações na admitância elétrica do transdutor e a susceptância é a componente mais sensível ao carregamento. Em (YANG; HU; LU, 2008), os autores analisaram a sensibilidade do transdutor de PZT para detectar danos em estruturas de concreto; eles determinaram a região de sensibilidade do transdutor e concluíram que a parte real da admitância é mais adequada do que a parte imaginária para a detecção de danos e que a sensibilidade diminui à medida que a distância do dano ao transdutor aumenta.

Um problema prático que não tem sido considerado nas aplicações da técnica da impedância E/M é o efeito de carregamento do transdutor de PZT devido ao meio de

propagação, isto é, a estrutura monitorada. Esse efeito é bem conhecido na literatura e tem sido investigado, por exemplo, para transdutores piezelétricos carregados pelos seus suportes e eletrodos ou por meios líquidos em que atuam (KOSSOFF, 1966, GOLL; AULD, 1975, KENNY et al., 2006). Esses carregamentos são representados por impedâncias em um circuito eletromecânico equivalente.

O estudo apresentado neste capítulo propõe uma modificação em um circuito eletromecânico equivalente para investigar o efeito de carregamento do transdutor de PZT devido à impedância mecânica da estrutura, a qual é proporcional à área de sua seção transversal. Os resultados indicam que a sensibilidade do transdutor para detectar danos tem uma significativa redução quando a impedância mecânica da estrutura monitorada se torna elevada em relação à impedância mecânica do transdutor. A influência do efeito de carregamento sobre o desempenho do sistema foi confirmada para danos próximos e distantes do transdutor e não depende da parte da impedância elétrica utilizada para calcular os índices de falha métrica.

3.2 Circuito Eletromecânico Equivalente Proposto

Há muitas sugestões de circuitos eletromecânicos equivalentes para transdutores piezelétricos na literatura; uma revisão sobre o tema foi apresentada por Ballato (2001). Muitos desses circuitos são baseados no modelo 1D (uma dimensão) de Mason (MASON, 1948). Neste estudo é proposta uma modificação no modelo 1D de Mason para analisar transdutores de PZT aplicados em sistemas de SHM baseados na técnica da impedância E/M. A Figura 3.1 ilustra uma cerâmica de PZT colada em uma estrutura.

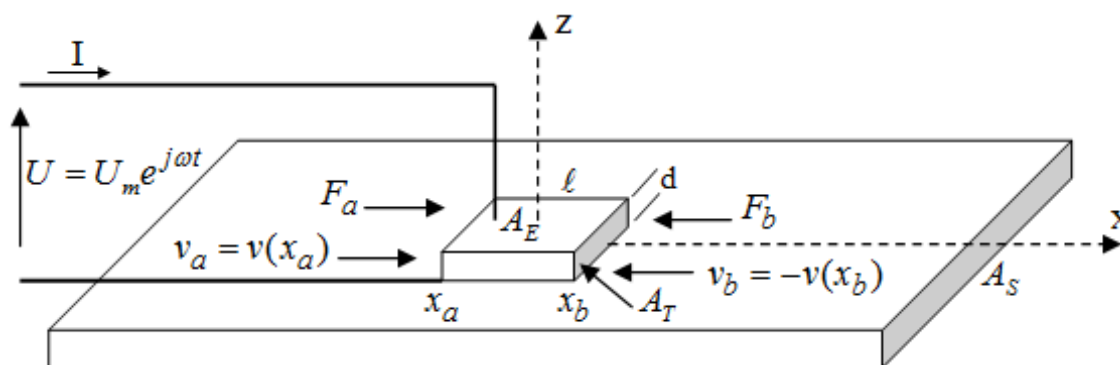


Figura 3.1. Um transdutor de PZT colado em uma estrutura para a detecção de danos.

Na Figura 3.1, uma pastilha quadrada de cerâmica de PZT com lado ℓ e espessura d está colada em uma estrutura com área de seção transversal A_S e é excitada por uma fonte de tensão senoidal $U = U_m e^{j\omega t}$ através dos eletrodos superior e inferior, ambos com área superficial A_E ; I é a corrente resultante. Se a espessura da cerâmica é muito pequena se comparada à espessura da estrutura, então uma onda se propagando na estrutura com velocidade v_a atinge o lado da cerâmica com coordenada x_a e área de seção transversal A_T causando a força F_a . Da mesma forma, no lado com coordenada x_b há uma força F_b devido a uma onda se propagando com velocidade v_b . Na próxima seção, faz-se uma análise teórica para determinar as relações entre essas grandezas.

3.2.1 Análise Teórica

Para encontrar um circuito equivalente que represente o comportamento da cerâmica colada na estrutura, é preciso determinar as relações entre as grandezas elétricas (U , I) e as grandezas mecânicas (F_a , F_b , v_a , v_b). A teoria desenvolvida nesta seção é baseada no tratamento unidimensional dado por Royer e Dieulesaint (2000b) para o desenvolvimento de um circuito eletromecânico baseado no modelo de Mason.

Da Figura 3.1, considerando-se que a espessura da cerâmica é muito pequena se comparada a outras dimensões, o modo de vibração é predominantemente transversal. As relações constitutivas para esse modo foram definidas nas equações (1.22) – (1.24) da Seção 1.2.3, as quais são reescritas a seguir

$$S_1 = s_{11}T_1 + s_{12}T_2 + s_{13}T_3 + d_{31}E_3 \quad (3.1)$$

$$S_2 = -s_{12}T_1 - s_{11}T_2 + s_{13}T_3 + d_{31}E_3 \quad (3.2)$$

$$D_3 = d_{31}(T_1 + T_2) + d_{33}T_3 + \epsilon_{33}E_3 \quad (3.3)$$

Como a espessura da cerâmica é muito pequena, a tensão na direção do eixo z , T_3 , é pouco significativa e pode ser desprezada ($T_3 = 0$). Além disso, geralmente, as cerâmicas de

PZT expandem mais significativamente na direção x (1) e para uma suposição unidimensional é correto considerar $T_2 = S_2 = 0$. Consequentemente, as relações constitutivas podem ser simplificadas como

$$D_3 = d_{31}T_1 + \varepsilon_{33}E_3 \quad (3.4)$$

$$S_1 = s_{11}T_1 + d_{31}E_3 \quad (3.5)$$

A fonte de tensão elétrica faz com que apareça uma densidade de carga ρ_e nos eletrodos e de acordo com a equação de Poisson

$$\frac{\partial D_3}{\partial z} = \rho_e \quad (3.6)$$

Isso implica em uma corrente de intensidade $Ie^{j\omega t}$. Se a corrente é uniforme sobre toda a área dos eletrodos, a conservação de carga exige

$$\frac{\partial D_3}{\partial t} = J(t) = \frac{Ie^{j\omega t}}{A_E} \quad (3.7)$$

sendo $J(t)$ a densidade de corrente.

É conveniente colocar a tensão T_1 em função do deslocamento elétrico D_3 . Isolando-se T_1 em (3.5) e considerando-se a equação (1.2) da Seção 1.2.1 (para $i=j$), da qual a deformação mecânica pode ser obtido a partir de um deslocamento u na direção de x , chega-se a

$$T_1 = \frac{1}{s_{11}} \frac{\partial u_x}{\partial x} - \frac{d_{31}}{s_{11}\varepsilon_{33}} D_3 \quad (3.8)$$

Diferenciando-se (3.8) em relação ao tempo

$$\frac{\partial T_1}{\partial t} = \frac{1}{s_{11}} \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial u_x}{\partial t} \right) - \frac{d_{31}}{s_{11}\varepsilon_{33}} \frac{\partial D_3}{\partial t} \quad (3.9)$$

e considerando-se que $\partial u_x / \partial t = v$ (velocidade) e levando-se em conta a conservação de carga em (3.7), obtém-se

$$\frac{\partial T_1}{\partial t} = \frac{1}{s_{11}} \frac{\partial v}{\partial x} - \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} \frac{I e^{j\omega t}}{A_E} \quad (3.10)$$

A equação do movimento para esse caso é dada por

$$\rho_T \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} = \frac{1}{s_{11}} \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} \quad (3.11)$$

sendo ρ_T a densidade de massa da cerâmica. A solução geral de (3.11) é a soma de duas ondas se propagando em direções opostas. Em regime estacionário, tem-se

$$v = (m \cdot e^{-jkx} + n \cdot e^{jkx}) e^{j\omega t} = (v_m + v_n) e^{j\omega t} \quad (3.12)$$

sendo k o número de onda dado por

$$k = \frac{\omega}{V} \quad (3.13)$$

sendo V a velocidade de propagação dada por

$$V = \frac{1}{\sqrt{s_{11}\rho_T}} \quad (3.14)$$

Substituindo-se a velocidade dada em (3.12) na tensão mecânica em (3.10) e integrando-se em relação ao tempo, tem-se

$$T_1 = \frac{1}{s_{11}} \frac{\partial}{\partial x} (m \cdot e^{-jkx} + n \cdot e^{jkx}) \int e^{j\omega t} dt - \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} \frac{I}{A_E} \int e^{j\omega t} dt \quad (3.15)$$

$$T_1 = -\frac{k}{\omega s_{11}}(m \cdot e^{-jkx} - n \cdot e^{jkx})e^{j\omega t} - \frac{d_{31}}{j\omega s_{11}\epsilon_{33}} \frac{I}{A_E} e^{j\omega t} \quad (3.16)$$

A impedância característica (acústica) do transdutor é definida como

$$Z_T^A = \frac{k}{\omega s_{11}} \quad (3.17)$$

Substituindo-se (3.17) em (3.16) e ocultando-se o termo $e^{j\omega t}$ (apenas para simplificação), a expressão para a tensão mecânica fica

$$T_1 = -Z_T^A(m \cdot e^{-jkx} - n \cdot e^{jkx}) + j \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} \frac{I}{\omega A_E} \quad (3.18)$$

As forças que agem em cada face do transdutor podem ser calculadas como

$$F_a = -A_T T_1(x_a) \quad (3.19)$$

$$F_b = -A_T T_1(x_b) \quad (3.20)$$

Logo, substituindo-se (3.18) em (3.19) e (3.20), obtém-se

$$F_a = Z_T(m \cdot e^{-jkx_a} - n \cdot e^{jkx_a}) - j \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} \frac{A_T}{\omega A_E} I \quad (3.21)$$

$$F_b = Z_T(m \cdot e^{-jkx_b} - n \cdot e^{jkx_b}) - j \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} \frac{A_T}{\omega A_E} I \quad (3.22)$$

Em (3.21) e (3.22), Z_T é a impedância mecânica do transdutor obtida por

$$Z_T = A_T Z_T^A = \frac{k}{\omega s_{11}} A_T \quad (3.23)$$

Ou, de outra forma

$$Z_T = \sqrt{\frac{\rho_T}{s_{11}}} A_T \quad (3.24)$$

As velocidades v_a e v_b que atingem os lados da cerâmica com coordenadas x_a e x_b , respectivamente, são dadas por

$$v_a = v(x_a) = m \cdot e^{-jkx_a} + n \cdot e^{jkx_a} \quad (3.25)$$

$$v_b = -v(x_b) = -m \cdot e^{-jkx_b} - n \cdot e^{jkx_b} \quad (3.26)$$

Considerando-se a identidade $2j\text{sen}(\theta) = e^{j\theta} - e^{-j\theta}$ e que $x_b - x_a = \ell$, os termos m e n em (3.25) e (3.26) podem ser definidos como

$$m = \frac{v_a e^{jkx_b} + v_b e^{jkx_a}}{2j\text{sen}(k\ell)} \quad (3.27)$$

$$n = -\frac{v_a e^{-jkx_b} + v_b e^{-jkx_a}}{2j\text{sen}(k\ell)} \quad (3.28)$$

Substituindo-se (3.27) e (3.28) em (3.21) e (3.22) e considerando-se a identidade $2\cos(\theta) = e^{j\theta} + e^{-j\theta}$, as expressões para as forças F_a e F_b podem ser reescritas como

$$F_a = Z_T \left(\frac{v_a}{j \tan(k\ell)} + \frac{v_b}{j \text{sen}(k\ell)} \right) - j \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} \frac{A_T}{\omega A_E} I \quad (3.29)$$

$$F_b = Z_T \left(\frac{v_a}{j \text{sen}(k\ell)} + \frac{v_b}{j \tan(k\ell)} \right) - j \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} \frac{A_T}{\omega A_E} I \quad (3.30)$$

A intensidade de corrente I pode ser obtida a partir da carga elétrica Q dos eletrodos

$$I = \frac{dQ}{dt} \quad (3.31)$$

A carga elétrica pode ser obtida a partir do deslocamento elétrico

$$Q = \int_S D_3 ds \quad (3.32)$$

O deslocamento elétrico em (3.4) pode ser reescrito como

$$D_3 = \frac{d_{31}}{s_{11}} \frac{\partial u_x}{\partial x} + \varepsilon_{33} E_3 \quad (3.33)$$

Substituindo-se (3.33) em (3.32), tem-se

$$Q = \int_S D_3 ds = \varepsilon_{33} E_3 A_E + \frac{d_{31}}{s_{11}} \ell [u(x_b) - u(x_a)] \quad (3.34)$$

Como a espessura da cerâmica é muito pequena, o campo elétrico é praticamente constante na direção do eixo z e pode ser calculado como

$$E_3 = \frac{U_m}{d} \quad (3.35)$$

Substituindo-se (3.35) em (3.34) e considerando-se que a capacitância estática do capacitor é dada por

$$C_0 = \varepsilon_{33} \frac{A_E}{d} \quad (3.36)$$

a expressão para a carga elétrica fica

$$Q = C_0 U_m + \frac{d_{31}}{s_{11}} \ell [u(x_b) - u(x_a)] \quad (3.37)$$

Derivando-se Q em relação ao tempo, obtém-se a intensidade de corrente

$$I = \frac{dQ}{dt} = j\omega C_0 U_m + \frac{d_{31}}{s_{11}} \ell j\omega [u(x_b) - u(x_a)] \quad (3.38)$$

As velocidades v_a e v_b podem ser colocadas em função dos deslocamentos $u(x_a)$ e $u(x_b)$, como segue

$$v_a = \frac{\partial}{\partial t} u(x_a) = j\omega u(x_a) \quad (3.39)$$

$$v_b = -\frac{\partial}{\partial t} u(x_b) = -j\omega u(x_b) \quad (3.40)$$

Substituindo-se (3.39) e (3.40) em (3.38), a expressão para a corrente fica

$$I = j\omega C_0 U_m - \frac{d_{31}}{s_{11}} \ell (v_a + v_b) \quad (3.41)$$

Finalmente, isolando-se a tensão elétrica, tem-se

$$U_m = \frac{d_{31}}{j\omega C_0 s_{11}} \ell (v_a + v_b) + \frac{I}{j\omega C_0} \quad (3.42)$$

3.2.2 Circuito Equivalente

As expressões (3.29), (3.30) e (3.42) podem ser colocadas na forma matricial, como segue

$$\begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ U_m \end{pmatrix} = -j \begin{pmatrix} \frac{Z_T}{\tan(k\ell)} & \frac{Z_T}{\text{sen}(k\ell)} & \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} & \frac{A_T}{\omega A_E} \\ \frac{Z_T}{\text{sen}(k\ell)} & \frac{Z_T}{\tan(k\ell)} & \frac{d_{31}}{s_{11}\epsilon_{33}} & \frac{A_T}{\omega A_E} \\ \frac{d_{31}}{\omega C_0 s_{11}} \ell & \frac{d_{31}}{\omega C_0 s_{11}} \ell & \frac{1}{\omega C_0} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ I \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

A matriz em (3.43) é conhecida como matriz de impedância eletromecânica. Essa matriz define o transdutor de PZT como um hexapolo com uma porta elétrica e duas portas acústicas, através das quais a estrutura monitorada é excitada, como ilustra a Figura 3.2 (a).

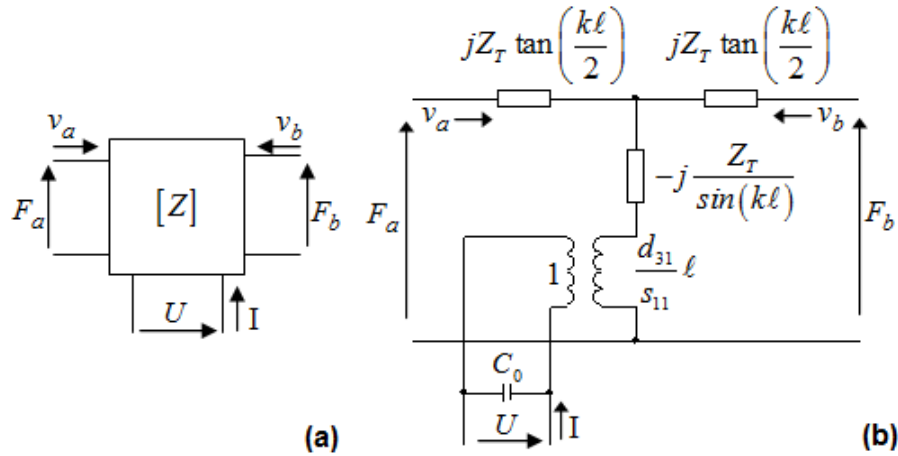


Figura 3.2. Transdutor de PZT representado como (a) um hexapolo e (b) circuito eletromecânico equivalente.

Considerando-se a identidade

$$\frac{1}{\tan(k\ell)} = \frac{1}{\text{sen}(k\ell)} - \tan\left(\frac{k\ell}{2}\right) \quad (3.44)$$

as expressões (3.29) e (3.30) podem ser modificadas como

$$F_a = -j \frac{Z_T}{\text{sen}(k\ell)} (v_a + v_b) + jZ_T \tan\left(\frac{k\ell}{2}\right) v_a + \frac{d_{31}}{s_{11}} \ell U_m \quad (3.45)$$

$$F_b = -j \frac{Z_T}{\text{sen}(k\ell)} (v_a + v_b) + jZ_T \tan\left(\frac{k\ell}{2}\right) v_b + \frac{d_{31}}{s_{11}} \ell U_m \quad (3.46)$$

A partir de (3.42), (3.45) e (3.46), pode-se determinar o circuito eletromecânico equivalente apresentado na Figura 3.2 (b).

O circuito da Figura 3.2 (b) ainda não é adequado para analisar o comportamento de um transdutor de PZT em um sistema de SHM porque não considera a estrutura monitorada como um meio de propagação. Para considerar o efeito de carregamento nos dois lados do transdutor (portas acústicas) devido à estrutura, o circuito deve ser modificado como indicado na Figura 3.3.

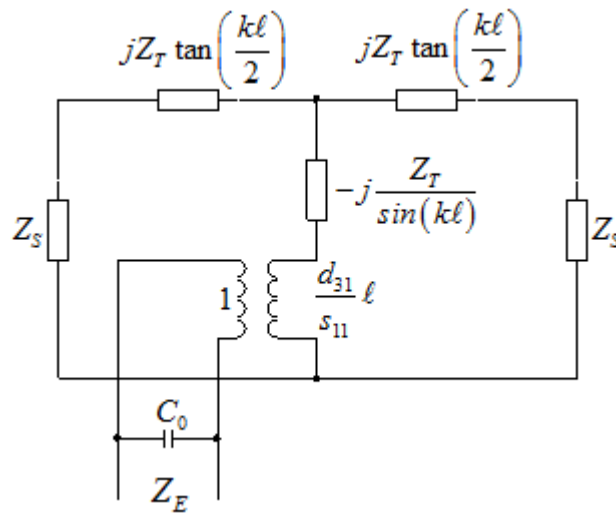


Figura 3.3. Circuito eletromecânico equivalente completo.

Na Figura 3.3, o termo Z_S representa a impedância mecânica da estrutura e, de acordo com Kossoff (1966), vale

$$Z_S = A_S \left[\frac{\rho_S v}{1 + \gamma^2} + j \frac{r \rho_S v}{1 + \gamma^2} \right] \quad (3.47)$$

sendo A_S a área da estrutura ortogonal a uma onda se propagando com velocidade v , ρ_S a densidade de massa e γ o fator de perda em nepers, isto é, o fator de amortecimento. Para a maioria dos sólidos, principalmente metais, $\gamma \ll 1$ e a impedância mecânica pode ser calculada como

$$Z_S = A_S \rho_S v = A_S \sqrt{\frac{\rho_S}{s_S}} \quad (3.48)$$

sendo s_S a elasticidade da estrutura. Finalmente, através da análise do circuito da Figura 3.3, a impedância elétrica do transdutor de PZT, Z_E , pode ser determinada por

$$Z_E = \frac{1}{j\omega C_0} \left\| jZ_T \left(\frac{s_{11}}{d_{31}\ell} \right)^2 \left[\frac{1}{2} \tan\left(\frac{k\ell}{2}\right) - \frac{1}{\text{sen}(k\ell)} + \frac{Z_S}{j2Z_T} \right] \right. \quad (3.49)$$

sendo $\|$ representa uma associação em paralelo.

Em (3.49) não é considerado o efeito de carregamento dos eletrodos porque, geralmente, estes são muito delgados se comparados com a cerâmica e seus efeitos podem ser desprezados. Em aplicações em que os eletrodos são significativamente espessos, uma adaptação no circuito equivalente pode ser necessária. Também não são consideradas as frequências de ressonância do transdutor e as frequências naturais da estrutura.

De acordo com os resultados experimentais obtidos, as aproximações consideradas no desenvolvimento do circuito eletromecânico são adequadas para frequências abaixo de 125 kHz. Entretanto, uma investigação da validade do modelo proposto para frequências mais altas ainda é necessária.

3.3 Análise do Efeito de Carregamento do Transdutor Baseada no Modelo Proposto

De acordo com (3.49), a impedância elétrica do transdutor depende da impedância mecânica da estrutura monitorada. Esse resultado é óbvio e não tem nada a acrescentar. Entretanto, a impedância elétrica pode variar somente entre dois valores dependendo do tamanho da estrutura. A impedância mínima ocorre para o transdutor livre, isto é, quando este não está colado na estrutura e pode ser determinada fazendo-se $Z_S = 0$ em (3.49). Logo,

$$Z_{E,\min} = \frac{1}{j\omega C_0} \left\| jZ_T \left(\frac{s_{11}}{d_{31}\ell} \right)^2 \left[\frac{1}{2} \tan\left(\frac{k\ell}{2}\right) - \frac{1}{\text{sen}(k\ell)} \right] \right. \quad (3.50)$$

Por outro lado, a impedância elétrica máxima ocorre quando a área de seção transversal da estrutura monitorada é muito grande e, conseqüentemente, de acordo com (3.48), faz com que sua impedância mecânica também seja elevada. Portanto, a impedância elétrica máxima pode ser encontrada fazendo-se $Z_S \rightarrow \infty$ em (3.49)

$$Z_{E,\max} = \lim_{Z_S \rightarrow \infty} Z_E = \frac{1}{j\omega C_0} \quad (3.51)$$

Portanto, para grandes estruturas, a impedância elétrica do transdutor tende a ser próxima à sua reatância capacitiva.

O transdutor utilizado neste trabalho foi uma cerâmica de PZT PSI-5H4E da Piezo Systems de 20 x 20 x 0,267 mm e suas principais características (PIEZO SYSTEMS, 2009?) são apresentadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1. Propriedades da cerâmica de PZT PSI-5H4E da Piezo Systems

| Símbolo | Grandeza | Valor |
|----------------------------|-------------------------|--|
| s_{11} | Elasticidade | $16,1 \cdot 10^{-12} \text{ m}^2 / \text{N}$ |
| d_{31} | Constante piezolétrica | $-320 \cdot 10^{-12} \text{ m} / \text{V}$ |
| ρ_T | Densidade de massa | $7800 \text{ kg} / \text{m}^3$ |
| ϵ_{33}/ϵ_0 | Permissividade relativa | 3800 |
| ℓ | Lado do transdutor | 20 mm |
| d | Espessura | 0,267 mm |
| C_0 | Capacitância estática | 35 nF \pm 10% |

O símbolo ϵ_0 representa a permissividade no vácuo.

Os eletrodos desse transdutor consistem de um revestimento metálico muito fino (cerca de 3000 Å) em ambas as faces e seus efeitos podem ser desprezados. Com essa consideração e substituindo-se os valores da Tabela 3.1 nas equações (3.50) e (3.51), a impedância elétrica mínima e máxima podem ser obtidas em função da frequência. A influência do tamanho da estrutura monitorada pode ser analisada comparando-se a sua impedância mecânica Z_S com a impedância mecânica do transdutor Z_T fazendo-se $Z_S = 2Z_T$, $5Z_T$, $10Z_T$ e $20Z_T$ em (3.49). Os módulos das impedâncias elétricas para essas situações em uma faixa de frequência entre 10 kHz e 30 kHz são apresentados na Figura 3.4.

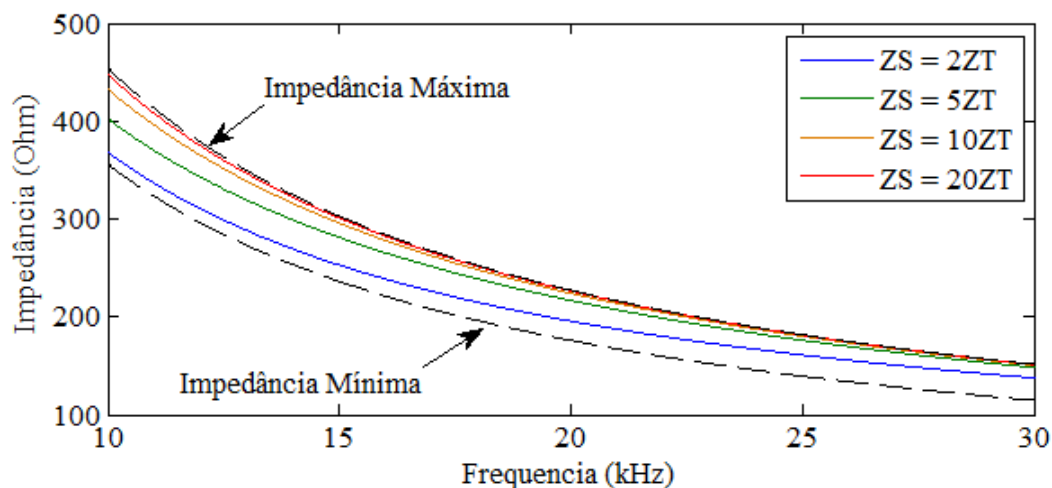


Figura 3.4. Variação da impedância elétrica do transdutor para estruturas com diferentes impedâncias mecânicas.

As linhas tracejadas inferior e superior representam a impedância mínima e máxima, respectivamente. Esses resultados teóricos indicam que a impedância elétrica do transdutor aumenta tendendo ao seu limite superior à medida que a impedância mecânica da estrutura, que é proporcional à sua área de seção transversal, aumenta. Esse é o efeito de carregamento do transdutor de PZT devido à estrutura monitorada.

Uma melhor análise desse efeito é obtida se for considerada uma frequência constante em (3.49) e a impedância elétrica for calculada em função da relação Z_S / Z_T . Os resultados para uma frequência de (a) 1 kHz, (b) 10 kHz e (c) 50 kHz são apresentados na Figura 3.5. De acordo com os resultados, a impedância elétrica do transdutor atinge o seu limite superior mais rapidamente em altas frequências. Para uma frequência de 1 kHz, o limite é atingido aproximadamente para $Z_S / Z_T = 300$. Se a frequência for de 10 kHz, o limite é atingido mais rapidamente por volta de $Z_S / Z_T = 30$. Finalmente, a impedância elétrica atinge o seu limite para uma relação Z_S / Z_T acima de 10 se a frequência for de 50 kHz. Portanto, o efeito de carregamento do transdutor é mais crítico em altas frequências.

As curvas de impedância em função da relação Z_S / Z_T também permitem concluir que um mesmo grau de dano causa uma excursão significativamente maior na impedância elétrica de um transdutor colado em uma estrutura pequena do que na impedância de um transdutor colado em uma estrutura grande. A Figura 3.6 ilustra a curva de um transdutor de PZT operando em uma frequência de 10 kHz e as excursões que um alto grau de dano causaria na sua impedância elétrica se o transdutor estivesse colado em duas estruturas, uma pequena e outra grande, considerando-se que o dano causasse uma variação (ΔZ_S) em torno de 67% na

impedância mecânica de cada estrutura.

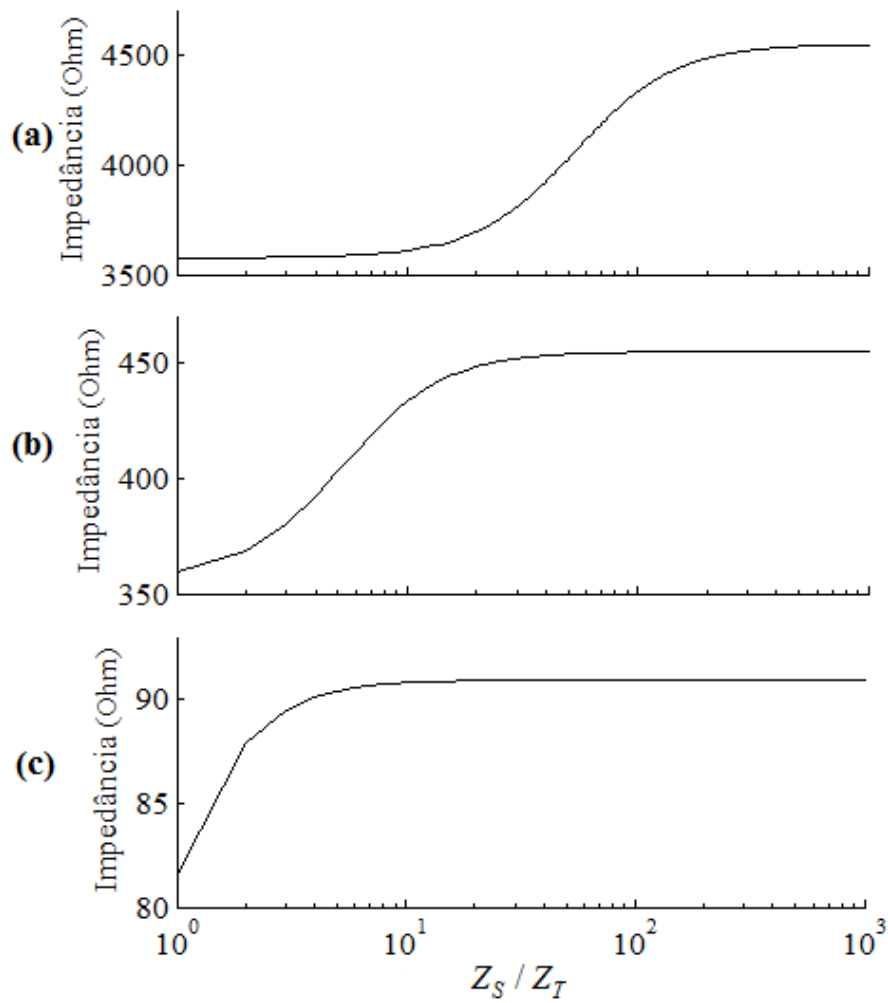


Figura 3.5. Variação da impedância elétrica do transdutor em função da relação Z_S / Z_T para uma frequência de (a) 1 kHz, (b) 10 kHz e (c) 50 kHz.

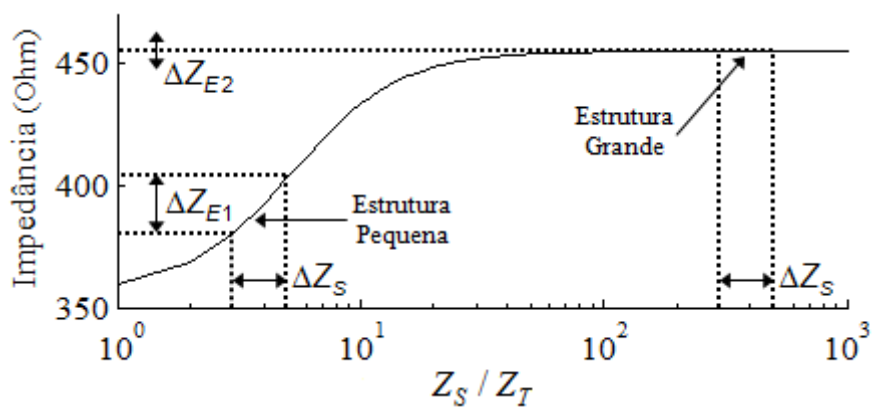


Figura 3.6. Excursões na impedância elétrica do transdutor que um mesmo grau de dano causa para estruturas de diferentes tamanhos.

É evidente que a estrutura pequena, com $Z_S / Z_T = 3$, proporciona uma excursão (ΔZ_{E1}) significativamente maior na impedância elétrica do transdutor do que a estrutura grande, com $Z_S / Z_T = 300$, que ofereceu uma excursão (ΔZ_{E2}) quase imperceptível graficamente. Resultado semelhante é obtido para uma variação negativa na impedância mecânica.

Como foi abordado na Seção 1.3, a quantificação de dano é feita por meio de índices de falha métrica, tais como RMSD e CCDM, que são baseados na variação da impedância elétrica. Se a estrutura tem uma impedância mecânica elevada e o transdutor opera próximo ao seu limite superior, qualquer alteração na impedância mecânica devido a algum dano estrutural causará uma variação muito pequena na impedância elétrica do transdutor. Conseqüentemente, os valores dos índices serão baixos e o dano será difícil de ser detectado. Portanto, o desempenho de um sistema de SHM para detectar danos deve apresentar uma significativa redução à medida que a relação Z_S / Z_T aumenta.

3.4 Procedimento Experimental

Experimentos em estruturas de alumínio com diferentes seções transversais e impedâncias mecânicas foram realizados para avaliar a influência do efeito de carregamento do transdutor no desempenho de um sistema de SHM. A variação da seção transversal foi obtida tanto pela variação da largura como pela variação da espessura das estruturas. A Tabela 3.2 resume as dimensões, área transversal e razão Z_S / Z_T de todas as estruturas analisadas.

O cálculo de Z_S foi realizado fazendo-se $\rho_s = 2700 \text{ kg/m}^3$ e $s_s = 14,51 \cdot 10^{-12} \text{ m}^2/\text{N}$, que

Tabela 3.2. Propriedades das estruturas testadas

| Estrutura | C x L x E (mm) | Área transversal (mm ²) | Z_S / Z_T |
|-----------|----------------|-------------------------------------|-------------|
| 1 | 500 x 30 x 2 | 60 | 7,8 |
| 2 | 500 x 60 x 2 | 120 | 15,6 |
| 3 | 500 x 120 x 2 | 240 | 31,2 |
| 4 | 500 x 240 x 2 | 480 | 62,3 |
| 5 | 500 x 300 x 2 | 600 | 77,9 |
| 6 | 500 x 300 x 16 | 4800 | 623,3 |

C x L x E \equiv Comprimento x Largura x Espessura

são as propriedades do alumínio, em (3.48). Uma pastilha de cerâmica de PZT PSI-5H4E de 20 x 20 x 0,267 mm foi colada em cada estrutura a uma distância de 10 mm da extremidade por meio de um adesivo instantâneo a base de cianoacrilato. Teve-se o cuidado de aplicar a mesma quantidade de adesivo em uma camada uniforme para que o acoplamento com a cerâmica fosse o mesmo em todas as estruturas. Para simular um dano, uma porca de parafuso de aço de 4 x 2 mm e aproximadamente 1 g foi colada a distâncias de 1, 10, 20, 30 e 40 cm do transdutor em cada estrutura testada.

A impedância elétrica dos transdutores foi medida utilizando-se o sistema apresentado no capítulo anterior em uma faixa de frequência de 0 a 125 kHz e com passo de aproximadamente 3,8 Hz. O sinal de excitação foi o *chirp* com 5V de amplitude. Para cada estrutura, a impedância na condição íntegra (sem a porca) foi comparada com as impedâncias nas condições com dano (com a porca) por meio dos índices RMSD e CCDM calculados através de (1.27) e (1.28), respectivamente. Para cada posição em que a porca foi colada para simular um dano, a impedância para um novo baseline foi medida para evitar que vestígios de cola interferissem nos valores dos índices. Todas as medições foram feitas com a estrutura na configuração livre-livre, isto é, com os dois lados suspensos por elásticos e a uma temperatura ambiente.

3.5 Resultados e Discussão

Na Figura 3.7 são apresentados os módulos das impedâncias medidas para as estruturas 1 a 4 que possuem o mesmo comprimento e a mesma espessura, mas diferentes larguras de 30 mm a 240 mm. Devido à pequena diferença de amplitude entre as curvas, foi escolhida uma faixa estreita de frequência de 2 a 3 kHz que possui poucas frequências naturais e permite analisar melhor o efeito de carregamento do transdutor. Embora as amplitudes das curvas variem bastante em torno das frequências naturais, os resultados indicam claramente que a impedância elétrica do transdutor aumenta tendendo ao seu limite superior à medida que a largura da estrutura e sua impedância mecânica aumentam.

O efeito de carregamento pode ser observado com mais clareza nas impedâncias medidas para as estruturas 5 e 6 que possuem o mesmo comprimento e a mesma largura, mas uma diferença significativa de espessura de 2 e 16 mm, respectivamente. Como a diferença entre as impedâncias mecânicas das estruturas é expressiva, a diferença de amplitude entre as curvas de impedância elétrica dos transdutores é evidente e estas podem ser analisadas em

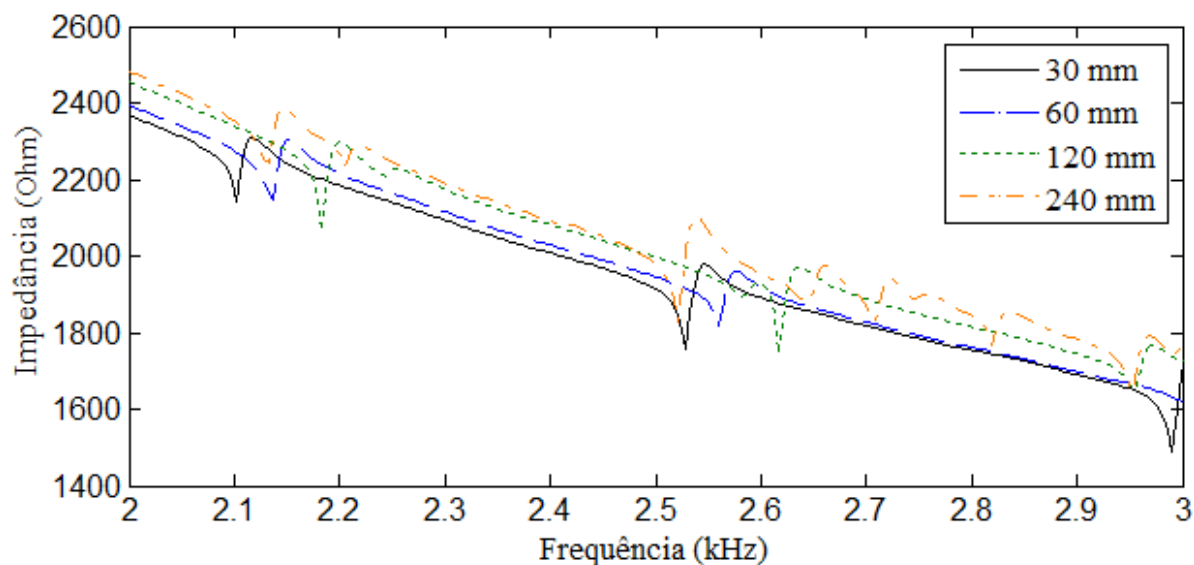


Figura 3.7. Impedâncias elétricas medidas para as estruturas 1 a 4 que possuem o mesmo comprimento e a mesma espessura e diferentes larguras de 30 a 240 mm.

uma faixa mais larga de frequência entre 5 kHz e 50 kHz, como ilustra a Figura 3.8. Como as estruturas 5 e 6 têm a mesma área superficial, os resultados confirmam que o efeito de carregamento está relacionado, principalmente, com a área de seção transversal da estrutura, conforme sugere o cálculo da impedância mecânica em (3.48).

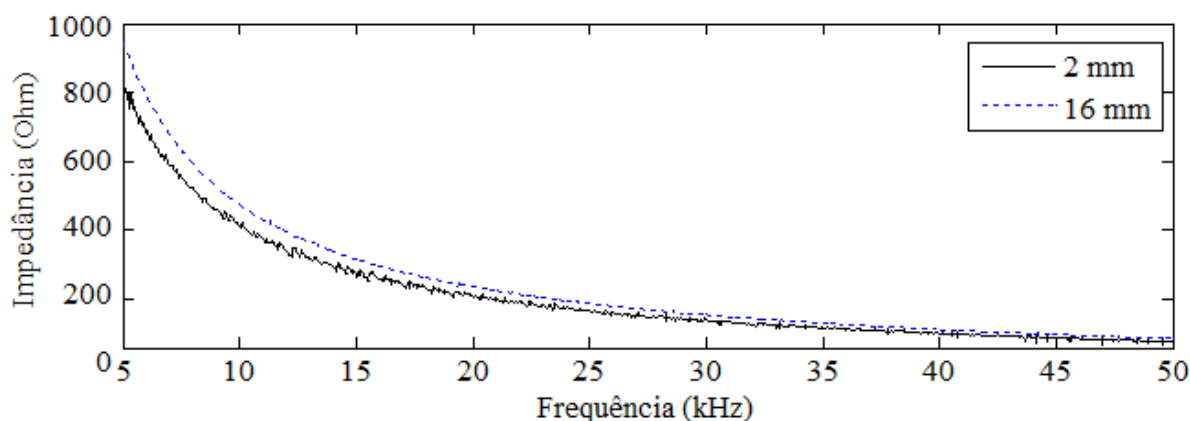


Figura 3.8. Impedâncias elétricas medidas para as estruturas 5 e 6 que possuem o mesmo comprimento e a mesma largura e diferentes espessuras de 2 e 16 mm.

Portanto, houve uma boa correspondência entre os resultados teóricos e experimentais. Os resultados experimentais comprovam que a impedância elétrica do transdutor aumenta aproximando-se de um limite máximo à medida que a impedância mecânica da estrutura monitorada, que é diretamente relacionada à sua área de seção transversal, aumenta.

Obviamente, uma comparação numérica entre as impedâncias medidas apresentadas na Figura 3.7 e Figura 3.8 e as impedâncias teóricas da Figura 3.4 não é apropriada, pois a capacitância estática do transdutor tem uma tolerância considerável ($\pm 10\%$) e vários efeitos não foram considerados no desenvolvimento do modelo eletromecânico. O objetivo deste estudo não é obter o valor exato da impedância elétrica, mas analisar o efeito de carregamento para o correto dimensionamento do transdutor.

Para calcular os índices RMSD e CCDM e avaliar a influência do efeito de carregamento do transdutor na sensibilidade de um sistema de SHM para detectar danos estruturais, é preciso determinar a faixa de frequência mais sensível ao tipo de dano simulado. Dentro da faixa de frequência em que a impedância elétrica foi medida, foi determinada, experimentalmente, que a faixa de 15 kHz a 40 kHz foi a que forneceu índices de maior amplitude e assegurou uma boa repetitividade entre as medidas. Portanto, os índices RMSD e CCDM foram calculados somente nessa faixa de frequência. Como mencionado na Seção 1.3, não há um consenso na literatura de qual parte da impedância é mais adequada para o cálculo dos índices. Neste trabalho, o valor absoluto, a parte real e a parte imaginária da impedância foram analisados. Os índices RMSD obtidos para todas as estruturas são apresentados na Figura 3.9.

De acordo com a Figura 3.9, a sensibilidade do transdutor para detectar danos estruturais significativamente diminuiu à medida que a relação Z_S / Z_T aumentou. Com algumas exceções, essa tendência de redução da sensibilidade ocorreu para danos próximos ou distantes do transdutor e para todas as componentes da impedância utilizadas para calcular o índice RMSD.

A redução da sensibilidade foi mais perceptível com o índice CCDM do que com o índice RMSD, principalmente quando calculado com o módulo ou com a parte imaginária da impedância. Por exemplo, para um dano a uma distância de 1 cm do transdutor e usando-se a parte imaginária da impedância, a estrutura 1, que tem uma relação $Z_S / Z_T = 7,8$, forneceu um índice CCDM cerca de 20000 % maior do que a estrutura 6, que tem uma relação $Z_S / Z_T = 623,3$. Os resultados são apresentados na Figura 3.10.

Como a estrutura 6 tem uma grande área de seção transversal (4800 mm²) e, conseqüentemente, uma elevada impedância mecânica, a redução na sensibilidade é muito significativa e os danos são praticamente indetectáveis utilizando-se o índice CCDM calculado com o valor absoluto ou com a parte imaginária da impedância, como ilustra a Figura 3.10 (a) e (b). Observa-se, entretanto, que os índices obtidos para a estrutura 5 que

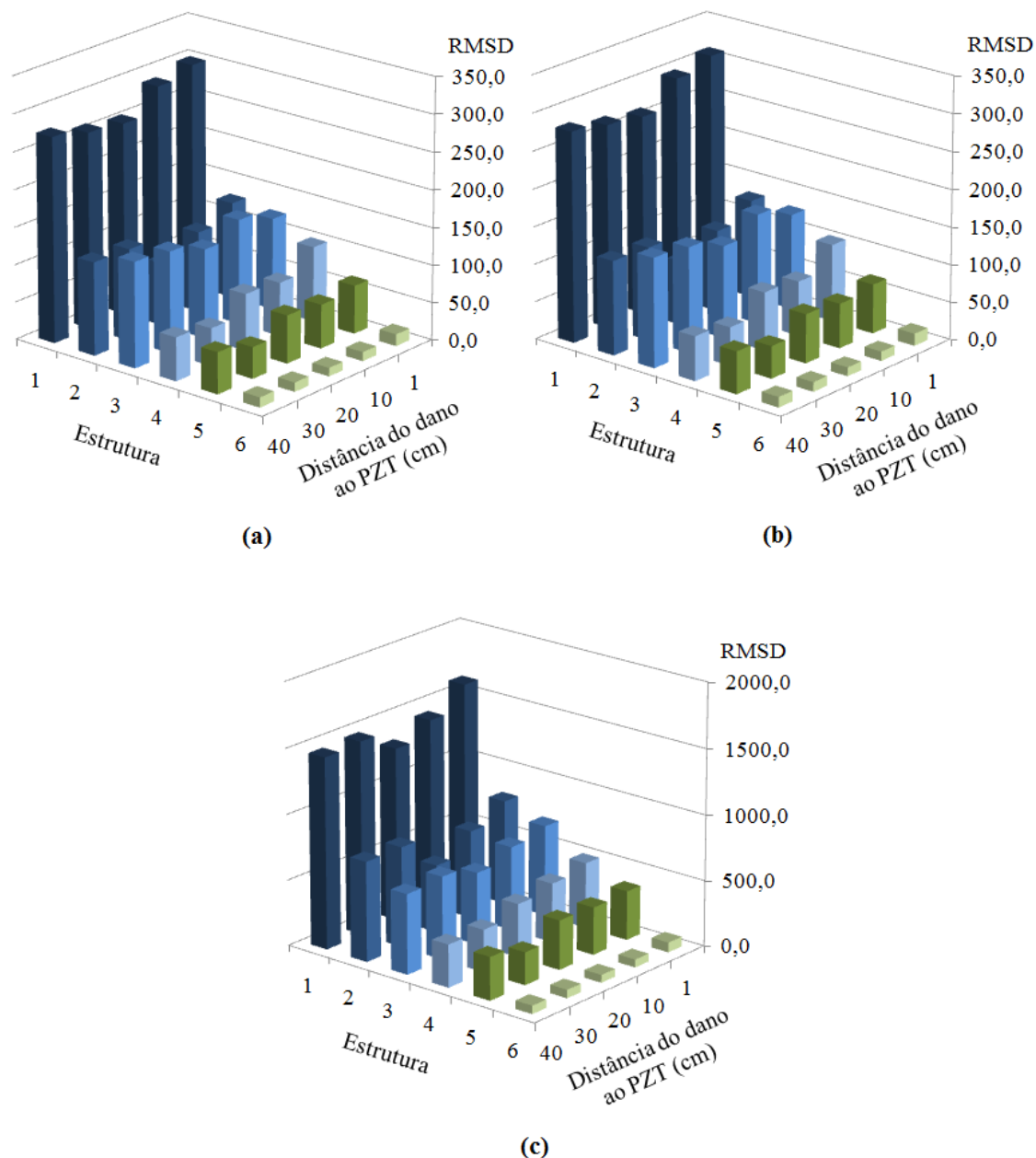


Figura 3.9. Índices RMSD obtidos usando-se (a) o valor absoluto, (b) a parte imaginária e (c) a parte real da impedância.

possui mesma área superficial, mas uma área de seção transversal bem menor (600 mm^2), foram consideravelmente maiores. Mais uma vez, esse resultado evidencia que o efeito de carregamento está relacionado, principalmente, com a área de seção transversal da estrutura e sua impedância mecânica.

Houve uma discrepância entre os resultados obtidos para as estruturas 2 e 3. Embora a estrutura 2 tenha uma área de seção transversal menor, os índices de falha métrica, principalmente o CCDM calculado com o valor absoluto ou com a parte imaginária da impedância, foram menores do que os obtidos para a estrutura 3. Provavelmente, essa

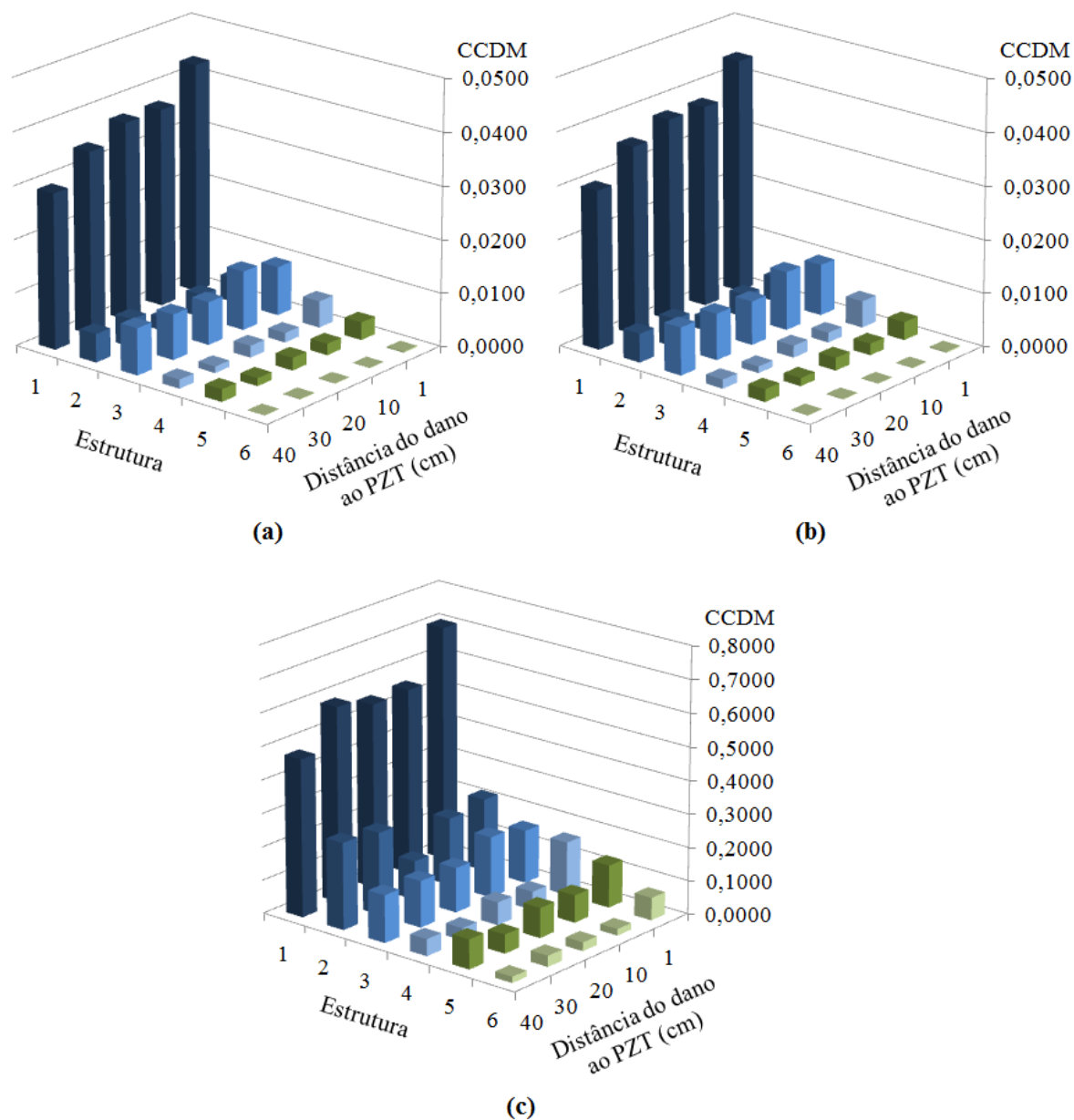


Figura 3.10. Índices CCDM obtidos usando-se (a) o valor absoluto, (b) a parte imaginária e (c) a parte real da impedância.

discrepância foi causada por um acoplamento deficiente entre o transdutor e a estrutura 2. Além disso, as cerâmicas são cortadas manualmente, o que torna difícil uma padronização entre elas.

É importante ressaltar que, embora tenha sido introduzido um dano de mesmo tamanho e massa em estruturas diferentes, a redução nos índices RMSD e CCDM observada na Figura 3.9 e na Figura 3.10 está relacionada, principalmente, como o efeito de carregamento do transdutor e não com a diferença de grau de dano entre as estruturas. Esses resultados experimentais estão em conformidade com os resultados teóricos apresentados na Figura 3.6,

a qual demonstra que o mesmo grau de dano causa uma excursão muito menor na impedância elétrica para estruturas com relação Z_S / Z_T elevada. Além disso, para essas estruturas, o transdutor encontra-se carregado e a excursão na impedância elétrica é muito reduzida, independentemente do grau de dano introduzido.

Para evidenciar a influência do efeito de carregamento do transdutor no desempenho de um sistema de SHM, o experimento com a estrutura 6 foi repetido introduzindo-se um alto grau de dano. A pequena porca de parafuso foi substituída por um grande bloco de chumbo de 105 x 75 x 35 mm e 2,9 kg. A estrutura 6, a cerâmica de PZT e os dois tipos de dano são apresentados na Figura 3.11.

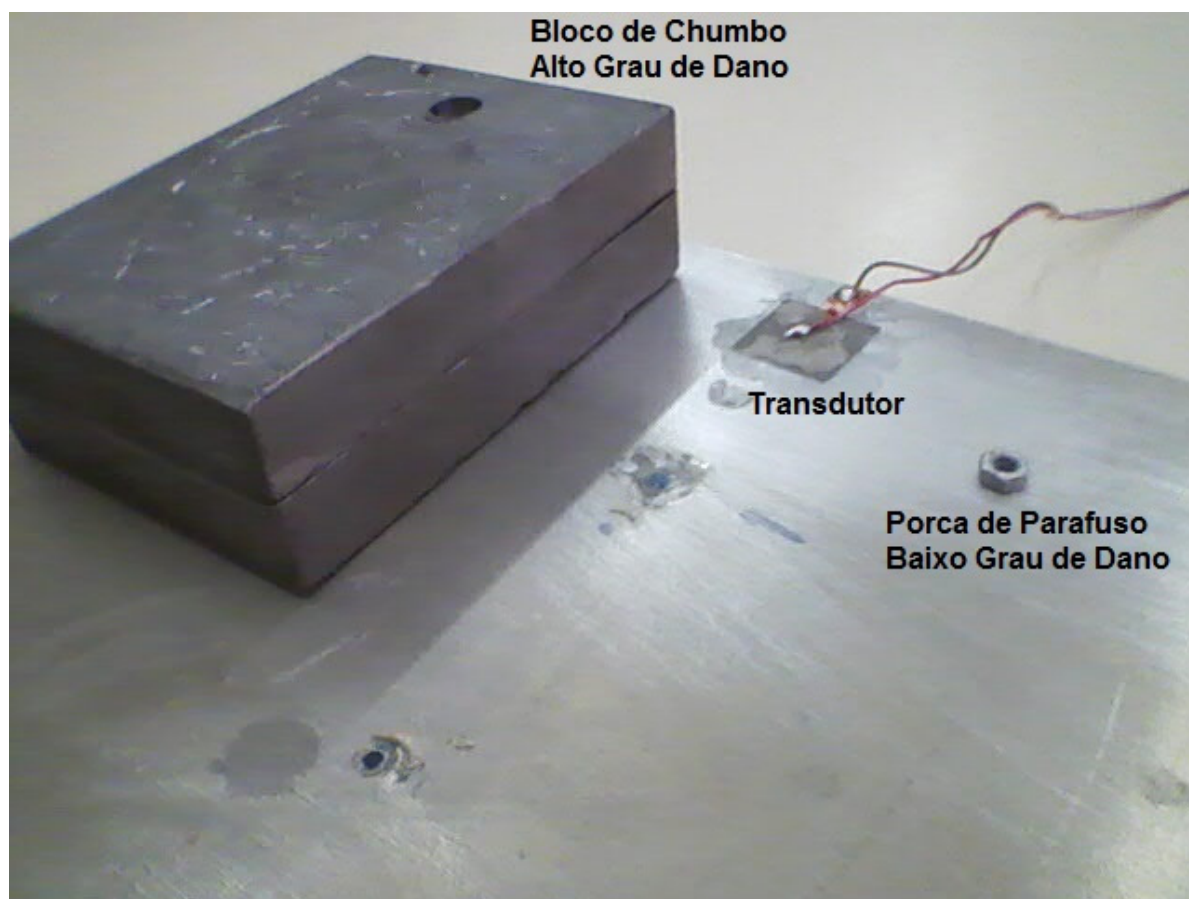


Figura 3.11. Estrutura 6, a cerâmica de PZT e os dois tipos de dano avaliados.

Na Figura 3.12 são apresentados os índices RMSD e CCDM obtidos para os dois tipos de dano. De acordo com a Figura 3.12, embora a diferença entre os dois tipos de dano seja considerável, os índices foram similares para os dois casos. Isso ocorreu porque o transdutor está carregado, isto é, a estrutura 6 tem uma relação Z_S / Z_T elevada e a impedância elétrica

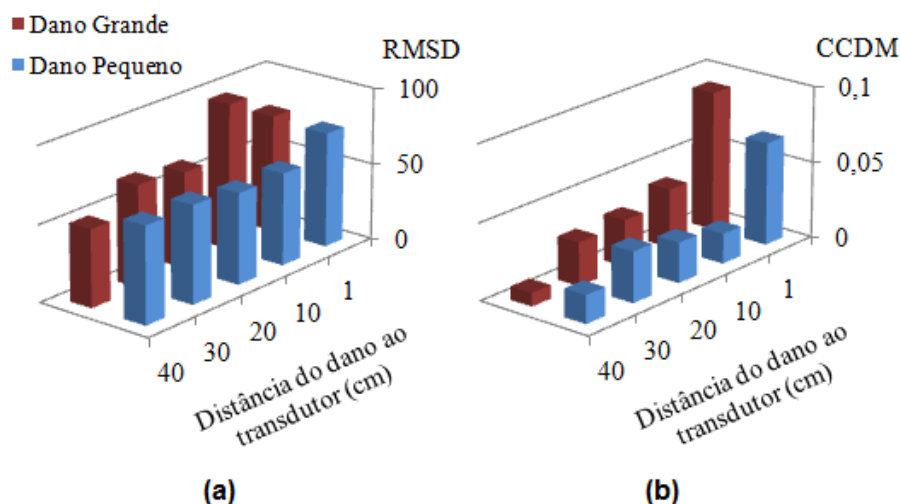


Figura 3.12. Índices (a) RMSD e (b) CCDM obtidos para a estrutura 6 com diferentes graus de dano.

do transdutor está no seu limite superior. Nessa condição, a excursão na impedância elétrica é reduzida e muito próxima para os dois tipos de dano, em conformidade com a análise teórica apresentada na Figura 3.6.

No geral, os resultados indicam que a sensibilidade do transdutor para detectar danos estruturais tem uma significativa redução quando a impedância mecânica da estrutura se torna muito elevada se comparada à impedância mecânica do transdutor. A variação do índice RMSD calculado usando-se a parte real da impedância para um dano a uma distância de 1 cm do transdutor em todas as estruturas é apresentada na Figura 3.13.

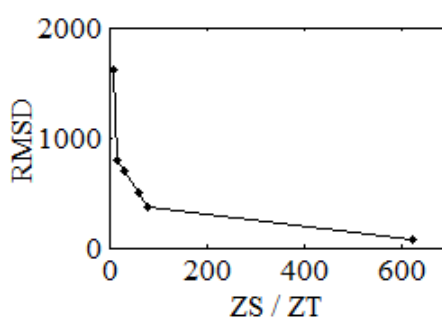


Figura 3.13. Variação do índice RMSD em função da relação Z_S / Z_T .

Pela análise da Figura 3.13, conclui-se que para um sistema de SHM baseado na impedância E/M ter um bom desempenho, a relação Z_S / Z_T deve ser a menor possível. Para estruturas com relação Z_S / Z_T elevada, os índices de falha métrica tendem a ser muito

baixos, aproximando-se dos índices obtidos com a estrutura íntegra. Nessa situação, é difícil estabelecer um limiar e diagnosticar a estrutura como íntegra ou com dano. Portanto, há uma redução significativa na sensibilidade.

É importante notar que a redução na sensibilidade do transdutor não pode ser compensada pelo aumento da tensão do sinal de excitação, pois de acordo com o modelo desenvolvido, a impedância elétrica não depende desse parâmetro, como indica a equação (3.49). Para confirmar essa hipótese, o ensaio com a estrutura 6 foi repetido usando-se um sinal *chirp* de 10V, que é o dobro da amplitude usada no primeiro teste. Os índices obtidos nos dois testes calculados usando-se a parte real da impedância são apresentados na Figura 3.14.

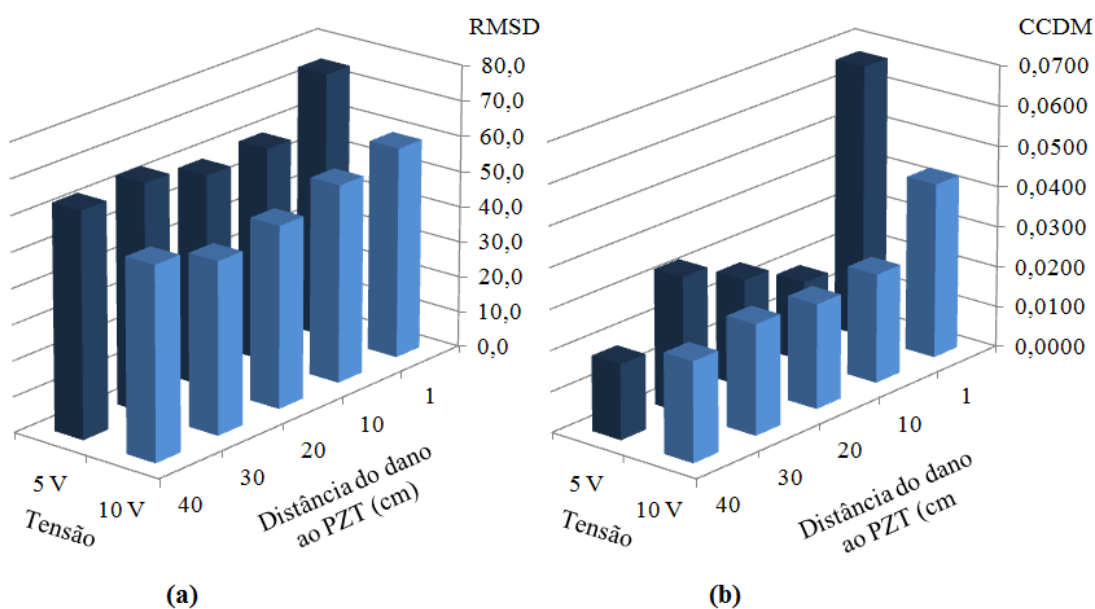


Figura 3.14. Variação do índice RMSD em função da amplitude do sinal de excitação.

Observa-se que a amplitude do sinal de excitação não tem influência significativa na sensibilidade do transdutor e os índices permaneceram muito baixos se comparados aos obtidos para as demais estruturas.

3.6 Conclusão

Neste capítulo, o efeito de carregamento do transdutor de PZT foi analisado através de um circuito eletromecânico equivalente baseado no modelo 1D de Mason. Foi verificado

através de simulações e resultados experimentais que a sensibilidade do transdutor tem uma significativa redução quando a impedância mecânica da estrutura monitorada, que é proporcional à sua área de seção transversal, torna-se elevada em relação à impedância mecânica do transdutor.

Os resultados obtidos neste estudo podem ser uma referência para o correto dimensionamento dos transdutores de PZT em sistemas de SHM aplicados em grandes estruturas.

Capítulo 4

Seleção da Faixa de Frequência Para Sensibilidade Ótima do Transdutor

Neste capítulo, o modelo eletromecânico desenvolvido no Capítulo 3 é utilizado para analisar a sensibilidade do transdutor em função da frequência. Embora a melhor faixa de frequência para a detecção de danos dependa das características da estrutura e do dano, os resultados experimentais indicam que a sensibilidade do transdutor é uma importante referência na seleção da faixa mais adequada.

4.1 Introdução

A seleção da faixa de frequência correta para o cálculo dos índices de falha métrica é uma etapa importante em sistemas de SHM baseados na técnica da impedância E/M, sobretudo em sistemas portáteis e sem fio, como os mencionados na Seção 2.1. Nesses sistemas, o hardware disponível para o armazenamento e transmissão de dados é limitado, não sendo possível o processamento de dados em uma ampla faixa de frequência. Deve-se escolher a faixa que ofereça a melhor sensibilidade para a detecção do dano e uma boa repetitividade entre as medidas.

Geralmente, a seleção da faixa de frequência apropriada é feita pelo método de tentativa e erro a partir de dados medidos na estrutura de interesse. Em (GYEKENYESI et al., 2005), por exemplo, foram realizados testes em placas de alumínio de 100 x 100 x 1,5 mm e a faixa de frequência mais adequada de 20 a 40 kHz foi determinada procurando-se por regiões de frequência que ofereciam boa repetitividade entre as medidas sob condições constantes, isto é, com a estrutura íntegra.

Alguns pesquisadores têm proposto metodologias mais eficientes. Moura Junior e Steffen Junior (2003) determinaram, por tentativa e erro, que a melhor faixa de frequência para uma barra flexível é de 15 a 33 kHz. A partir desse resultado, quarenta experimentos foram realizados para encontrar subfaixas de frequência mais adequadas através de um método baseado em superfícies de resposta. Em (PEAIRS; TARAZAGA; INMAN, 2007), a

seleção da faixa de frequência foi baseada na análise das frequências de ressonância do transdutor antes de sua instalação na estrutura e em uma comparação estatística entre os dados coletados com a estrutura íntegra e aqueles com vários níveis de dano. Em (ANNAMDAS; RIZZO, 2009), os dados para estruturas de aço, alumínio e concreto foram coletados em uma larga faixa de frequência. Posteriormente, foram adotados índices estatísticos para avaliar e comparar a sensibilidade entre várias faixas mais estreitas dentro da faixa larga de frequência em que os dados foram coletados.

Portanto, esses métodos determinam a melhor faixa de frequência a partir de dados medidos em uma quantidade considerável de testes. Não há uma metodologia que permita avaliar teoricamente em que faixas de frequência o transdutor é mais sensível para a detecção do dano.

Neste estudo é utilizado o circuito eletromecânico equivalente proposto no Capítulo 3 para analisar a sensibilidade do transdutor de PZT em função da frequência e da impedância mecânica da estrutura monitorada. Foi verificado através dessa análise teórica e de resultados experimentais em estruturas de alumínio que a sensibilidade do transdutor apresenta pontos de máximo e de mínimo em toda a faixa do espectro. Embora a seleção da faixa de frequência correta dependa das particularidades de cada estrutura e do tipo de dano que se deseja detectar, os resultados apontam que a melhor faixa deve ser selecionada em torno de um ponto de máxima sensibilidade e os pontos de mínima sensibilidade devem ser evitados.

4.2 Sensibilidade do Transdutor

A detecção de um dano em sistemas de SHM baseados na técnica da impedância E/M é feita a partir da análise das variações na impedância elétrica do transdutor devido a uma correspondente alteração da impedância mecânica da estrutura que esse dano provoca. Considera-se a expressão da impedância elétrica do transdutor em (3.49) determinada na Seção 3.2.2, a qual é reescrita abaixo

$$Z_E = \frac{1}{j\omega C_0} \left\| jZ_T \left(\frac{s_{11}}{d_{31}\ell} \right)^2 \left[\frac{1}{2} \tan\left(\frac{k\ell}{2}\right) - \frac{1}{\text{sen}(k\ell)} + \frac{Z_S}{j2Z_T} \right] \right\| \quad (4.1)$$

A influência do dano na impedância elétrica pode ser avaliada assumindo-se uma

pequena variação Δ na impedância mecânica Z_S devido a um dano hipotético, como segue

$$Z_{E,D} = \frac{1}{j\omega C_0} \left\| jZ_T \left(\frac{s_{11}}{d_{31}\ell} \right)^2 \left[\frac{1}{2} \tan\left(\frac{k\ell}{2}\right) - \frac{1}{\sin(k\ell)} + (1+\Delta) \frac{Z_S}{j2Z_T} \right] \right\| \quad (4.2)$$

A estimação da sensibilidade do transdutor é obtida comparando-se a impedância elétrica antes do dano em (4.1) com a impedância após o dano em (4.2) através da expressão

$$\eta = 100 \frac{\left| |Z_{E,D}| - |Z_E| \right|}{|Z_E|} \quad (4.3)$$

Em (4.3), η representa a variação percentual da impedância elétrica do transdutor devido a uma alteração Δ na impedância mecânica da estrutura monitorada. De acordo com (4.1) e (4.2), a sensibilidade η depende da frequência, da impedância mecânica Z_S da estrutura monitorada, do tamanho do dano representado pela variação Δ e das características do transdutor. Novamente, a sensibilidade determinada a partir do modelo eletromecânico do Capítulo 3 não considera as frequências de ressonância do transdutor nem as frequências naturais da estrutura. Também não é considerado o fator de amortecimento em (3.47). De acordo com os resultados experimentais, essas aproximações são adequadas para analisar a sensibilidade do transdutor em frequências abaixo de 125 kHz. Entretanto, uma investigação da validade da metodologia proposta em frequências mais altas ainda é necessária.

O transdutor utilizado neste estudo foi a cerâmica de PZT PSI-5H4E de 20 x 20 x 0,267 mm, cujas propriedades foram fornecidas na Tabela 3.1 da Seção 3.3. Considerando-se uma variação $\Delta = 0,05$ (5%) e colocando-se a impedância mecânica da estrutura Z_S em função da impedância mecânica do transdutor Z_T pela relação Z_S / Z_T de 1 a 100, a sensibilidade η do transdutor pode ser calculada através de (4.3) substituindo-se os valores da Tabela 3.1 em (4.1) e (4.2).

A sensibilidade em uma faixa de frequência de 0 a 300 kHz é apresentada na Figura 4.1. De acordo com a Figura 4.1, a sensibilidade do transdutor diminui conforme a frequência aumenta e a impedância mecânica da estrutura monitorada se torna elevada em relação à impedância mecânica do transdutor. A redução da sensibilidade em função da relação Z_S / Z_T

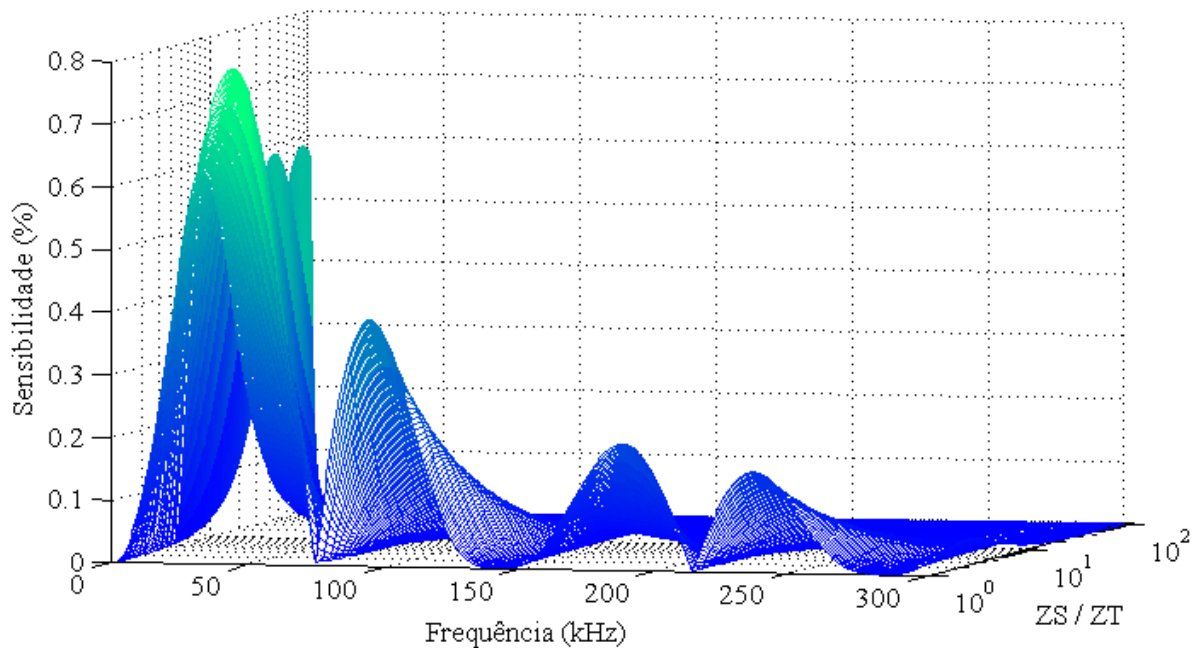


Figura 4.1. Sensibilidade do transdutor de PZT para detectar uma variação de 5 % na impedância mecânica da estrutura devido a um dano hipotético.

é causada pelo efeito de carregamento do transdutor, o qual foi estudado no Capítulo 3. Além disso, observa-se que em toda a faixa de frequência há pontos de máximo e pontos de mínimo locais. As frequências de ocorrência desses pontos podem ser determinadas graficamente ou resolvendo-se a seguinte equação para a frequência angular ω

$$\frac{\partial}{\partial \omega} \frac{\left| |Z_{E,D}| - |Z_E| \right|}{|Z_E|} = 0 \quad (4.4)$$

A expectativa é de que a detecção de danos estruturais seja mais eficiente nas faixas de frequência próximas aos pontos de máximo e deficiente nas faixas em torno dos pontos de mínimo.

Há uma concentração de pontos máximos globais na faixa de frequência entre 0 e 50 kHz. Nessa faixa, a sensibilidade é máxima e quase constante em função da impedância mecânica da estrutura. Isso explica os bons resultados experimentais obtidos por Moura Junior e Steffen Junior (2003), Gyekenyesi et al. (2005) em faixas de 15 kHz a 33 kHz e de 20 kHz a 40 kHz, respectivamente. Do mesmo modo, a melhor sensibilidade ao dano nos resultados apresentados no Capítulo 2 e no Capítulo 3 deste estudo ocorreu nas faixas de frequência de 35 a 42 kHz e 15 a 40 kHz, respectivamente. Embora a sensibilidade seja maior

em frequências abaixo de 50 kHz, essa faixa é mais suscetível a distúrbios externos; além disso, frequências mais altas permitem a detecção de danos menores. Portanto, é conveniente que faixas adequadas em torno de pontos de máximo locais em frequências mais altas sejam pesquisadas.

É importante analisar a influência da dimensão do dano nos pontos de máximo e de mínimo. Na Figura. 4.2 é apresentada a variação da sensibilidade considerando-se a impedância mecânica da estrutura constante ($Z_S = 2Z_T$) e assumindo-se danos de diferentes tamanhos ($\Delta = \pm 5\%$, $\pm 10\%$).

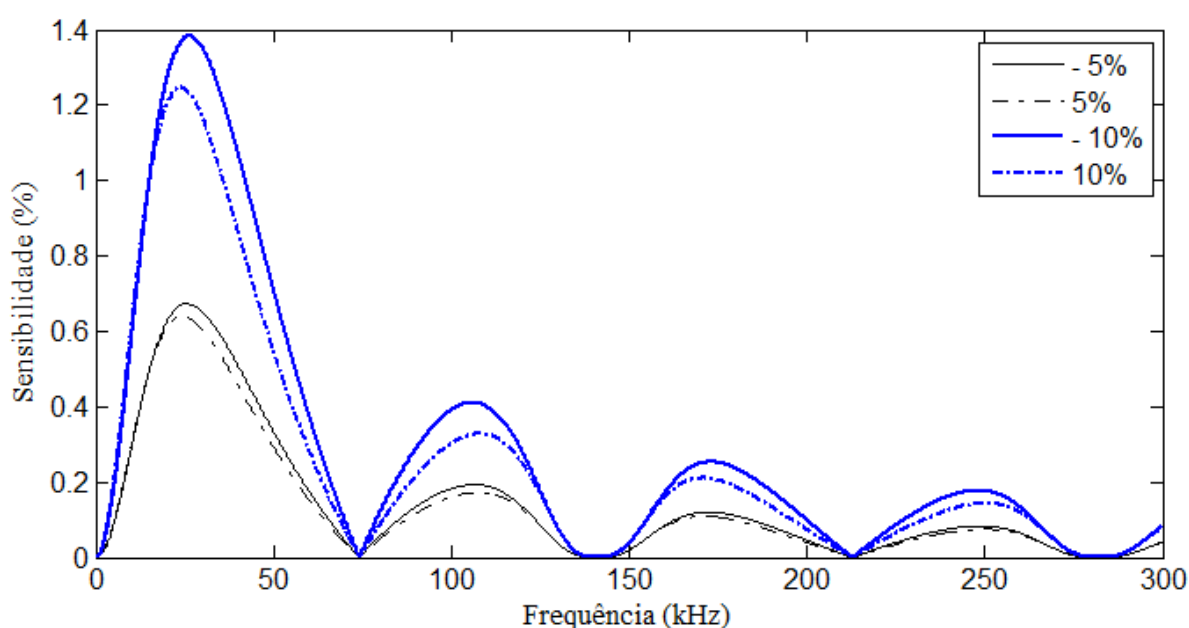


Figura 4.2. Sensibilidade do transdutor para danos de diferentes dimensões.

Obviamente, danos de maior dimensão causam uma maior variação na impedância elétrica do transdutor e, conseqüentemente, a sua sensibilidade é maior. Entretanto, o dano não tem influência significativa na ocorrência dos pontos de máximo e mínimo. Na comparação entre as sensibilidades para os danos de $\pm 5\%$ e $\pm 10\%$, nota-se que esses pontos ocorrem praticamente na mesma frequência.

Portanto, considerando-se o modelo eletromecânico utilizado neste estudo, as características do transdutor e a impedância mecânica da estrutura são os parâmetros mais importantes a serem considerados na seleção da faixa de frequência mais adequada para a detecção de danos.

4.3 Procedimento Experimental

Para verificar se a sensibilidade do transdutor dada por (4.3) pode ser útil na seleção da faixa de frequência adequada para a detecção de danos, foram realizados alguns testes em duas estruturas de alumínio. Foram testadas as estruturas 1 e 2 apresentadas na Seção 3.4, cujas dimensões, áreas de seção transversal e as relações Z_S / Z_T são fornecidas novamente na Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Propriedades das estruturas testadas

| Estrutura | C x L x E (mm) | Área transversal (mm ²) | Z_S / Z_T |
|-----------|----------------|-------------------------------------|-------------|
| 1 | 500 x 30 x 2 | 60 | 7,8 |
| 2 | 500 x 60 x 2 | 120 | 15,6 |

C x L x E ≡ Comprimento x Largura x Espessura

Uma pastilha de cerâmica PSI-5H4E com as dimensões definidas anteriormente foi colada a uma distância de 10 mm do extremo de cada estrutura usando-se uma cola a base de cianoacrilato. Uma porca de parafuso de aço de 4 x 2 mm foi colada a distâncias de 100 e 300 mm do transdutor para simular danos estruturais.

A impedância elétrica dos transdutores foi medida utilizando-se o sistema apresentado no Capítulo 2 em uma faixa de frequência de 0 a 125 kHz e com um sinal *chirp* com 5 V de amplitude. Para cada estrutura, a impedância na condição íntegra (sem a porca) foi comparada com as impedâncias nas condições com dano por meio de uma modificação do índice RMSD. Como o objetivo é analisar a variação entre as duas curvas ponto a ponto em toda a faixa de frequência, a somatória em (1.27) foi retirada, como segue

$$RMSD_n = \sqrt{\frac{(Z_{n,d} - Z_{n,h})^2}{Z_{n,h}^2}} \quad (4.5)$$

sendo $Z_{n,h}$ a impedância elétrica do transdutor com a estrutura íntegra e $Z_{n,d}$ a impedância com o dano simulado com a porca, ambas medidas na frequência n .

Esse índice foi calculado utilizando-se a parte real da impedância que, de acordo com os

experimentos anteriores, indicou ser a mais sensível ao dano. Todas as medições foram feitas com a estrutura na configuração livre-livre, isto é, com os dois lados suspensos por elásticos e a uma temperatura ambiente.

4.4 Resultados e Discussão

A comparação entre as curvas de sensibilidade dos transdutores de PZT calculadas através da expressão em (4.3) e as variações entre as impedâncias medidas com as estruturas na condição íntegra e com um dano a 100 mm dos transdutores utilizando-se o índice dado pela expressão em (4.5) é apresentada na Figura 4.3.

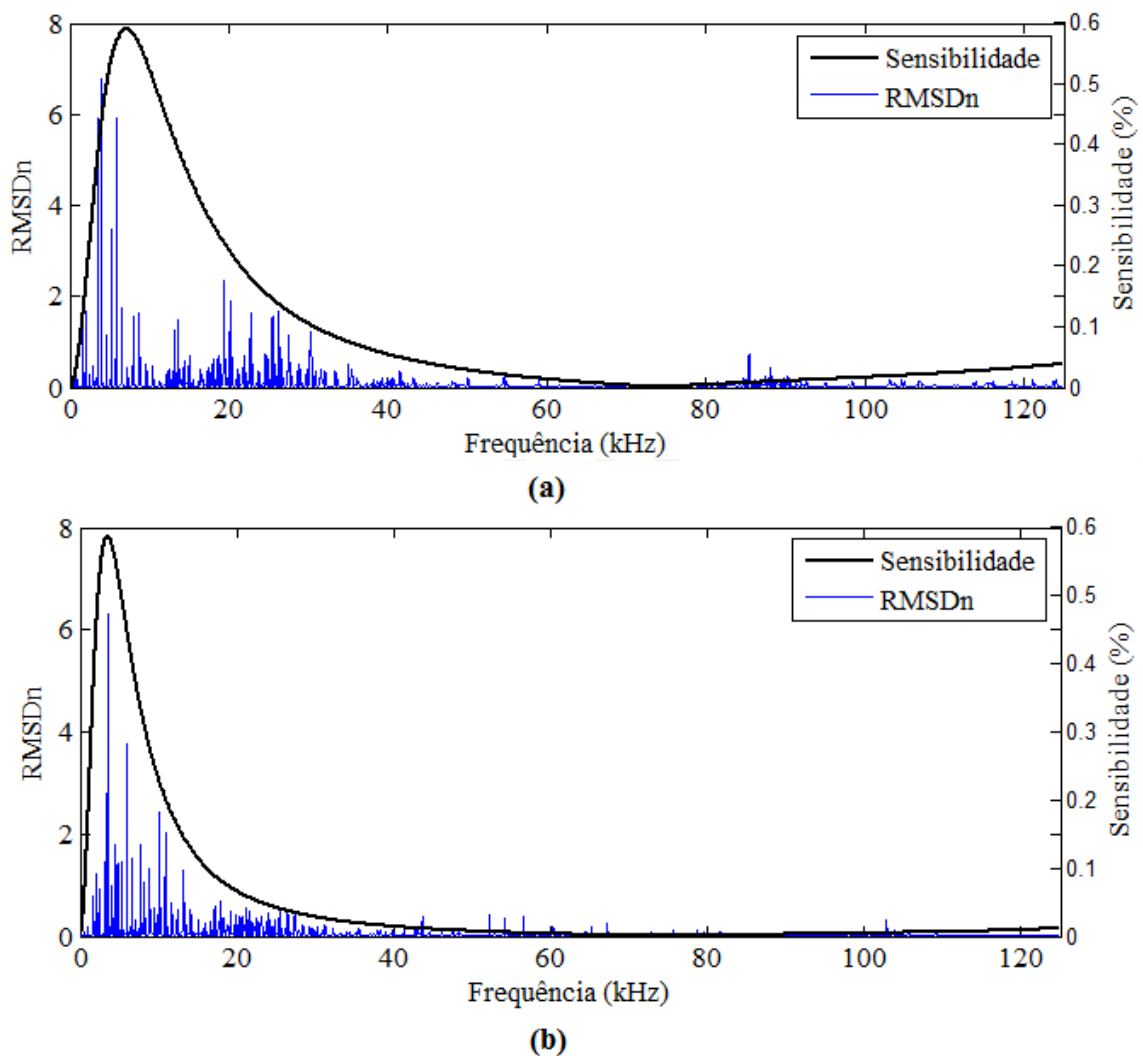


Figura 4.3. Comparação entre as curvas de sensibilidade teórica dos transdutores e os índices de falha métrica calculados a partir de resultados medidos para a (a) estrutura 1 e (b) estrutura 2 com um dano a 100 mm do transdutor.

De acordo com os resultados, a amplitude do índice varia conforme a sensibilidade do transdutor. Para as duas estruturas, principalmente para a estrutura 2, é evidente que os índices de maior amplitude ocorreram próximo aos pontos de máximo global, que são de 7,1 kHz e 3,5 kHz para a estrutura 1 e 2, respectivamente. Como a detecção do dano não depende apenas da sensibilidade do transdutor, mas também das características da estrutura e do tipo de dano, é esperado que as frequências que apresentem os maiores índices nem sempre coincidam com os pontos de máximo.

Ainda de acordo com a Figura 4.3, nota-se que os índices são quase nulos em frequências próximas a 74 kHz, que é o ponto de mínimo comum às duas estruturas. Em toda a faixa de frequência, houve uma redução dos índices obtidos para a estrutura 2 em relação aos obtidos para a estrutura 1. Esse resultado está coerente com a curva de sensibilidade teórica da Figura 4.1 e está diretamente relacionado com o efeito de carregamento do transdutor analisado no Capítulo 3, uma vez que a estrutura 1 tem uma relação Z_S / Z_T igual a 7,8 enquanto que para a estrutura 2 essa relação é de 15,6.

Os resultados obtidos para um dano a 300 mm do transdutor são apresentados na Figura 4.4. De acordo com os resultados, esse dano causou uma alteração na amplitude dos índices. Por outro lado, não houve mudança significativa nas faixas de frequência mais sensíveis ao dano; os índices de maior e de menor amplitude ocorreram em frequências próximas aos pontos de máxima e de mínima sensibilidade, respectivamente. Esse resultado experimental confirma que o fator de amortecimento em (3.47), que está relacionado com a localização do dano, não afeta significativamente a seleção da faixa de frequência baseada na sensibilidade do transdutor, ao menos para frequências abaixo de 125 kHz. Entretanto, a influência do fator de amortecimento em frequências mais altas não foi avaliada devido à limitação do dispositivo DAQ utilizado.

Embora a seleção da faixa de frequência apropriada para a detecção de dano seja um problema crítico que depende das particularidades da estrutura monitorada e do tipo de dano, os resultados indicam que devem ser analisadas as faixas próximas aos pontos de máxima sensibilidade do transdutor e as faixas próximas aos pontos de mínima sensibilidade devem ser evitadas.

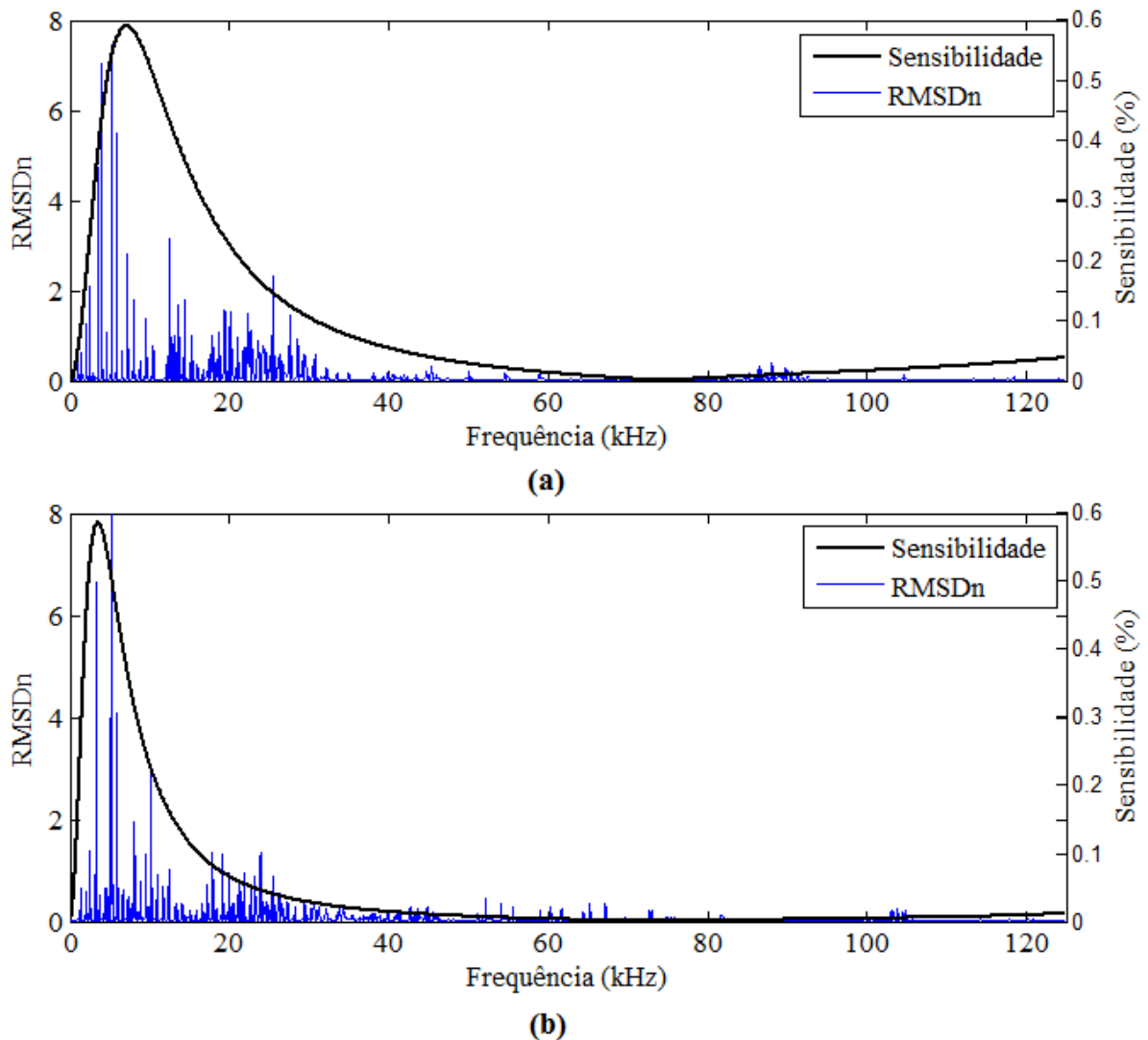


Figura 4.4. Comparação entre as curvas de sensibilidade teórica dos transdutores e os índices de falha métrica calculados a partir de resultados medidos para a (a) estrutura 1 e (b) estrutura 2 com um dano a 300 mm do transdutor.

4.5 Conclusão

A partir do modelo eletromecânico proposto no capítulo anterior, a sensibilidade do transdutor foi analisada como um parâmetro na seleção da faixa de frequência mais adequada para a detecção de danos estruturais que, geralmente, é escolhida pelo método de tentativa e erro ou por metodologias que utilizam dados medidos em uma quantidade considerável de testes.

A metodologia apresentada neste capítulo permite que as faixas que oferecem melhor

sensibilidade possam ser estimadas teoricamente, antes que o sistema seja instalado na estrutura. Testes foram realizados em duas estruturas de alumínio e houve uma boa correspondência entre os resultados teóricos e experimentais.

Portanto, embora a faixa de frequência correta dependa das características específicas de cada estrutura e do tipo de dano que se deseja detectar, a metodologia proposta pode ser um importante auxílio na sua seleção.

Capítulo 5

Considerações Finais e Trabalhos Futuros

O objetivo deste trabalho foi analisar as principais características dos sistemas de SHM baseados na técnica da impedância E/M, bem como explorar algumas de suas limitações e propor novas metodologias para contorná-las. Embora muitos estudos apontem que a técnica da impedância seja eficiente e confiável, algumas considerações em aplicações práticas ainda eram necessárias. As metodologias desenvolvidas neste trabalho contribuem com a solução de três problemas práticos: (a) a medição da impedância elétrica do transdutor; (b) a redução do desempenho do sistema para detectar danos em grandes estruturas devido ao efeito de carregamento do transdutor; (c) a seleção da faixa de frequência apropriada para a detecção de danos estruturais.

O sistema de medição de impedância elétrica proposto, embora seja baseado em métodos clássicos, apresentou excelentes resultados e substituiu com eficiência os instrumentos comerciais utilizados na técnica da impedância, tais como os analisadores HP4192 e HP4194 da Hewlett-Packard. Esses instrumentos, além de ter um custo elevado, são pesados, volumosos e lentos, o que dificulta a aplicação e o desenvolvimento da técnica. A nova metodologia é baseada na plataforma LabVIEW e seu hardware é composto apenas por um DAQ e um resistor comum. Isso torna a sua montagem e aplicação extremamente simples. Além disso, o seu uso também é possível em outras aplicações, uma vez que boa precisão foi obtida em medições de impedância com componentes gerais, como resistores e capacitores.

Nas pesquisas sobre a técnica da impedância E/M, a maioria dos experimentos é realizada em estruturas simples, tais como barras de alumínio estreitas e delgadas. Embora existam aplicações em estruturas complexas, ainda não há estudos conclusivos sobre a influência de grandes estruturas no desempenho do sistema em detectar danos. Os trabalhos existentes avaliam apenas a sensibilidade do transdutor para detectar danos a diferentes distâncias em uma mesma estrutura ou a influência de carregamentos externos na sua impedância elétrica. Neste estudo foi proposta uma modificação em um circuito eletromecânico equivalente para analisar o efeito de carregamento do transdutor devido à estrutura monitorada. Foi demonstrado através de simulações e resultados experimentais que a

sensibilidade do transdutor de PZT para detectar danos está diretamente relacionada com a impedância mecânica da estrutura monitorada e, conseqüentemente, com sua área de seção transversal. O desempenho do sistema só é satisfatório se a impedância mecânica da estrutura não for muito maior que a impedância mecânica do transdutor. A análise do efeito de carregamento pode ser fundamental para o correto dimensionamento do transdutor e para assegurar um bom desempenho do sistema.

O modelo eletromecânico proposto também foi utilizado para desenvolver uma metodologia para a seleção da faixa de frequência mais apropriada em que a impedância elétrica deve ser medida e analisada. A correta seleção dessa faixa de frequência é importante não apenas para obter uma boa sensibilidade na detecção de danos estruturais, mas também para evitar a coleta, análise e armazenamento de dados desnecessários. Geralmente, a seleção da faixa de frequência é feita pelo método de tentativa e erro após o sistema estar instalado na estrutura. Algumas metodologias mais eficientes foram propostas por outros autores, mas estas são baseadas em análise estatística a partir de dados medidos em uma quantidade considerável de testes. A metodologia sugerida neste estudo permite que as faixas de frequência em que o transdutor apresenta boa sensibilidade para a detecção de danos sejam determinadas analiticamente a partir das características do transdutor e da estrutura monitorada. Os resultados experimentais indicam que a metodologia proposta pode ser um importante auxílio na seleção da faixa mais adequada.

Como sugestões para trabalhos futuros, os seguintes tópicos podem ser explorados: (a) avaliação das metodologias propostas em frequências acima de 125 kHz; (b) análise do efeito piezoelétrico; (c) sugestão e análise de novos índices de falha métrica; (d) desenvolvimento de um sistema de SHM integrado e autônomo.

Devido a uma limitação de hardware, as metodologias propostas foram avaliadas em frequências abaixo de 125 kHz. No desenvolvimento do circuito eletromecânico foi considerado um modelo unidimensional e o fator de amortecimento foi desprezado, o que pode prejudicar a aplicação dessas metodologias em frequências mais altas. Portanto, é desejável uma avaliação do circuito eletromecânico em frequências mais elevadas e, se necessário, fazer adaptações como o uso de um modelo bidimensional ou tridimensional e considerar o fator de amortecimento.

No desenvolvimento deste trabalho, os efeitos térmicos e magnéticos não foram considerados na análise dos transdutores de PZT. Embora seja seguro desprezar o efeito do campo magnético, os materiais piezoelétricos também são consideravelmente piezoelétricos, isto

é, a distribuição das cargas elétricas nesses materiais depende não só da deformação mecânica, mas também da temperatura. Uma investigação sobre a influência desse efeito na detecção de danos estruturais e das medidas para atenuá-la ainda é desejável.

A análise e processamento de dados para a detecção, quantificação e localização do dano ainda é um campo aberto em sistemas de SHM baseados na técnica da impedância. Novos índices de falha métrica usando a transformada de Wavelet podem ser propostos.

Finalmente, todas as metodologias sugeridas neste estudo podem ser utilizadas para desenvolver um sistema de SHM compacto e autônomo para detecção de danos em tempo real em aplicações práticas.

Referências

ANNAMDAS, V. G. M.; RIZZO, P. Influence of the excitation frequency in the electromechanical impedance method for SHM applications. In: SMART SENSOR PHENOMENA, TECHNOLOGY, NETWORKS, AND SYSTEMS, 2009, San Diego. *Proceedings...* San Diego: SPIE, 2009. v. 7293. (Artigo, 30).

ANNAMDAS, V. G. M.; YANG, Y.; SOH, C. K. Influence of loading on the electromechanical admittance of piezoceramic transducers. *Smart Materials and Structures*, Bristol, v. 16, n. 5, p. 1888-1897, 2007.

BALLATO, A. Modeling piezoelectric and piezomagnetic devices and structures via equivalent networks. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 48, n. 5, p. 1189-1240, 2001.

BERLINCOURT, D. A.; CURRAN, D. R.; JAFFE, H. Piezoelectric and piezomagnetic material and their function in transducers. In: MASON, W. P. (Ed.). *Physical acoustics: principles and methods*. New York: Academic Press, 1964. v. 1, p. 169-270.

BHALLA, S.; NAIDU, A. S. K.; SOH, C. K. Influence of structure-actuator interactions and temperature on piezoelectric mechatronic signatures for NDE. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SMART MATERIALS STRUCTURES AND SYSTEMS, 2002, Bangalore. *Proceedings...* Bangalore: SPIE, 2003. v. 5062, p. 263-269.

BUSCH-VISHNIAC, I. J. *Electromechanical sensors and actuators: mechanical engineering series*. Berlin: Springer, 1998. 341 p.

CAWLEY, P. Long range inspection of structures using low frequency ultrasound. In: STRUCTURAL DAMAGE ASSESSMENT USING ADVANCED SIGNAL PROCESSING PROCEDURES, 1997, Sheffield. *Proceedings...* Sheffield: University of Sheffield, 1997. p. 1-17.

CAWLEY, P. The impedance method of non-destructive inspection. *NDT International*, Ann Arbor, v. 17, n. 2, p. 59-65, 1984.

GIURGIUTIU, V.; ROGERS, C. A. Recent advancements in the electro-mechanical (E/M) impedance method for structural health monitoring and NDE. In: ANNUAL INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON SMART STRUCTURES AND MATERIALS, 5., 1998, San Diego. *Proceedings...* San Diego: SPIE, 1998. v. 3329. p. 536-547.

GOLL, J. H.; AULD, B. A. Multilayer impedance matching schemes for broadbanding of water loaded piezoelectric transducers and high Q electric resonators. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, New York, v. 22, n. 1, p. 52-53, 1975.

GYEKENYESI, A. L.; MARTIN, R. E.; SAWICKI, J. T.; BAAKLINI, G. Y. *Damage assessment of aerospace structural components by Impedance based health monitoring*. Hanover: NASA Technical Memorandum TM—2005-213579, GLTRS, 2005. Disponível em: <<http://gltrs.grc.nasa.gov/>>. Acessado em: 3 abr. 2007.

KENNY, T. D.; POLLARD, T. B.; BERKENPAS, E.; CUNHA, M. P. FEM/BEM impedance and power analysis for measured LGS SH-SAW devices. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, v. 53, n. 2, p. 402-411, 2006.

KESSLER, S. S.; SPEARING, S. M.; ATALA, M. J.; CESNIK, C. E. S.; SOUTIS, C. Damage detection in composite materials using frequency response methods. *Composites Part B: Engineering*, Oxford, v. 33, n. 1, p. 87-95, 2002.

KIM, J.; GRISSO, B. L.; HA, D. S.; INMAN, D. J. A system-on-board approach for impedance-based structural health monitoring. In: SENSORS AND SMART STRUCTURES TECHNOLOGIES FOR CIVIL, MECHANICAL, AND AEROSPACE SYSTEMS, 2007, San Diego. *Proceedings...* San Diego: SPIE, 2007. v. 6529.

KOSSOFF, G. The effects of backing and matching on the performance of piezoelectric ceramic transducers. *IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics*, New York, v. 13, n. 1, p. 20-30, 1966.

LIANG, C.; SUN, F. P.; ROGERS, C. A. Coupled electro-mechanical analysis of adaptive material systems-determination of the actuator power consumption and system energy transfer. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Thousand Oaks, v. 5, n. 1, p. 12-20, 1994.

LIN, B.; GIURGIUTIU, V. Modeling and testing of PZT and PVDF piezoelectric wafer active sensors. *Smart Materials and Structures*, Bristol, v. 15, n. 4, p. 1085-1093, 2006.

MARQUI, C. R.; BUENO, D. D.; BAPTISTA, F. G.; VIEIRA FILHO, J.; SANTOS, R. B.; LOPES JUNIOR, V. External disturbance effect in damage detection using electrical impedance. In: INTERNATIONAL MODAL ANALYSIS CONFERENCE, 26., 2008, Orlando. *Proceedings...* Orlando: SEM, 2008. (Artigo, 286).

MASON, W. P. *Electromechanical transducers and wave filters*. 2.ed. Princeton: Van Nostrand Reinhold, 1948. 419 p.

MEITZLER, A. H. et al. *IEEE standard on piezoelectricity: an american national standard*. New York: IEEE-ANSI, 1987. 66 p. (Std, 176.).

MOURA JUNIOR, J. R. V.; STEFFEN JUNIOR, V. Avaliação das bandas de frequência para o método de monitoramento estrutural baseado em Impedância. In: SIMPÓSIO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA-POSMEC, 13., 2003, Uberlândia. *Anais...* Uberlândia: FEMEC/UFU, 2003.

OVERLY, T. G.; PARK, G.; FARRAR, C. R. Development of impedance-based wireless active-sensor node for structural health monitoring. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON STRUCTURAL HEALTH MONITORING, 6, 2007, Stanford. *Proceedings...* Lancaster: DEStech Publications, 2007. p. 1660

PARK, G.; CUDNEY, H. H.; INMAN, D. J. Feasibility of using impedance-based damage assessment for pipeline structures. *Earthquake Engineering & Structural Dynamics*, Chichester, v. 30, n. 10, p. 1463-1474, 2001.

PARK, G.; FARRAR, C. R.; RUTHERFORD, C. A.; ROBERTSON, A. N. Piezoelectric active sensor self-diagnostics using electrical admittance measurements. *Journal of Vibration and Acoustics*, New York, v. 128, n. 4, p. 469-476, 2006.

PARK, G.; SOHN, H.; FARRAR, C.; INMAN, D. J. Overview of piezoelectric impedance-based health monitoring and path forward. *The Shock and Vibration Digest*, Thousands Oaks, v. 35, n. 6, p. 451-463, 2003.

PARK, S.; LEE, J.; YUN, C.; INMAN, D. Electro-mechanical impedance-based wireless structural health monitoring using PCA-data compression and k-means clustering algorithms. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Lancaster, v. 19, n. 4, p. 509-520, 2008.

PARK, S.; PARK, G.; YUN C.; FARRAR, C. R. Sensor self-diagnosis using a modified impedance model for active sensing-based structural health monitoring. *Structural Health Monitoring*, [S.l.], v. 8, n. 1, p. 71-82, 2009.

PEAIRS, D. M.; PARK, G.; INMAN, D. J. Improving accessibility of the impedance-based structural health monitoring method. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Lancaster, v. 15, n. 2, p. 129-139, 2004.

PEAIRS, D. M.; PARK, G.; INMAN, D. J. Low cost impedance monitoring using smart materials. In: FIRST EUROPEAN WORKSHOP ON STRUCTURAL HEALTH MONITORING, 1., 2002, Paris. *Proceedings...* Paris: Ecole Normale Superieure, 2002. p. 442-449.

PEAIRS, D. M.; TARAZAGA, P. A.; INMAN, D. J. Frequency range selection for impedance-based structural health monitoring. *Journal of Vibration and Acoustics*, New York, v.129, n. 6, p. 701-719, 2007.

PIEZO SYSTEMS. *Piezoceramic materials & properties*. [S.l.: s.n., 2009?] Disponível em: <<http://www.piezo.com>>. Acessado em: 4 jun. 2009.

ROYER, D.; DIEULESAINT, E. *Elastic waves in solids I: free and guided propagation*. Berlin: Springer, 2000a. v. 1, 374 p.

ROYER, D.; DIEULESAINT, E. *Elastic waves in solids II: generation, acousto-optic interaction, applications*. Berlin: Springer, 2000b. v. 2, 446 p.

RYTTER, A. *Vibration based inspection of civil engineering structures*. 1993. 193 f. Tese (Doutorado)-Dept. of Building Technology and Structural Eng, Aalborg University, Denmark, 1993.

SOHN, H.; FARRAR, C. R.; HEMEZ, F. M.; SHUNK, D. D.; STINEMATES, D. W.; NADLER, B. R.; CZARNECKI, J. J. A review of structural health monitoring literature: 1996–2001. *Los Alamos National Laboratory Report*, LA-13976-MS, 2004. Disponível em: <<http://www.lanl.gov>>. Acessado em: 7 fev. 2007.

STOKES, J. P.; CLOUD, G. L. The application of interferometric techniques to the nondestructive inspection of fiber-reinforced materials. *Experimental Mechanics*, Heidelberg, v. 33, n.4, p. 314-319, 1993.

SUN, F. P.; CHAUDHRY, Z.; LIANG, C.; ROGERS, C. A. Truss structure integrity identification using PZT sensor-actuator. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Lancaster, v. 6, n. 1, p. 134-139, 1995.

WANG, M. L.; SATPATHI, D.; HEO, G. Damage detection of a model bridge using modal testing. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON STRUCTURAL HEALTH MONITORING, 1997, Stanford. *Proceedings...* Lancaster: DEStech Publications, 1997. p. 589-600.

WANG, S.; YOU, C. A Circuit design for impedance-based structural health monitoring. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Lancaster, v. 19, n. 9, p. 1029-1040, 2008.

XU, B.; GIURGIUTIU, V. A low-cost and field portable electromechanical (E/M) impedance analyzer for active structural health monitoring. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON STRUCTURAL HEALTH MONITORING, 5., 2005, Stanford. *Proceedings...* Lancaster: DEStech Publications, 2005. p. 634-644.

YANG, Y.; HU, Y.; LU, Y. Sensitivity of PZT impedance sensors for damage detection of concrete structures. *Sensors*, Basel, v. 8, n. 1, p. 327-346, 2008.

ZHAO, Z.; WANG, S.; YOU, C. A circuit design for remote structural health monitoring. In: IMAC-XXVI: A CONFERENCE & EXPOSITION ON STRUCTURAL DYNAMICS, 26, 2008, Orlando. *Proceedings...* Orlando: SEM, 2008. (Artigo, 22).

Apêndice A

Artigos Publicados e Aceitos para Publicação Relacionados com esta Pesquisa

BAPTISTA, F. G.; VIEIRA FILHO, J. A New impedance measurement system for PZT based structural health monitoring. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, New York, v. 58, n. 10, p. 3602-3608, 2009.

BAPTISTA, F. G.; VIEIRA FILHO, J. Transducer loading effect on the performance of PZT-based SHM systems. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, New York, (Aceito para publicação).

BAPTISTA, F. G.; VIEIRA FILHO, J. Optimal frequency range selection for PZT transducers in impedance-based SHM systems. *IEEE Sensors Journal*, New York (Em revisão final).

BAPTISTA, F. G.; VIEIRA FILHO, J. The influence of the structure area on the performance of SHM systems based on E/M impedance. In: INTERNATIONAL WORKSHOP ON STRUCTURAL HEALTH MONITORING, 7, 2009, Stanford. *Proceedings...* Lancaster: DEStech Publications, 2009. (Artigo, 691).

BAPTISTA, F. G.; VIEIRA FILHO, J.; TURRA, A.E; LOPES JÚNIOR, V. Experimental analysis of the effect of the structure area on the PZT-based SHM systems. In: CONFERENCE ON SMART MATERIALS, ADAPTIVE STRUCTURES AND INTELLIGENT SYSTEMS, 2, 2009, Oxnard. *Proceedings...* Oxnard, 2009. (Artigo, 1270).

BAPTISTA, F. G.; VIEIRA FILHO, J.; MARQUI, C. R.; BUENO, D. D.; LOPES JÚNIOR, V. Desenvolvimento de um sistema de medição de impedância elétrica para sinais obtidos a partir de sensores do tipo piezelétricos. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 17, 2008, Juiz de Fora. *Anais...* Juiz de Fora: SBA, 2008. (Artigo, 39134).

MARQUI, C. R.; BUENO, D. D.; **BAPTISTA, F. G.;** VIEIRA FILHO, J.; SANTOS, R. B.; LOPES JUNIOR, V. External disturbance effect in damage detection using electrical impedance. In: INTERNATIONAL MODAL ANALYSIS CONFERENCE, 26., 2008, Orlando. *Proceedings...* Orlando: SEM, 2008. (Artigo, 286).