



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Campus de Ilha Solteira

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**“Desenvolvimento e Implementação de um Sistema para
Detecção de Falhas em Estruturas usando Microcontrolador”**

NICOLÁS EUSEBIO CORTEZ LEDESMA

Orientador: Prof. Dr. Jozué Vieira Filho

Co-orientador: Prof. Dr. Fabricio Guimarães Baptista

Dissertação apresentada à Faculdade
de Engenharia – UNESP – Campus
de Ilha Solteira, para a obtenção do
título de Mestre em Engenharia
Elétrica.

Área de conhecimento: Automação.

Ilha Solteira – SP

Fevereiro de 2012

FICHA CATALOGRÁFICA

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

- C828d Cortez Ledesma, Nicolás Eusebio.
Desenvolvimento e implementação de um sistema para detecção de falhas em estruturas usando microcontrolador / Nicolás Eusebio Cortez Ledesma. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2012
90 f. : il.
- Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2012
- Orientador: Jozué Vieira Filho
Co-orientador: Fabricio Guimarães Baptista
Inclui bibliografia
1. Monitoramento de integridade estrutural (SHM). 2. Transdutores piezelétricos. 3. Impedância (Eletricidade). 4. Instrumentos de medição. 5. Resposta no domínio do tempo. 6. Microcontroladores. 7. Sintetizador Digital Direto (DDS).

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

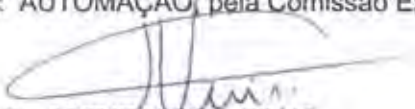
TÍTULO: Desenvolvimento e Implementação de um Sistema para Detecção de Falhas em Estruturas usando Microcontrolador

AUTOR: NICOLÁS EUSEBIO CORTEZ LEDESMA

ORIENTADOR: Prof. Dr. JOZUE VIEIRA FILHO

CO-ORIENTADOR: Prof. Dr. FABRICIO GUIMARÃES BAPTISTA

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica ,
Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:



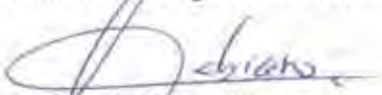
Prof. Dr. JOZUE VIEIRA FILHO

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Profa. Dra. SUELY CUNHA AMARO MANTOVANI

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. FABIANO FRUETT

Departamento de Semicondutores, Instrumentos e Fotônica / Universidade Estadual de Campinas

Data da realização: 29 de fevereiro de 2012.

*A Deus, pela graça de ter me permitido concluir
mais um alvo.*

*Aos amores da minha vida Gladys Sílvia, Nicolás
Martín, Henry Nicolás e David Nicolás.*

Agradecimentos

Dedico meus sinceros agradecimentos:

Primeiramente, a Deus, por sempre me confortar nos momentos difíceis, por estar me iluminando e me dando forças para seguir firmemente o meu caminho;

À Universidade Nacional de San Cristóbal de Huamanga, em Perú;

Aos meus colegas da UNSCH, que me apoiaram e permitiram-me realizar os meus estudos;

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), pelo apoio financeiro;

Ao meu Orientador, Prof. Jozué Vieira Filho, pela oportunidade que me foi dada, pela sua compreensão e pela dedicação em me ajudar a concluir esse importante processo;

Ao meu Co-orientador, Prof. Fabrício Guimarães Baptista, pelo apoio e direcionamento na conclusão deste trabalho;

Aos meus compatriotas e amigos, Dr. Rubén Romero e a sua esposa Lucila, Dr. Victor Solano e esposa Eugenia, Dr. Francisco Villareal, Dr. Jaime Apaza e Nair, pelo imenso carinho e apoio fraterno;

À Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – UNESP / FEIS, ao Departamento de Engenharia Elétrica, aos professores e técnicos que compartilharam comigo parte de seus conhecimentos e pelo apoio desinteressado;

Aos meus pais, Marciano José e Eládia Justina, e aos meus irmãos, principalmente à Beatriz pelo carinho e solidariedade;

À Gladys, minha amada esposa, sempre presente, cuidadosa e amorosa, meu carinho, meu amor e meu profundo reconhecimento pela dedicação e incentivo;

Aos meus filhos, Nicolás, Henry e David, meu carinho, meu amor e meu reconhecimento pela dedicação ao estudo e companhia no Brasil;

Resumo

O monitoramento de integridade estrutural (SHM) baseado na técnica da impedância eletromecânica (EMI) tem sido desenvolvido como uma ferramenta promissora para identificação de falhas estruturais. As aplicações típicas de SHM baseadas em EMI geralmente utilizam um analisador de impedância comercial de alto custo ou sistemas de medição baseados na função de resposta em frequência (FRF). Além do custo elevado, as exigências de capacidade de armazenamento e/ou processamento de dados desses instrumentos são características proibitivas para muitas aplicações. Trabalhos recentes mostram que não é preciso conhecer o valor exato da impedância eletromecânica da estrutura para monitorar sua integridade. Assim, neste trabalho é apresentado um sistema de SHM que permite detectar falhas em estruturas monitorando apenas as variações da tensão elétrica do transdutor. O sistema proposto é portátil, autônomo, rápido, versátil, de baixo custo e substitui com eficiência os instrumentos comerciais na fase de detecção de falhas. A identificação do dano é feita comparando-se as variações da tensão *rms* da resposta no tempo que um transdutor piezelétrico de PZT, colado na estrutura, fornece para cada frequência do sinal de excitação. Portanto, o sistema proposto não é limitado pela frequência de amostragem, dispensa algoritmos da transformada de Fourier e não exige um computador para processamento, operando de forma autônoma. Um protótipo de baixo custo usando circuitos integrados, um sintetizador digital e um microcontrolador foi construído e testado através de experimentos em estruturas de alumínio para a faixa de frequências a partir de 3 kHz até 50 kHz com boa precisão e estabilidade.

Palavras-chave: Monitoramento de Integridade Estrutural (SHM). Transdutores Piezelétricos. Impedância (Eletricidade). Instrumentos de Medição. Resposta no domínio do tempo. Microcontrolador. Sintetizador Digital Direto (DDS).

Abstract

Structural health monitoring (SHM) based on electromechanical impedance (EMI) technique has been developed as a promising tool for identifying structural damage. Typical applications in SHM based on EMI generally use high-cost commercial impedance analyzers or measurement systems based on frequency response function (FRF). Besides the high cost, the requirements for storage and/or data processing of these instruments are prohibitive features for many applications. Recent studies show that the exact value of the electromechanical impedance is not required for damage detection. Thus, this work presents a SHM system that can detect damage in structures only monitoring the changes in the voltage of the transducer. The proposed system is portable, autonomous, fast, versatile, low-cost and replaces efficiently commercial instruments in the damage detection stage. The identification of damage is done by comparing the variations in the *rms* voltage of time response signals from a piezoelectric transducer, such as PZT, bonded to the structure. Different time response signals are obtained for each frequency of the excitation signal. Therefore, the proposed system is not limited by the sampling frequency, dispenses Fourier transform algorithms and does not require a computer for processing, operating autonomously. A low-cost prototype using integrated circuits, a microcontroller and a digital synthesizer was built and tested through experiments with aluminum structures for frequencies ranging from 3 kHz to 50 kHz with good accuracy and stability.

Keywords: Structural Health Monitoring (SHM). Piezoelectric Transducer. Impedance (Electricity). Measuring Instruments. Response on time domain. Microcontroller. Direct digital synthesizer (DDS).

Lista de Figuras

Figura 1 – Transdutor de PZT e a estrutura monitorada representados por um modelo eletromecânico do tipo massa-mola.	21
Figura 2 – Circuito com amplificador inversor para aproximação da impedância.	29
Figura 3 – Circuito com amplificador não-inversor para aproximação da impedância.	29
Figura 4 – Circuito com buffer para medição da impedância.	30
Figura 5 – Circuito para medir a tensão de resposta do PZT.	31
Figura 6 – Diagrama de blocos de um dispositivo baseado em tecnologia DDS.	34
Figura 7 – Roda de fase digital.	36
Figura 8 – Espectro de um sinal sintetizado e aplicação de um LPF.	37
Figura 9 – Montagem do AD5932 em circuito de avaliação.	39
Figura 10 – Diagrama de blocos funcionais do DDS AD5932.	40
Figura 11 – Diagrama de pinos do AD5932.	40
Figura 12 – Diagrama de blocos do sistema de SHM proposto.	46
Figura 13 – Diagrama de conexões entre o Microcontrolador e periféricos básicos de E/S. .	47
Figura 14 – Diagrama de conexões entre o Microcontrolador e o DDS AD5932.	50
Figura 15 – Sequência de transmissão serial para programação dos registradores internos do AD5932.	51
Figura 16 – Temporização do pino CTRL para controle da varredura de frequência.	52
Figura 17 – Diagrama de blocos para o circuito de condicionamento.	52
Figura 18 – Circuito de condicionamento: <i>Buffer</i> e LPF.	54
Figura 19 – Resultado da simulação da resposta em frequência do circuito de condicionamento.	55
Figura 20 – Circuito de medição.	55
Figura 21 – Resposta no tempo do circuito conversor <i>AC-DC</i>	56
Figura 22 – Resposta do circuito conversor <i>AC-DC</i> para variações na tensão do transdutor de PZT.	57
Figura 23 – Esquema de conexões: Microcontrolador – EEPROM 25LC1024.	59
Figura 24 – Temporização da sequência de gravação de dados por página.	60
Figura 25 – Temporização da sequência de leitura de dados.	60
Figura 26 – Fluxograma do firmware do PIC para SHM.	61

Figura 27 – Fluxograma para gravação das palavras de controle no DDS.....	63
Figura 28 – Fluxograma para armazenamento de dados de uma página de 256 bytes.	64
Figura 29 – Esquema do par PZT/Estrutura usada no procedimento experimental para avaliação do sistema de medição. Medidas em milímetros.	66
Figura 30 – Diagrama de blocos do sistema de referência para obter a impedância elétrica .	67
Figura 31 – Impedância do PZT: <i>baseline</i> e dano a 10 cm do transdutor.	69
Figura 32 – Impedância do PZT: <i>baseline</i> e dano a 20 cm do transdutor.	69
Figura 33 – Impedância do PZT: <i>baseline</i> e dano a 30 cm do transdutor.	69
Figura 34 – Impedância do PZT: <i>baseline</i> e dano a 40 cm do transdutor.	70
Figura 35 – Foto do sistema proposto.	70
Figura 36 – Respostas do PZT: <i>baseline</i> e estrutura íntegra.	72
Figura 37 – Respostas do PZT: <i>baseline</i> e dano a 10 cm do transdutor.	73
Figura 38 – Respostas do PZT: <i>baseline</i> e dano a 20 cm do transdutor.	73
Figura 39 – Respostas do PZT: <i>baseline</i> e dano a 30 cm do transdutor.	73
Figura 40 – Respostas do PZT: <i>baseline</i> e dano a 40 cm do transdutor.	74
Figura 41 – Respostas do PZT - sistema proposto com diferentes situações de dano.	74
Figura 42 – Respostas do PZT para <i>baseline</i> : Impedância / Tensão <i>rms</i>	75
Figura 43 – Respostas do PZT para <i>baseline</i> : Impedância / Tensão <i>rms</i>	75
Figura 44 – Respostas do PZT com dano a 30 cm do transdutor: Impedância / Tensão <i>rms</i> .	76
Figura 45 – Respostas do PZT com dano a 30 cm do transdutor: Impedância / Tensão <i>rms</i> .	76
Figura 46 – Repetitividade no tempo dos índices RMSD.	78
Figura 47 – Repetitividade no tempo dos índices CCDM.	78
Figura 48 – Respostas do PZT para passos de frequência diferentes.	80

Lista de Tabelas

Tabela 1 – Dispositivos DDS fabricados pela Analog Devices Inc.	38
Tabela 2 – Descrição das funções dos pinos do AD5932.	41
Tabela 3 – Endereçamento dos registradores.	41
Tabela 4 – Descrição de bits do registrador de controle.	42
Tabela 5 – Bits do registro F_{START}	43
Tabela 6 – Bits do registrador Δf	43
Tabela 7 – Valores do multiplicador de tempo base.	44
Tabela 8 – Índices RMSD para a estrutura com várias condições de dano	77
Tabela 9 – Índices CCDM para a estrutura com várias condições de dano	77
Tabela 10 – Índices de dano para a faixa de frequência de 0.512 – 40 kHz.	79
Tabela 11 – Índices de dano para a faixa de frequência de 3 – 35,6 kHz	79
Tabela 12 – Índices de dano para a faixa de frequência de 14 – 30 kHz	80

Lista de Abreviatura e Siglas

AC	Alternating Current – Corrente alternada
BCD	Binary-Coded Decimal – Decimal representado em binário
bps	bits por segundo
CAD	Conversor Analógico-Digital
CCDM	Correlation Coefficient Deviation Metric – Desvio do coeficiente de correlação
CDA	Conversor Digital-Analógico
DAC	Digital-to-Analog Converter – Conversor digital-analógico
DAQ	Data Acquisition – Dispositivo de aquisição de dados
DC	Direct Current – Corrente contínua
DDS	Direct Digital Synthesizer – Sintetizador Digital Direto
DDS	Direct Digital Synthesis – Síntese Digital Direta
DFT	Discrete Fourier Transform – Transformada de Fourier discreta
DSP	Digital Signal Processor – Processador digital de sinais
EMI	Impedância Eletromecânica
EEPROM	Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory
FFT	Fast Fourier Transform – Transformada rápida de Fourier
FRF	Frequency Response Function – Função de Resposta em Frequência
GPIO	General Purpose Interface Bus
HP4192A	Analizador de Impedância do Hewlet Packard
HP4194A	Analizador de Impedância do Hewlet Packard
LabVIEW	Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench
LCD	Liquid Crystal Display – Display de Cristal Líquido
LPF	Low-Pass Filter – Filtro passa-baixas
NDE	Non-Destructive Evaluation – Avaliação não destrutiva
OPAMP	Operational Amplifier – Amplificador operacional
PC	Personal Computer – Computador pessoal
PIC	Peripheral Interface Controller
PLL	Phase-Locked Loop
PROM	Programmable Read-Only Memory
PWM	Pulse Width Modulation – Modulação por largura de pulso

PZT	Pb-Lead Zirconate Titanate – Titanato zirconato de chumbo
RMSD	Root Mean Square Deviation – Desvio da raiz media quadrática
RS232	Interface de comunicação serial
rms	root mean square – valor quadrático médio ou valor eficaz
SHM	Structural Health Monitoring – Monitoramento de integridade estrutural
SPI	Serial Peripheral Interface – Interface de periféricos seriais
TSSOP	Thin Shrink Small Outline Package
USART	Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter
USB	Universal Serial Bus

Sumário

Capítulo 1: Introdução	14
 Capítulo 2: SHM baseado na Impedância Eletromecânica	16
2.1 <i>Introdução aos sistemas de SHM</i>	16
2.2 <i>O efeito piezelétrico</i>	17
2.3 <i>Transdutores de cerâmica PZT</i>	19
2.4 <i>Técnica da impedância eletromecânica (EMI)</i>	20
2.5 <i>Revisão de Literatura</i>	23
 Capítulo 3: Detecção de dano baseada na variação de Tensão do Transdutor	27
3.1 <i>Equações básicas para a impedância elétrica</i>	27
3.2 <i>Circuitos básicos para medição da impedância elétrica do transdutor</i>	28
3.2.1 <i>Para aplicações com estruturas que não são de metal</i>	28
3.2.2 <i>Para aplicações com estruturas de metal</i>	30
3.3 <i>Metodologia proposta para detecção de dano</i>	32
 Capítulo 4: Fundamentos da Tecnologia DDS	34
4.1 <i>Síntese de frequência com DDS</i>	34
4.1.1 <i>Conceitos básicos da síntese digital direta</i>	34
4.1.2 <i>Entendendo o funcionamento do registrador acumulador de fase</i>	35
4.1.3 <i>Filtro de reconstrução</i>	37
4.1.4 <i>Aplicações dos dispositivos DDS</i>	38
4.2 <i>O DDS AD5932</i>	39
4.2.1 <i>Diagrama de pinos e descrição de funções</i>	40
4.2.2 <i>Programação do AD5932</i>	41
4.2.3 <i>Configuração da varredura de frequência</i>	43

Capítulo 5: Sistema de SHM usando Microcontrolador	45
5.1 Arquitetura do sistema proposto.....	45
5.1.1 Interfaces básicas para entradas e saídas (E/S)	47
5.1.2 Cálculo dos parâmetros de configuração para varredura de frequência do AD5932.	47
5.1.3 Síntese do sinal de excitação baseado no DDS AD5932	50
5.1.4 Circuito de condicionamento do sinal de excitação	52
5.1.5 Circuito de medição e conversão analógico-digital.....	55
5.1.6 Memória externa para armazenamento de dados	58
5.1.7 Interface RS232.....	61
5.2 Firmware.....	61
 Capítulo 6: Resultados e Discussões	 66
6.1 Resultados experimentais de SHM obtidos usando o sistema de referência	67
6.1.1 Procedimento experimental.....	67
6.1.2 Resultados experimentais – sistema de referência	68
6.2 Resultados experimentais de SHM obtidos usando o sistema proposto	70
6.2.1 Procedimento experimental.....	71
6.2.2 Resultados experimentais – sistema proposto.....	72
6.3 Análise comparativa do sistema proposto com o sistema de referência.	74
6.3.1 Análise qualitativa	75
6.3.2 Análise quantitativa	77
6.4 Resultados experimentais para outras faixas e resoluções de frequência	79
 Capítulo 7: Conclusões	 82
7.1 Considerações finais.....	82
7.2 Trabalhos futuros.....	83
 Referências	 85

Capítulo 1: Introdução

Muitas estruturas físicas na engenharia continuam sendo utilizadas apesar do longo tempo de vida e da possibilidade de apresentarem danos que podem afetar o desempenho ou colocar em risco a segurança dos usuários. Portanto, o monitoramento de integridade estrutural (SHM: *Structural Health Monitoring*) e as técnicas de detecção de dano têm atraído um grande número de pesquisadores acadêmicos e industriais, sendo uma área de pesquisa muito importante do ponto de vista econômico e de segurança nos últimos anos.

O objetivo principal de um sistema de SHM é monitorar a integridade de uma estrutura, se possível, em condições normais de operação usando técnicas de avaliação não destrutivas (NDE: *Non-Destructive Evaluation*) para minimizar custos de reparo e manutenção e para proporcionar um maior nível de segurança aos usuários, evitando possíveis falhas catastróficas.

Neste contexto, o método de SHM baseado na impedância eletromecânica (EMI: *Electro-Mechanical Impedance*) tem sido considerado como um dos mais promissores e 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).

As aplicações típicas de SHM geralmente utilizam analisadores de impedância comerciais de alto custo ou sistemas de medição de impedância baseados na função de resposta em frequência (FRF: *Frequency Response Function*). Esses sistemas são muitas vezes proibitivos para muitas aplicações por precisarem de dispositivos DAQ (*Data Acquisition*) com elevadas taxas de amostragem e/ou Processador Digital de Sinais (DSP: *Digital Signal Processor*) ou computador digital para processar informação no domínio da frequência. Além do custo elevado, é necessário armazenar dados do sinal de excitação e, portanto, precisam de maiores capacidades de armazenamento de dados.

Este trabalho visa contribuir com o desenvolvimento e implementação de uma nova abordagem de SHM para detecção de falhas em estruturas usando a técnica da EMI. O método proposto apresenta a vantagem de não realizar a medição da impedância, mas apenas registrar a variação da tensão elétrica nos transdutores de PZT para excitações de onda senoidal geradas em uma dada faixa de frequência apropriada. Assim, foi desenvolvido um

sistema de SHM portátil, autônomo, de reposta rápida, versátil e de baixo custo, que visa substituir com eficiência os sistemas típicos de SHM na fase de detecção de falhas.

Estrutura da dissertação

O conteúdo desta dissertação está organizado em sete capítulos, conforme descrito a seguir.

Neste primeiro capítulo é apresentado o escopo do trabalho, a motivação para sua realização, os objetivos e as contribuições.

No Capítulo 2 são apresentados os fundamentos de SHM, os princípios básicos do efeito piezoeletrico, as características e vantagens do transdutor piezoeletrico de PZT, os fundamentos da técnica de EMI e, para finalizar, uma revisão da literatura apontando algumas aplicações práticas no contexto dos sistemas de SHM baseadas na técnica de EMI.

No Capítulo 3 são analisados alguns circuitos básicos usados para medir a impedância elétrica de transdutores piezoeletricos, fundamentando a possibilidade de desenvolver um sistema real de SHM para detecção de falhas em estruturas, sem a necessidade de medir, de fato, a impedância elétrica.

No Capítulo 4 são apresentados um estudo básico da tecnologia de Síntese Digital Direta (DDS) e uma descrição detalhada das características operativas do modelo de sintetizador usado para gerar o sinal de excitação em uma dada faixa de frequência.

No capítulo 5 é apresentada e discutida a metodologia proposta, detalhando os materiais e métodos empregados para implementar o sistema de SHM proposto.

No Capítulo 6 são apresentados e analisados os resultados obtidos usando o sistema proposto, cujo desempenho é comparado com os resultados de um sistema de referência.

Finalmente, no Capítulo 7 são discutidas as conclusões e as perspectivas para este trabalho.

Capítulo 2: SHM baseado na Impedância Eletromecânica

O método de monitoramento de integridade estrutural baseado na impedância eletromecânica tem sido desenvolvido como uma ferramenta promissora para identificação de falhas estruturais em tempo real e, utilizando os benefícios dos transdutores piezelétricos, é considerado como uma grande promessa nos métodos de avaliação não destrutiva (PARK; FARRAR, 2009; PARK et al., 2003).

Neste capítulo faz-se uma introdução sucinta aos sistemas de SHM, os princípios básicos de operação dos transdutores piezelétricos, as características das cerâmicas de PZT e os fundamentos e principais características da técnica de EMI, bem como algumas aplicações práticas.

2.1 Introdução aos sistemas de SHM

O SHM tornou-se um elemento importante em algumas atividades de manutenção e inspeção na indústria, tais como em estruturas aeronáuticas e aeroespaciais, infraestruturas civis, grandes estruturas marítimas e outros. A indústria aeroespacial tem um dos investimentos mais elevados para a pesquisa e desenvolvimento de sistemas de SHM. Embora as condições adequadas de operação e um elevado nível de segurança em uma aeronave sejam garantidos por critérios exigentes de certificação, um sistema de SHM poderia reduzir significativamente os custos de reparo e manutenção pela detecção de danos em estágio inicial que representam, segundo Kessler et al. (2002), 27 % do custo de seu ciclo de vida.

Em geral, a *integridade* é a condição da estrutura que permite a sua operação adequada com desempenho satisfatório; *monitoramento* é o processo de diagnóstico e prognóstico; e *dano* é uma falha material, estrutural, ou funcional que afeta o desempenho presente ou futuro da estrutura. Além disso, neste contexto, a integridade estrutural é a condição de fronteira entre segurança e falha de componentes e estruturas de engenharia (INMAN et al., 2005; STASZEWSKI; WORDEN, 2009).

Assim, SHM, detecção/monitoramento de danos e ensaios não destrutivos são frequentemente utilizados para descrever o processo de avaliação não destrutiva (NDE) da condição estrutural. No entanto, um sistema de SHM avançado é constituído por cinco processos, que são: detecção, classificação, localização, avaliação e prognóstico

(RYTTER, 1993). Neste contexto, a *detecção* fornece uma indicação qualitativa que os danos podem estar presentes, a *classificação* fornece informações sobre o tipo de dano, a *localização* fornece informações sobre a posição provável do dano, a *avaliação* estima a severidade do dano e, finalmente, o *prognóstico* fornece uma estimativa da vida residual da estrutura. Todos esses elementos exigem diferentes níveis de dados, sinais e/ou processamento de informações (STASZEWSKI; WORDEN, 2009).

A presença de falhas pode alterar a resposta dinâmica da estrutura devido às variações na rigidez, na massa, dissipação de energia, impedância mecânica e/ou as propriedades geométricas. Portanto, a identificação de dano é baseada na comparação entre dois estados de uma estrutura, ou seja, um estado considerado íntegro e outro estado com suposta falha.

Geralmente, os sistemas de SHM coletam os dados enquanto a estrutura está em condição dinâmica por meio de excitação forçada em uma faixa de frequência mais sensível ao dano, sendo feita de forma controlada por atuadores como *shakers* e transdutores piezelétricos. Desse princípio, surgem as técnicas baseadas na FRF. Assim, os sistemas de SHM consistem em redes de sensores para aquisição de dados gerenciados por processadores que executam algoritmos para avaliar as condições da estrutura.

As principais técnicas utilizadas em sistemas de SHM têm origem nos métodos de NDE, tais como a EMI, a emissão acústica, a inspeção ultrassônica, a inspeção por raios-X, vácuo comparativo, ondas de Lamb, inspeção por partícula magnética, correntes de Eddy e aquelas baseadas em fibra óptica (SOHN et al., 2004).

Como mencionado, este trabalho é direcionado à técnica da EMI que utiliza transdutores piezelétricos. Para a compreensão do princípio dessa técnica é necessário um estudo desses dispositivos que tem como propriedade fundamental o efeito piezelétrico, analisado na próxima seção.

2.2 O efeito piezelétrico

A piezeletricidade (descoberta em 1880 por Jacques e Pierre Curie) descreve o fenômeno da geração de cargas elétricas em um material quando este é deformado mecanicamente, chamado de *efeito direto*; o modo oposto descreve uma deformação mecânica em um material devido à aplicação de um campo elétrico, chamado de *efeito inverso*. Ambos os efeitos são manifestações da mesma propriedade fundamental do cristal (CADY, 1946).

O efeito piezelétrico levou a criação dos transdutores eletromecânicos. Os transdutores eletromecânicos são dispositivos que convertem energia mecânica em energia elétrica (*efeito direto*) e energia elétrica em energia mecânica (*efeito inverso*).

Na atualidade, os materiais piezelétricos são utilizados como elementos sensores (forma passiva) e/ou atuadores (forma ativa) em aplicações tecnológicas desde baixa frequência (na faixa de poucos hertz) até frequências da ordem de GHz. As aplicações em baixas frequências são cobertas principalmente pelos materiais policristalinos (cerâmicos, polímeros ou compósitos). Cristais e filmes finos, por sua vez, são os mais utilizados em aplicações de altas frequências.

Os sensores ativos de pastilha piezelétrica são geralmente fabricados a partir da cerâmica de PZT que é analisada na próxima seção. Para pequenas mudanças nos parâmetros mecânicos e elétricos, a teoria linear de piezeletricidade (MEITZLER et al., 1987) é aplicável e a cerâmica piezelétrica é descrita pelo seguinte par de equações em notação tensorial.

$$D_j = d_{jkl} T_{kl} + \epsilon_{jk}^T E_k \quad (\text{efeito direto}) \quad (1)$$

$$S_{ij} = s_{ijkl}^E T_{kl} + d_{kij} E_k \quad (\text{efeito inverso}) \quad (2)$$

As equações (1) e (2) definem uma relação entre a deformação mecânica S_{ij} , a tensão mecânica T_{kl} , o campo elétrico E_k e o deslocamento elétrico D_j , que são acoplados através do coeficiente de elasticidade s_{ijkl}^E medido com campo elétrico zero ($E = 0$), da permissividade dielétrica ϵ_{jk}^T medida com tensão mecânica nula ($T = 0$) e do coeficiente piezelétrico d_{kij} . Em geral, a representação tensorial nas equações (1) e (2) resulta em nove equações correspondentes às componentes de deformação mecânica e direções de polarização respectivas. A simplificação das equações constitutivas é obtida considerando particularidades do material piezelétrico e sua interação com a estrutura a ser monitorada.

De acordo com os objetivos deste trabalho, apenas as características básicas do efeito piezelétrico são necessárias para o entendimento da aplicação dos transdutores piezelétricos na detecção de danos estruturais. Assim, um estudo mais detalhado envolvendo as equações (1) e (2) pode ser encontrado em (MEITZLER et al., 1987).

2.3 Transdutores de cerâmica PZT

As cerâmicas piezelétricas da família PZT ($\text{PbTiO}_3 \cdot \text{PbZrO}_3$) são largamente usadas em atuadores eletromecânicos, sensores, transdutores de ultrassom, entre outras aplicações (GALLEGO-JUÁREZ, 1989; ZHANG; ZHAO, 1999). Durante o processo de fabricação, a polarização da cerâmica de PZT consiste no aquecimento do material a uma temperatura por volta de 100°C, abaixo da temperatura de Curie. Em seguida, um intenso campo elétrico (20 kV/cm) é aplicado, o que faz com que os dipolos se alinhem. A orientação do campo determina a orientação das propriedades piezelétricas obtidas. Mantendo-se o campo e resfriando-se o material, obtém-se um material piezelétrico, cujos dipolos mantêm-se alinhados mesmo retirando-se o campo elétrico (RISTIC, 1983).

A vantagem das cerâmicas de PZT é que as suas características físicas, químicas e piezelétricas podem ser ajustadas conforme a aplicação. Elas podem ainda ser confeccionadas em uma infinidade de formatos por causa do processo de fabricação por aglomeração de partículas. O PZT é um material piezelétrico muito utilizado em estruturas inteligentes por causa de sua versatilidade, sua alta temperatura de Curie e de suas fortes características piezelétricas, entre outros fatores.

Por se tratar de uma cerâmica, a rigidez de uma pastilha de PZT geralmente é superior ao da estrutura na qual ela está inserida, resultando numa conversão eletromecânica de grande eficiência (acima de 80%), tornando-as eficientes em aplicações como atuadores. O PZT é ainda recomendado como atuador auto-sensível, particularmente no controle e identificação de falhas em grandes faixas de frequência (BANKS; SMITH; WANG, 1996). As pastilhas de PZT exigem tensões de nível muito baixo, tipicamente menores de 1 V, para aplicar excitações de alta frequência sobre a estrutura monitorada (BAPTISTA; VIEIRA FILHO; INMAN, 2010; PARK; FARRAR, 2009).

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). Devido a sua superioridade em serem ajustáveis a taxas muito altas de carregamento e de serem moldáveis a qualquer forma arbitrária, essas cerâmicas dominam o mercado de transdutores de hoje, faturando cerca de US \$ 10 bilhões no mundo todo (KALIAPPAN; SIVAKUMAR, 2009).

Geralmente, os transdutores piezelétricos utilizados em aplicações de SHM são constituídos por pequenas placas delgadas de cerâmicas de PZT revestidas, em ambas as faces, por um filme metálico que serve como eletrodo. Esses transdutores são cortados na forma e tamanho desejados para se adaptarem à estrutura a ser monitorada e, devido ao seu bom acoplamento eletromecânico, é o elemento fundamental para implementar a técnica da EMI analisada na próxima seção.

2.4 Técnica da impedância eletromecânica (EMI)

A técnica da EMI é uma forma de NDE baseada na FRF que se destaca por sua simplicidade e por utilizar transdutores piezelétricos de baixo custo. Assim, para detectar e localizar as falhas em uma estrutura empregam-se atuadores/sensores piezelétricos de PZT para excitar/medir a impedância elétrica em altas faixas de frequência (tipicamente acima de 10 kHz).

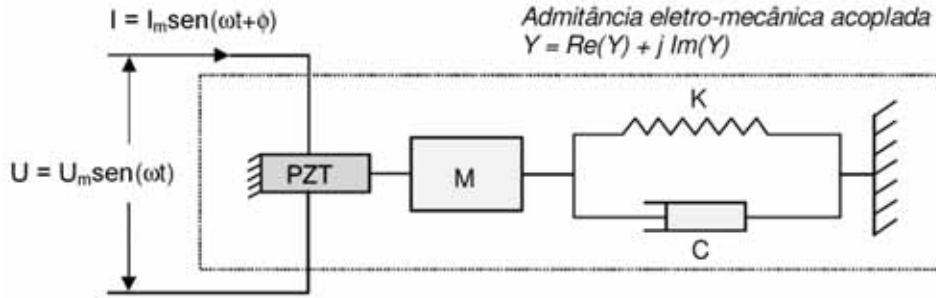
Esses transdutores, geralmente cerâmicas de PZT como descritas na seção anterior, são colados na estrutura a ser monitorada por meio de um adesivo de alta rigidez que pode ser uma cola instantânea a base de cianoacrilato ou uma resina de epóxi. O transdutor de PZT é colado na estrutura e alimentado por um campo elétrico alternado de valor fixo que excita e induz vibrações na estrutura (efeito piezelétrico inverso). A vibração resultante gera um fluxo de corrente no transdutor (efeito piezelétrico direto). 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). Utilizar o mesmo elemento transdutor como sensor e atuador não somente reduz o número de componentes, como também os fios associados a cada um (PARK et al., 2003).

Portanto, como as medições diretas da impedância mecânica de uma estrutura são de difícil obtenção, o efeito do acoplamento eletromecânico de materiais de PZT é utilizado para estimar essa impedância através da medição da impedância elétrica que é mais fácil de ser realizada.

Um modelo eletromecânico, que quantitativamente descreve o processo de medição de impedância, é apresentado na Figura 1. O transdutor de PZT é considerado como uma barra fina exposta a uma vibração axial em resposta à aplicação de tensão elétrica alternada. Uma

extremidade é fixa e a outra é conectada na estrutura, representada por um sistema de um grau de liberdade.

Figura 1 – Transdutor de PZT e a estrutura monitorada representados por um modelo eletromecânico do tipo massa-mola.



Fonte: Liang, Sun e Rogers (1994).

Na Figura 1, 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 solução do sistema apresentado na Figura 1 em termos da impedância elétrica do transdutor é dada, de acordo com Liang, Sun e Rogers (1994), pela seguinte equação

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

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 piezelétrica.

De acordo com a equação (3), 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 EMI permite que a integridade da estrutura seja avaliada de uma maneira simples através da medição da impedância elétrica do transdutor de PZT.

É importante notar que a complexidade dos espectros da EMI depende da geometria estrutural e constituição. As assinaturas de admitância refletem o comportamento de ressonância e, para estruturas com geometria simples, produz picos bem separados na faixa de

baixa frequência. A impedância é inversamente proporcional à admitância e, portanto, indica uma resistência estrutural dependente da frequência para a excitação aplicada (ZAGRAI; GIURGIUTIU, 2009).

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

$$RMSD = \sum_n^N \sqrt{\frac{(Z_{n,d} - Z_{n,h})^2}{Z_{n,h}^2}} \quad (4)$$

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)

$$CCDM = 1 - \left| \frac{\sum_n^N Z_{n,h} - \bar{Z}_h \quad Z_{n,d} - \bar{Z}_d}{\sqrt{\sum_n^N Z_{n,h} - \bar{Z}_h}^2 \sqrt{\sum_n^N Z_{n,d} - \bar{Z}_d}^2} \right| \quad (5)$$

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

$$\bar{Z}_h = \frac{1}{N} \sum_n^N Z_{n,h} \quad \bar{Z}_d = \frac{1}{N} \sum_n^N Z_{n,d} \quad (6)$$

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 (NOKES; CLOUD, 1993). Frequências elevadas, entretanto, limitam a

região de sensibilidade do transdutor, mas podem ser vantajosas para a localização de dano em sistemas que utilizam rede de transdutores (PARK et al., 2003).

O monitoramento da condição estrutural a altas frequências produz várias vantagens. A resposta em alta frequência é pouco afetada pelas condições globais, tais como cargas de vôo, no caso de aeronaves, e as vibrações do ambiente. Além disso, como o comprimento de onda do sinal de excitação em altas frequências é relativamente pequeno, o método da EMI permite o monitoramento de fenômenos em pequena escala (fissuras, delaminações, descolamentos), cuja contribuição para a dinâmica estrutural global pode não ser perceptível ou detectável por outros métodos (ZAGRAI; GIURGIUTIU, 2009).

Na próxima seção é feita uma revisão de literatura destacando os principais sistemas de medição desenvolvidos para a técnica da EMI e que serviram como motivação e referência para o sistema proposto neste trabalho.

2.5 Revisão de Literatura

Muitas universidades e centros de pesquisa continuam utilizando instrumentos comerciais de alto custo, tais como os analisadores de impedância HP4192A, HP4194A da Hewlett-Packard, a fim de desenvolver sistemas de SHM baseados na impedância eletromecânica. Além disso, apesar de serem precisos, esses instrumentos são pesados, volumosos e permitem a medição da impedância elétrica de apenas um transdutor. 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 (BAPTISTA, 2010).

A aplicação de medições de impedância para SHM baseado em EMI, que utiliza os benefícios dos transdutores de cerâmica piezelétrica, tem o seu desenvolvimento teórico proposto pela primeira vez por Liang, Sun e Rogers (1994) e substancialmente desenvolvido por Chaudhry et al. (1995, 1996), Sun et al. (1995), Park et al. (1999), Giurgiutiu e Zagrai (2000), Park, Cudney e Inman (2000a, 2000b, 2001), Soh et al. (2000), Giurgiutiu e Zagrai (2002), Giurgiutiu, Zagrai e Bao (2002), Bhalla e Kiong Soh (2003, 2004a, 2004b, 2004c), Giurgiutiu et al. (2003), Park et al. (2003), Peairs, Park e Inman (2004), Park et al. (2005, 2006, 2007). Nesta seção faz-se uma análise sucinta de alguns sistemas novos para a medição da impedância elétrica em aplicações de SHM.

Vários investigadores têm explorado meios de reduzir o custo dos analisadores de impedância e propor sistemas alternativos mais rápidos e compactos para aplicações em campo.

Peairs, Park e Inman (2002, 2004) usaram um analisador de espectro e um circuito auxiliar simples e de baixo custo, como apresentado na Seção 3.2.1, na qual é analisado com mais detalhes. Um valor aproximado da impedância elétrica do transdutor foi obtido no domínio da frequência, sendo necessário obter a DFT (*Discrete Fourier Transform* – transformada de Fourier discreta) dos sinais V_{exc} e V_o (considerados na forma discreta) através de um analisador de espectro. O sinal de excitação tipo *chirp*, de 1 V de amplitude, foi gerado pelos mesmos instrumentos usados para analisar os espectros dos dois sinais. Apesar da simplicidade do circuito de medição, 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 limitar a largura de banda do sistema; (c) o analisador de espectro é ainda um instrumento de custo elevado.

Xu e Giurgiutiu (2005) propuseram um analisador de impedância que usa apenas um resistor como circuito auxiliar. O sinal de excitação usado para a varredura de frequência é sintetizado digitalmente através do software LabVIEW e armazenado em uma memória não volátil, de capacidade limitada, de um gerador de funções. Os sinais de excitação e resposta são ambos amostrados de forma síncrona usando um dispositivo DAQ controlado pelo software LabVIEW. Pode-se afirmar 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 é controlado através de uma placa GPIB (*General Purpose Interface Bus*). Além de manter o custo elevado, esses instrumentos deixam o sistema menos versátil.

Kim et al. (2007) propuseram um sistema de SHM baseado em um DSP. Para excitar a estrutura foi usado um trem de pulsos retangulares digitais de várias frequências, gerado mediante modulação por largura de pulso (PWM: *Pulse Width Modulation*) através do DSP. Essa abordagem foi usada com um novo algoritmo que elimina o uso de conversores analógico-digital (CAD) e conversores digital-analógico (CDA), mas a faixa e o passo de frequência em que a impedância pode ser analisada são limitados pela pouca memória do DSP e pela complexidade computacional do algoritmo. Portanto, para viabilizar o uso do sistema, um analisador de impedância comercial de alto custo ainda é necessário.

Park et al. (2008) propuseram um método de SHM baseado no dispositivo de medição de impedância integrado no *chip* AD5933 da Analog Devices. Embora esse dispositivo seja muito compacto e de baixo custo, o AD5933 apresenta algumas limitantes para muitas aplicações em SHM, por exemplo: (a) permite a medição da impedância elétrica em uma frequência de até 100 kHz, com um total de passos de frequência de até 511 por varredura; (b) precisa de um dispositivo baseado em microprocessador (microcontrolador, DSP ou computador) para sua programação e armazenamento de dados de forma permanente, usando uma interface de comunicação serial I2C (*Inter-Integrated Circuit*).

Radil, Ramos e Serra (2008) propuseram um instrumento portátil para medição de impedância baseado em um DSP. O sinal de excitação gerado usando o sintetizador digital direto AD9834 da Analog Devices é aplicado a uma impedância de referência em série com uma impedância desconhecida, amostrando-se simultaneamente seus sinais correspondentes de resposta através de dois conversores CAD para serem registrados pelo DSP. O sistema implementa no DSP algoritmos da FFT (*Fast Fourier Transform*) e de *sine-fitting* que determinam, no domínio da frequência, os componentes necessários para obter a impedância desconhecida. Apesar de ser um instrumento de medição portátil, este sistema apresenta algumas desvantagens: (a) precisa de dispositivos DAQ de elevada taxa de amostragem; (b) precisa de uma elevada capacidade de memória externa para armazenar o firmware do DSP, além dos dados amostrados por canal e das tabelas utilizadas para consulta e cálculo dos algoritmos FFT e *sine-fitting*; (c) a medição da impedância é realizada para uma frequência por vez, devendo-se programar através de um computador os parâmetros para outra frequência.

Wang e You (2008) apresentaram um circuito complexo para monitorar o módulo da impedância elétrica de um transdutor piezoelétrico através de um circuito ponte eletrônico. O sinal de excitação usado é um sinal de *clock* em vez de uma onda sinusoidal. Além de o circuito ser complexo, é necessário um dispositivo DAQ conectado a um PC (*Personal Computer* – microcomputador pessoal) gerenciado pelo software LabVIEW.

Baptista e Vieira Filho (2009) propuseram um método de medição de impedância elétrica para sistemas de SHM, cujo princípio básico de operação é baseado na FRF obtida através da DFT dos sinais de excitação e resposta de um circuito auxiliar simples. Um PC com LabVIEW é usado para sintetizar o sinal de excitação tipo *chirp* e fazer a aquisição do sinal de resposta do transdutor usando um dispositivo DAQ. A rapidez e precisão do sistema dependem do dispositivo DAQ e dos algoritmos de calibração. O sincronismo e

processamento de dados são gerenciados através de uma plataforma de controle desenvolvida usando o software LabVIEW. Um sistema portátil e mais econômico é ainda desejável.

Neto et al. (2011) apresentaram um método para obter o módulo da componente real da impedância elétrica de transdutores piezelétricos. O sinal de excitação é gerado usando um sintetizador digital AD9834 da Analog Devices e o sinal de resposta em amplitude e fase é obtido por um sistema baseado em DSP e alguns circuitos auxiliares. Embora esse sistema seja apresentado como de resposta rápida, os autores não deixam claro como a frequência de amostragem pode limitar o sistema, não discutem os problemas de sincronismo e o valor da impedância obtido é apenas uma aproximação. Além disso, o sistema precisa de um computador e uma interface baseada em LabVIEW para monitorar a estrutura. Portanto, esse sistema apresenta as mesmas desvantagens discutidas anteriormente.

Vieira Filho, Baptista e Inman (2011) e Vieira Filho et al. (2011) apresentam uma nova abordagem para SHM baseada na EMI. No primeiro caso, o transdutor é excitado e apenas o sinal de resposta no tempo foi analisado usando a transformada de *Wavelet*; no segundo caso foi feita a medição da impedância elétrica no domínio do tempo. O sistema usado para excitar e obter resposta do transdutor foi baseado no trabalho apresentado por Baptista e Vieira Filho (2009). Embora esses sistemas demonstrem que a resposta no domínio do tempo é suficiente para obter qualquer variação na condição da estrutura, dispensando o uso de algoritmos típicos para obtenção da FRF, tais sistemas ainda continuam dependentes da precisão e da taxa de amostragem de um dispositivo DAQ, além de um computador executando LabVIEW.

Resumindo, a maioria das soluções baseadas em algoritmos de cálculo da FFT e ajustamento de curvas, requerem uma quantidade razoável de memória, tempo de processamento ou taxa de amostragem analógico-digital alta. Assim, as soluções de “baixo custo” são desenvolvidas usando analisadores de espectro ou PCs com dispositivos DAQ. As implementações que usam DSP são de menor custo, mas são limitadas pelo desempenho do DSP.

Assim, sistemas de SHM que exijam pouca memória, baixa capacidade de cálculo, tempo de processamento reduzido e que utilizem dispositivos DAQ com baixas taxas de amostragem ainda são desejáveis para minimizar custos. No próximo capítulo é fundamentada a nova abordagem para detecção de dano proposta neste trabalho.

Capítulo 3: Detecção de dano baseada na variação de Tensão do Transdutor

A técnica da EMI continua sendo amplamente pesquisada e diversos circuitos têm sido propostos para a medição da impedância elétrica dos transdutores de PZT com exatidão, conforme visto anteriormente. No entanto, um método eficiente de SHM baseado na EMI não tem que medir a impedância elétrica em si, mas apenas medir a sua variação (VIEIRA FILHO et al., 2011).

Além disso, é importante notar que o mecanismo de geração do sinal de excitação desempenha um papel importante na medição da impedância elétrica e/ou para registrar as assinaturas de dano estrutural através do sinal de resposta do transdutor. Assim, o trabalho de Peairs, Park e Inman (2004) foi aperfeiçoado por vários grupos de pesquisa durante os últimos anos. Por exemplo, Xu e Giurgiutiu (2005) propuseram uma maneira interessante de melhorar o mecanismo de aquisição de dados através do uso de um sinal de excitação com um espectro de energia constante gerado por varredura de frequência. Como uma alternativa, Baptista e Vieira Filho (2009), Vieira Filho et al. (2011) optaram por usar um sinal de excitação *chirp* e obtiveram bons resultados.

Neste capítulo são analisados alguns circuitos básicos para excitar e obter a resposta do transdutor de PZT. Em seguida, é proposta uma nova metodologia para a geração do sinal de excitação e medição do sinal de resposta do transdutor, de forma que seja possível conseguir assinaturas do estado da estrutura monitorada.

3.1 Equações básicas para a impedância elétrica

A Impedância Elétrica é uma grandeza bidimensional e, portanto, dividida em duas partes, resistência e reatância, e expressa uma função de valores complexos que depende da frequência. Para cada frequência, a impedância correspondente é representada em termos das partes real e imaginária ou magnitude e fase. Para uma dada frequência de excitação f_{exc} , a maneira direta e simples de calcular a impedância correspondente é usando a equação (7).

$$Z(\omega) = \frac{V_{pzt}(\omega)}{I_{pzt}(\omega)}, \quad \omega = 2\pi f_{exc} \quad (7)$$

sendo $V_{pzt}(\omega)$ e $I_{pzt}(\omega)$ a tensão fasorial de excitação e a corrente fasorial no transdutor de PZT, respectivamente (HAYT; KEMMERLY; DURBIN, 2007).

Se a tensão de excitação é um sinal de onda senoidal puro, (8) e (9) são usadas para calcular a magnitude da impedância (HAYT; KEMMERLY; DURBIN, 2007; NILSSON; RIEDEL, 2011).

$$|Z(\omega)| = \frac{V_{pzt_rms}(\omega)}{I_{pzt_rms}(\omega)} \quad (8)$$

$$|Z(\omega)| = \frac{V_{pzt_pico}(\omega)}{I_{pzt_pico}(\omega)} \quad (9)$$

sendo $V_{pzt_rms}(\omega)$ e $V_{pzt_pico}(\omega)$ os valores eficaz e de pico da tensão de resposta $v_{pzt}(\omega, t)$ e $I_{pzt_rms}(\omega)$ e $I_{pzt_pico}(\omega)$ os valores eficaz e de pico da corrente de resposta $i_{pzt}(\omega, t)$.

As equações (10) e (11) são usadas para calcular a parte real e a parte imaginária, respectivamente, da EMI a uma dada frequência de excitação ω e ângulo de fase θ .

$$Z_{Re}(\omega) = |Z(\omega)| * \cos(\theta) \quad (10)$$

$$Z_{Im}(\omega) = |Z(\omega)| * \sin(\theta) \quad (11)$$

Portanto, para uma caracterização completa da impedância Z , ambas as partes real e imaginária devem ser calculadas. Isso é simples se a diferença de fase entre $V_{pzt}(\omega)$ e $I_{pzt}(\omega)$ é conhecida (MURTHY; MURTY, 2009).

3.2 Circuitos básicos para medição da impedância elétrica do transdutor

Nesta seção são apresentados alguns circuitos básicos geralmente usados para a excitação e obtenção da resposta de transdutores de PZT e que fazem parte de sistemas usados para análise e medição de impedâncias e/ou sistemas de SHM.

3.2.1 Para aplicações com estruturas que não são de metal

Peairs, Park e Inman (2002, 2004) apresentaram um sistema para a medição da impedância elétrica do PZT. O método usa um analisador de espectro e o circuito da Figura 2.

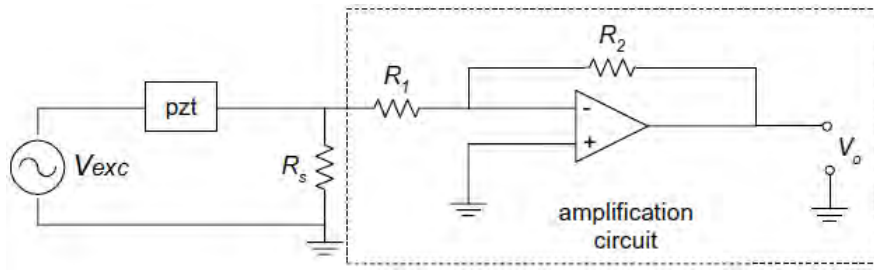
Considerando o valor da resistência $R_s < 200 \, \Omega \ll Z_{pzt}$, (12) e (13) podem ser usadas para calcular um valor aproximado da impedância e a magnitude da impedância, respectivamente.

$$Z_{pzt}(\omega) = \frac{V_{exc}(\omega)}{V_o(\omega)} * R_s * \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (12)$$

$$|Z_{pzt}(\omega)| = \frac{V_{exc_pico}}{V_{o_pico}} * R_s * \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (13)$$

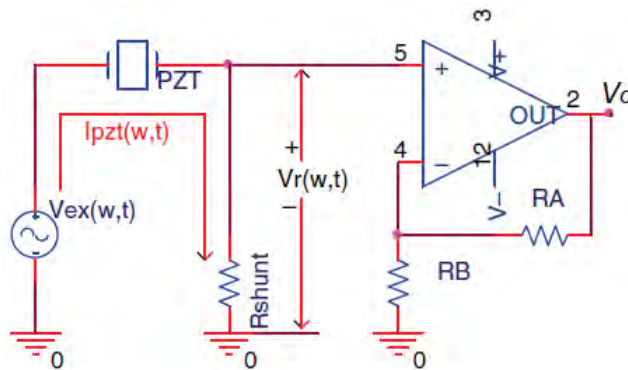
sendo $V_{exc}(\omega, t)$ um sinal de onda senoidal puro, com amplitude pico V_{exc_pico} e frequência ω fixa.

Figura 2 – Circuito com amplificador inversor para aproximação da impedância.



Fonte: Peairs, Park e Inman (2004).

Figura 3 – Circuito com amplificador não-inversor para aproximação da impedância.



Fonte: Neto et al. (2011).

Neto et al. (2011) apresentaram o circuito da Figura 3 para medição da impedância. Considerando que o valor de R_{shunt} esteja compreendido entre 100 e 200 Ω , sempre que $R_{shunt} \ll Z_{pzt}$, (14) pode ser usada para calcular um valor aproximado da magnitude da impedância.

$$|Z_{pzt}(\omega)| = \frac{R_{shunt} * V_{ex_pico}}{V_{o_pico}} * \left(1 + \frac{R_A}{R_B}\right) \quad (14)$$

sendo $v_{ex}(\omega, t)$ um sinal de onda senoidal puro, com amplitude V_{ex_pico} e frequência ω fixa.

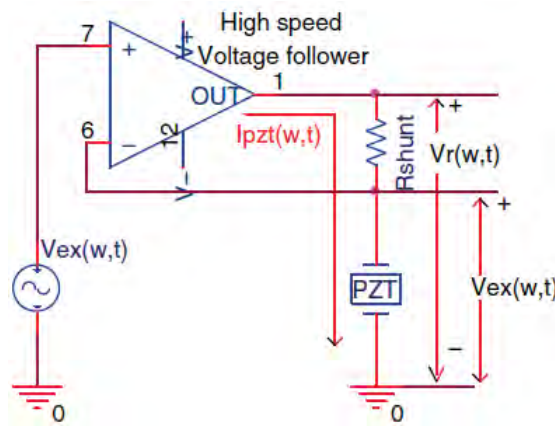
Neste caso, é necessário notar que as equações apresentadas por Neto et al. (2011) não concordam com a função realizada pelo circuito, V_{o_pico} aparece trocado por V_{r_pico} . A equação (14) apresenta a correção correspondente.

3.2.2 Para aplicações com estruturas de metal

Os circuitos apresentados nesta seção são comumente usados em aplicações onde muitos transdutores são aderidos a uma estrutura de metal e, portanto, apresentam um terminal em comum.

Neto et al. (2011) apresentam o circuito da Figura 4 para medição da impedância. Neste caso as equações (15) e (16) podem ser usadas para calcular a impedância e a magnitude da impedância, respectivamente.

Figura 4 – Circuito com buffer para medição da impedância.



Fonte: Neto et al. (2011).

$$Z_{pzt}(\omega) = \frac{R_{shunt} * V_{ex}(\omega)}{V_r(\omega) - V_{ex}(\omega)} \quad (15)$$

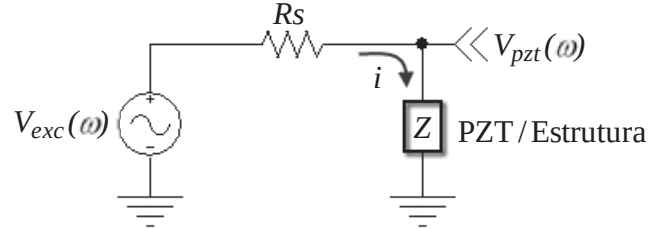
$$|Z_{pzt}(\omega)| = \frac{R_{shunt} * V_{ex_pico}}{V_r(\omega) - V_{ex}(\omega)_{pico}} \quad (16)$$

sendo $v_{ex}(\omega, t)$ um sinal de onda senoidal puro, com amplitude V_{ex_pico} e frequência ω fixa.

É importante observar que o valor do pico da diferença de tensões $V_r(\omega) - V_{ex}(\omega)_{pico}$ normalmente é distinto da diferença das tensões de pico $V_{r_pico} - V_{ex_pico}$. Neto et al. (2011), apresentam, sem nenhuma justificativa, a diferença das tensões de pico $V_{r_pico} - V_{ex_pico}$ como denominador da equação (16). Portanto, pode-se induzir a erro, pois a equação apresentada é correta apenas se não existir defasagem entre a tensão e a corrente no transdutor, ou seja, se este apresenta um comportamento puramente resistivo. No entanto, um transdutor de PZT é predominantemente capacitivo. Nota-se que (16) é concordante com (9).

Xu e Giurgiutiu (2005) propuseram um analisador de impedância que usa apenas um resistor como circuito auxiliar e a aquisição do sinal de resposta é feita por um dispositivo de aquisição de dados (DAQ). Baptista e Vieira Filho (2009) e Vieira Filho et al. (2011) apresentaram métodos para medição da impedância elétrica no domínio da frequência e no domínio do tempo, respectivamente, usando o circuito da Figura 5 para excitar e obter a resposta do transdutor.

Figura 5 – Circuito para medir a tensão de resposta do PZT.



Fonte: Baptista e Vieira Filho (2009).

No circuito da Figura 5, se $V_{exc}(\omega, t)$ é um sinal de onda senoidal puro, com amplitude V_{exc_pico} e frequência ω fixa, pode-se mostrar que a magnitude da impedância Z é dada por

$$|Z(\omega)| = \frac{V_{pzt_pico}(\omega)}{[V_{exc}(\omega) - V_{pzt}(\omega)]_{pico}} * R_s \quad (17)$$

sendo V_{pzt_pico} a amplitude pico da resposta $V_{pzt_pico}(\omega, t)$.

3.3 Metodologia proposta para detecção de dano

O circuito usado para excitar e obter o sinal de resposta do transdutor é o mesmo da Figura 5. Embora em outros trabalhos esse tipo de circuito tenha sido usado para a obtenção da FRF e, a partir desta, o cálculo da impedância elétrica, é possível prever que a variação da tensão elétrica do transdutor de PZT é suficiente para detectar falhas estruturais.

Tensão de resposta do PZT como assinatura de dano estrutural no contexto de SHM

Considerando o circuito da Figura 5, a partir do sinal de excitação $v_{exc}(\omega, t)$, a tensão elétrica no transdutor $v_{pzt}(\omega, t)$ pode ser obtida usando a transformada inversa de Fourier ou de Laplace de acordo com a seguinte equação:

$$V_{pzt}(\omega) = \frac{Z}{Z + R_s} V_{exc}(\omega) \quad (18)$$

sendo R_s um resistor usado para limitar a intensidade de corrente através do transdutor e Z representa a impedância da união Transdutor/Estrutura.

Na equação (18), para regime permanente, considerando que a tensão de excitação $v_{exc}(\omega, t)$ é fixa em amplitude para cada frequência ω , pode-se inferir que a tensão $v_{pzt}(\omega, t)$ irá mudar somente se a impedância Z mudar, o que ocorre quando a estrutura sofre qualquer tipo de dano. Assim, qualquer variação na impedância da união Transdutor/Estrutura refletirá numa alteração na amplitude e na fase da tensão $v_{pzt}(\omega, t)$. Portanto, o sinal $v_{pzt}(\omega, t)$ pode ser diretamente relacionado com a integridade da estrutura monitorada.

Além disso, se nas equações (13, 14, 16 e 17) os valores das tensões pico do sinal de excitação $v_{exc_pico}(\omega)$ forem considerados constantes, as tensões pico das respostas $v_{pzt_pico}(\omega)$ irão mudar somente se a impedância Z mudar. Neste caso, as assinaturas das tensões $v_{pzt_rms}(\omega)$ ou $v_{pzt_pico}(\omega)$ trazem implicitamente informações da integridade da estrutura monitorada.

Portanto, essa abordagem pode ser suficiente para detectar danos estruturais e somente após obter resultados práticos será possível avaliar sua sensibilidade à variação na impedância mecânica da estrutura. Com essa base, deve-se desenvolver um sistema de SHM baseado na EMI monitorando apenas as tensões $v_{pzt_rms}(\omega)$ do transdutor de PZT para cada uma das frequências correspondentes a uma faixa da varredura apropriada para a detecção de dano, não sendo necessário, portanto, realizar a transformada de Fourier para a obtenção da FRF.

Mecanismo de geração do sinal de excitação

Para a implementação da abordagem mencionada acima, é necessário que o transdutor seja excitado por um sinal de onda senoidal de frequência pura, fornecido por um gerador de sinais, cuja frequência permaneça fixa durante um intervalo de tempo suficiente para que o sistema possa entrar em regime permanente. Isso é necessário para que o circuito de medição possa medir no tempo, a tensão *rms* de resposta do transdutor, de forma que as variações na impedância elétrica correspondentes às frequências naturais da estrutura, que são alteradas pelo dano, possam ser detectadas. Em seguida, a frequência é incrementada em um passo de valor fixo e o processo se repete até completar uma varredura de frequência. A varredura começa com uma frequência inicial, de valor mais baixo, até chegar a uma frequência final, mais elevada, com incrementos fixos de passo de frequência.

Para a montagem do circuito da Figura 5, o valor da resistência R_s foi escolhido de acordo com as especificações do transdutor de PZT e a amplitude do sinal de excitação $V_{exc}(\omega, t)$. Baptista, Vieira Filho e Inman (2010) recomendam um intervalo ideal de valores para a amplitude do sinal de excitação, sem perder a qualidade na resposta do transdutor.

Pelas razões mencionadas acima e os outros argumentos apresentados na Seção 5.1.4, foi determinado que a amplitude do sinal de excitação para o sistema proposto é de 2,32 V. Então, o valor escolhido para a resistência foi de $1\text{ k}\Omega$ - 1%.

Capítulo 4: Fundamentos da Tecnologia DDS

O uso de sintetizadores de frequências baseados na Síntese Digital Direta (DDS – *Direct Digital Synthesis*) na geração de frequência *quasi-síncrona* é imprescindível para o desenvolvimento da técnica proposta em circuito eletrônico. Neste capítulo é apresentado um estudo básico da tecnologia DDS, expondo seus conceitos, fundamentos, características e suas aplicações. O capítulo também contempla um estudo mais detalhado das características operativas do DDS AD5932 usado no sistema proposto.

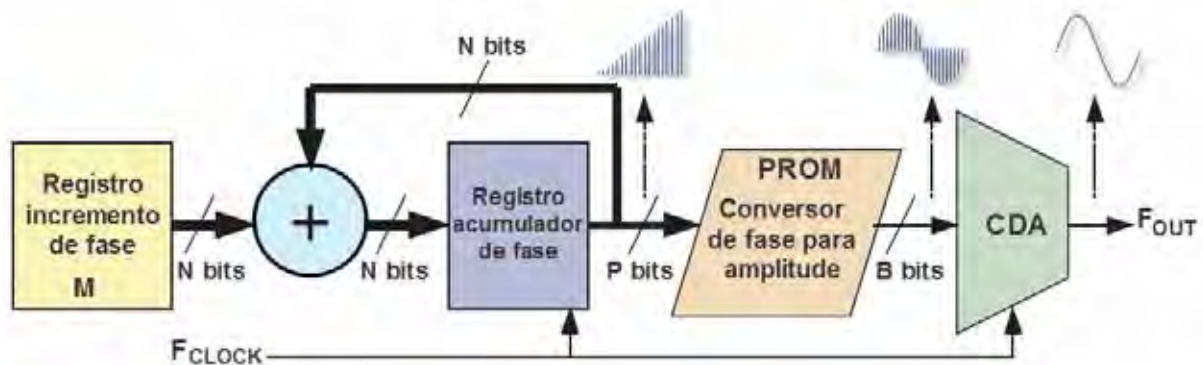
4.1 Síntese de frequência com DDS

A DDS consiste no uso de técnicas de processamento digital de sinais para gerar, a partir de uma frequência fixa e única (*clock* de referência), diversas frequências, ajustadas digitalmente conforme a necessidade da aplicação. A frequência de referência é dividida por um fator (definido na palavra de controle) que tipicamente varia entre 24 e 48 bits. Quanto maior o fator, maior será sua resolução, podendo ser ajustada uma frequência com resolução de até sub-Hertz.

4.1.1 Conceitos básicos da síntese digital direta

A arquitetura de um dispositivo DDS é feita a partir de blocos de processamento digital.

Figura 6 – Diagrama de blocos de um dispositivo baseado em tecnologia DDS.



Fonte: Adaptado de Analog Devices (1999).

Para entender o conceito de DDS, tomemos como modelo a geração de um sinal senoidal, cujos blocos, apresentados na Figura 6, consistem de quatro elementos fundamentais.

- *Clock* de frequência precisa para referência;
- Registrador Acumulador de Fase;
- Conversor de fase para amplitude (tabela de consulta em PROM: *Programmable Read-Only Memory*);
- Conversor digital-análogo (CDA);

Um gerador DDS produz uma onda senoidal em uma determinada frequência. A frequência depende de duas variáveis: a frequência de *clock* de referência e o número binário programado no registrador de incremento de fase *M* (*palavra de ajuste*).

O registrador acumulador de fase é um integrador digital que produz uma rampa de saída linear cuja inclinação é dada pelo Fator “*M*” (que faz parte da palavra de controle do dispositivo). Para gerar a amplitude, utiliza-se uma memória PROM, que contém o ciclo completo de um seno armazenado nela. O acumulador digital de fase, por sua vez, acumula a fase em passos de acordo com a palavra de ajuste, endereçando a memória PROM, que devolve o resultado em forma de amplitude, fazendo, portanto, uma conversão de ângulo em amplitude. Basicamente, a conversão de uma fase $\phi(t)$ é feita em $\sin(\phi(t))$. O CDA, por sua vez, converte esse número para um valor correspondente de tensão ou corrente analógica.

Para gerar uma frequência fixa de onda senoidal, um valor constante (correspondente ao incremento de fase *M*) é adicionado ao acumulador de fase com cada ciclo de *clock*. Se o incremento de fase for grande, o acumulador de fase irá passar rapidamente através da tabela de consulta senoidal e, assim, gerar uma onda senoidal de alta frequência. Se o incremento de fase for pequeno, o acumulador de fase terá muitos mais passos e, conseqüentemente, gerando uma onda mais lenta.

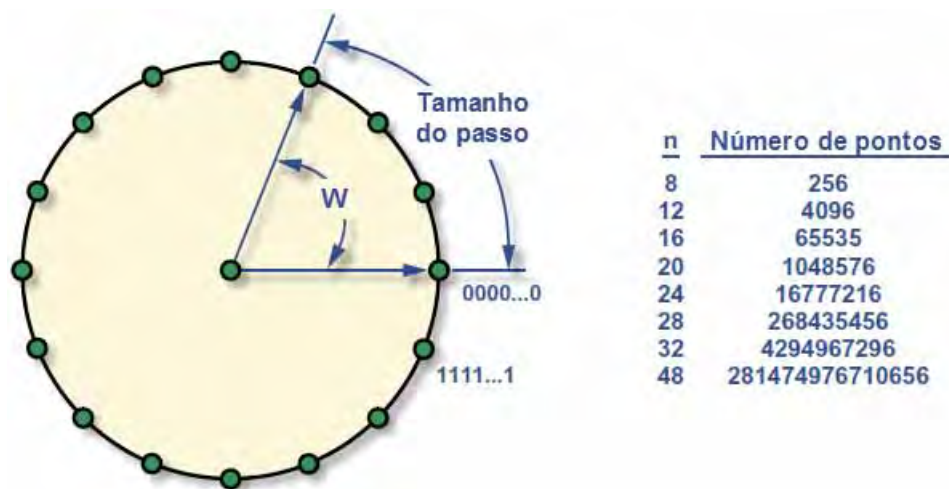
4.1.2 Entendendo o funcionamento do registrador acumulador de fase

Os sinais senoidais no tempo contínuo têm um intervalo de fase angular repetitivo de 0 a 2π . A implementação digital não é diferente. A função do contador é permitir carregar o acumulador de fase para agir como uma “roda de fase” na implementação DDS.

Para entender essa função básica, visualize a oscilação senoidal como um vetor girando em torno de um círculo de fase, como ilustrado na Figura 7. Cada ponto designado na roda de

fase corresponde ao ponto equivalente a um ciclo de uma onda senoidal. Como o vetor gira em torno da roda, visualize que o seno do ângulo gera uma correspondente onda senoidal de saída. Uma revolução do vetor em torno da roda de fase, a uma velocidade constante, resulta em um ciclo completo da onda senoidal de saída. O acumulador de fase fornece os valores angulares igualmente espaçados que acompanham a rotação linear do vetor em torno da roda de fase. O conteúdo do acumulador de fase corresponde aos pontos sobre o ciclo da onda senoidal de saída.

Figura 7 – Roda de fase digital.



Fonte: Adaptado de Analog Devices (1999).

O acumulador de fase é realmente um contador de módulo M que aumenta seu número armazenado cada vez que recebe um pulso de *clock*. A magnitude do incremento é determinada pela palavra de entrada codificada em binário (M). Esta palavra define o tamanho do passo de fase entre cada atualização do *clock* de referência, que efetivamente define os pontos necessários para passar ao redor da roda de fase. Quanto maior o tamanho do salto, mais rápido o acumulador de fase atinge o seu limite, o que equivale a um ciclo de onda senoidal. O número de pontos de fase discreto contidos na roda é determinado pela resolução do acumulador de fase (n), que determina a resolução de ajuste do DDS. Para um acumulador de fase de $n = 28$ bits, um valor M de 0000 ... 0001 resultaria no acumulador de fase transbordando após 2^{28} ciclos de *clock* de referência (incrementos). Se o valor M é alterado para 0111 ... 1111, o acumulador de fase vai transbordar depois de apenas dois ciclos do *clock* de referência (o mínimo exigido por Nyquist). Esta relação de ajuste básico para a arquitetura do gerador DDS é apresentada na equação (19).

$$F_{OUT} = M \times \frac{F_{CLOCK}}{2^n} \quad (19)$$

sendo:

- F_{OUT} : frequência de saída do gerador DDS;
- M : registrador de incremento de fase (*palavra de ajuste*);
- F_{CLOCK} : frequência interna do *clock* de referência;
- n : número de bits do acumulador de fase.

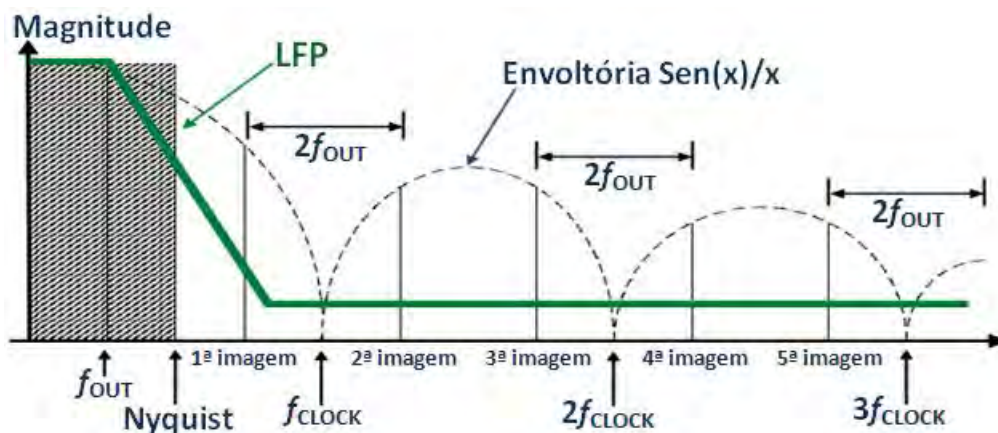
Alterações no valor de M resultam em mudanças imediatas na fase contínua da frequência de saída.

Os parâmetros de configuração do gerador DDS são carregados no dispositivo DDS por meio de comunicação serial ou paralela. A tecnologia DDS é uma arquitetura de circuitos inovadora, que permite uma manipulação rápida de sua frequência de saída, utilizando um controle totalmente digital.

4.1.3 Filtro de reconstrução

A onda senoidal gerada pelo circuito DDS é sintetizada e não é pura. Como consequência, existem harmônicas da frequência fundamental e há a necessidade de se filtrar o sinal de saída do dispositivo DDS. As magnitudes das frequências harmônicas dependem diretamente da relação entre a frequência de *clock* interna do dispositivo e a frequência gerada. Quanto maior for esta relação, menores serão as magnitudes das frequências harmônicas.

Figura 8 – Espectro de um sinal sintetizado e aplicação de um LPF.



Fonte: Adaptado de Analog Devices (1999).

O gráfico da Figura 8 mostra o espectro de um sinal sintetizado e a aplicação de um filtro passa baixas (LPF: *Low-Pass Filter*) de reconstrução do sinal de saída, usado para eliminar as frequências de *aliasing*, fazendo com que o sinal apareça como suavizado (ANALOG DEVICES, 1999).

4.1.4 Aplicações dos dispositivos DDS

O sistema que forma a DDS pode ser implementado por inteiro em um simples circuito integrado, sendo que, atualmente, o principal fornecedor deste tipo de tecnologia é a Analog Devices Inc. (site de referência: www.analog.com). A DDS é uma solução que possui vantagens relevantes em comparação com sintetizadores analógicos baseados em circuitos PLL (*Phase-Locked Loop*) e vem sendo usada em uma gama cada vez maior de sensores, de produtos e equipamentos de laboratório, como por exemplo: radares, medidores de impedância, sensores de proximidade e movimento e a nova geração de geradores de funções. A Tabela 1 mostra uma lista de chips atualmente fabricados pela Analog Devices Inc.:

Tabela 1 – Dispositivos DDS fabricados pela Analog Devices Inc.

Nome do Chip	f_{CLOCK}	Resolução (bits)	Palavra de ajuste (M)	Multiplicador do Ref_clock	Comparador on-board	Interfase E/S
AD9832	25 MHz	10	32	Não	Não	Serial
AD9833	25 MHz	10	28	Não	Não	Serial
AD5930	40 MHz	10	24	Não	Não	Serial
AD5932	50 MHz	10	24	Sim	Não	Serial
AD9834	50 MHz	10	28	Não	Sim	Serial
AD9850	125 MHz	10	32	Não	Sim	Paralelo, Serial
AD9851	180 MHz	10	32	Sim	Sim	Paralelo, Serial
AD9854	300 MHz	12	48	Sim	Sim	Paralelo, Serial
AD9859	400 MHz	10	32	Sim	Não	Serial
AD9956	400 MHz	14	48	Não	Não	Serial
AD9952	400 MHz	14	32	Sim	Sim	Serial
AD9954	400 MHz	14	32	Sim	Sim	Serial
AD9911	500 MHz	10	32	Sim	Não	Serial
AD9959	500 MHz	10	32	Sim	-	Serial
AD9858	1000 MHz	10	32	Não	Não	Paralelo, Serial

Fonte: Analog Devices Inc.

Para o sistema proposto, foi escolhido o circuito integrado AD5932. Esse modelo permite mudar as frequências da varredura através de um controle externo. Para a análise do funcionamento do dispositivo e do seu desempenho, montou-se uma placa que permitiu testes iniciais para avaliação em *protoboard* no laboratório, conforme apresentado na Figura 9.

Figura 9 – Montagem do AD5932 em circuito de avaliação.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.2 O DDS AD5932

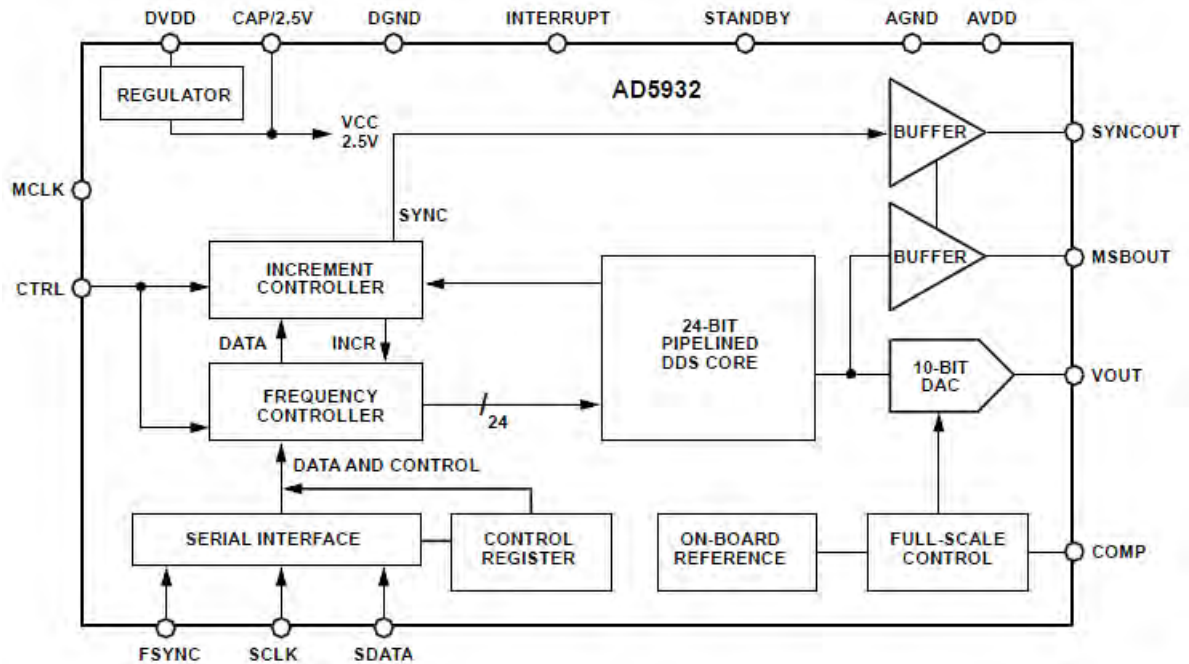
O chip AD5932 é um gerador de forma de onda que oferece uma varredura de frequência programável. Utilizando processamento digital embarcado que permite o controle avançado de frequência, o chip gera formas de onda analógicas ou digitais sintetizadas em passos de frequência. Na Figura 10 é apresentado o diagrama de blocos funcionais do DDS AD5932 (ANALOG DEVICES, 2006).

O AD5932 gera cada frequência de interesse por um determinado período de tempo e depois passa para a próxima frequência até completar toda a faixa de varredura. O período de tempo em que o dispositivo gera uma determinada frequência é pré-programado, e o dispositivo incrementa automaticamente a frequência ou, de forma alternativa, faz-se externamente através do pino CTRL. No final do intervalo, o AD5932 continua gerando a última frequência até que o dispositivo seja reiniciado. O AD5932 também oferece uma saída digital através do pino MSBOUT.

Para programar o AD5932, o usuário deverá fornecer a frequência inicial, o tamanho do passo de frequência, o número de incrementos a serem feitas, e o intervalo de tempo em que o sinal deve ser emitido para cada frequência. O perfil de varredura de frequência é iniciado e executado aplicando um pulso no pino CTRL.

O AD5932 é programado através de uma interface serial de três fios que opera a taxas de *clock* de até 40 MHz. O dispositivo funciona com uma fonte de alimentação de 2,3 V a 5,5 V.

Figura 10 – Diagrama de blocos funcionais do DDS AD5932.

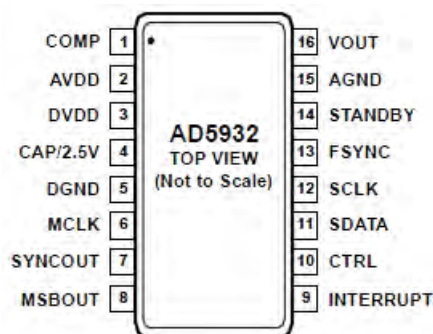


Fonte: Analog Devices (2006).

4.2.1 Diagrama de pinos e descrição de funções

O AD5932 está disponível em um encapsulamento TSSOP de 16 contatos. O diagrama de pinos do chip é apresentado na Figura 11. Na Tabela 2 apresenta-se a descrição da função de cada um dos pinos do AD5932.

Figura 11 – Diagrama de pinos do AD5932.



Fonte: Analog Devices (2006).

A Tabela 2 apresenta um resumo dos sinais mais importantes para este projeto. Uma descrição completa do AD5932 pode ser encontrada em (ANALOG DEVICES, 2006).

Tabela 2 – Descrição das funções dos pinos do AD5932.

Pino	Nº	Nome	Descrição
6		MCLK	Entrada para <i>clock</i> de frequência de referência.
10		CTRL	Pino de função tripla: (a) para a inicialização das máquinas de estado internas, (b) para iniciar a varredura e (c) para incrementar a frequência de saída.
11		SDATA	Para entrada de dados seriais. A palavra de dados seriais de 16 bits é formada pelo endereço do registrador, seguido pelo MSB e LSB do dado.
12		SCLK	Para entrada de <i>clock</i> , necessária para a transmissão de dados seriais.
13		FSYNC	Se FSYNC = 0, a lógica interna é informada que uma nova palavra está sendo carregada para o dispositivo.

Fonte: Adaptado de Analog Devices (2006).

4.2.2 Programação do AD5932

O AD5932 é projetado para fornecer uma varredura de frequência automática quando o pino CTRL é acionado. A varredura é controlada por um conjunto de registradores, cujos endereços são dados na Tabela 3. A função de cada registrador é descrito em mais detalhes na seção de configuração da varredura de frequência.

Tabela 3 – Endereçamento dos registradores.

Endereço				Mnemónico	Nome
D15	D14	D13	D12		
0	0	0	0	C_{REG}	Bits de controle
0	0	0	1	N_{INCR}	Número de incrementos
0	0	1	0	Δf	12 LSB de Δf
0	0	1	1	Δf	12 MSB de Δf
0	1			t_{INT}	Intervalo de incremento
1	1	0	0	F_{START}	12 LSB da frequência inicial
1	1	0	1	F_{START}	12 MSB da frequência inicial

Fonte: Adaptado de Analog Devices (2006).

C_{REG} : Registrador de controle

O AD5932 contém um registrador de controle de 12 bits que configura os modos de operação, como mostrado no mapa de bits a seguir.

D15	D14	D13	D12	D11	D0
0	0	0	0	Bits de controle	

Este registrador controla as diferentes funções e as várias opções de saída do AD5932. Na Tabela 4 são apresentados alguns bits individuais do registrador de controle. Para endereçar esse registrador, os bits D15 a D12 devem ser colocados em nível 0.

Tabela 4 – Descrição de bits do registrador de controle.

Bit	Nome	Função
D11	B24	Se B24 = 1, duas operações de gravação são necessárias para carregar uma palavra completa nos registradores F_{START} e Δf . São gravados primeiro os 12 LSBs seguido dos 12 MSBs. Se B24 = 0, F_{START} e Δf funcionam como dois registradores de 12 bits, um contendo os 12 MSBs e o outro contendo os 12 LSBs. Para alterar os 12 MSBs ou os 12 LSBs, apenas uma gravação é necessária.
D10	DAC Enable	Se DAC Enable = 1, o DAC está habilitado. Se DAC Enable = 0, o DAC está desligado.
D9	SINE/TRI	Se SINE/TRI = 1, o SIN ROM é usado para converter a informação de fase em informação de amplitude, resultando em um sinal senoidal na saída. Se SINE/TRI = 0, o ROM SIN é ignorado, resultando em uma saída triangular (up-down) a partir do DAC.
D8	MSBOUTEN	Se MSBOUTEN = 1, o pino MSBOUT está habilitado. Se MSBOUTEN = 0, o pino MSBOUT está desativado (<i>three-state</i> - estado de alta impedância).
D5	INT/EXT INCR	Se INT/EXT INCR = 1, os incrementos de frequência são acionados externamente através do pino CTRL. Se INT/EXT INCR = 0, os incrementos de frequência são acionados automaticamente.
D3	SYNCSEL	Esse bit estará ativo quando D2 = 1. Se SYNCSEL = 1, o pino SYNCOUT gera um nível alto no final de uma varredura e retorna a 0 no início da varredura subsequente. Quando SYNCSEL = 0, o SYNCOUT gera um pulso de $4 \times T_{CLOCK}$ apenas em cada incremento de frequência.
D2	SYNCOUTEN	Se SYNCOUTEN = 1, a saída SYNC está disponível no pino SYNCOUT. Se SYNCOUTEN = 0, o pino SYNCOUT está desativado (<i>three-state</i>).

Fonte: Adaptado de Analog Devices (2006).

4.2.3 Configuração da varredura de frequência

Nesta seção são descritas com mais detalhes a função e a programação de cada registrador necessário para estabelecer a varredura de frequência.

F_{START} : Registrador de frequência inicial

Para alterar todo o conteúdo desse registrador de 24 bits, duas gravações consecutivas devem ser realizadas: primeiro para gravar os 12 LSBs e logo para os 12 MSBs. Note que nesse caso o bit de controle B24 (D11) deve ser definido como 1. Se o bit de controle B24 (D11) é definido como 0, os MSBs ou os LSBs da palavra F_{START} podem ser alterados de forma independente. Os endereços de ambos os LSBs e os MSBs desse registrador são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 – Bits do registro F_{START} .

D15	D14	D13	D12	D11	D0
1	1	0	0	12 LSBs de F_{START} <11:0>	
1	1	0	1	12 MSBs de F_{START} <23:12>	

Fonte: Adaptado de Analog Devices (2006).

Δf : Registrador de incremento de frequência

O valor no registrador Δf define o incremento de frequência para a varredura e é adicionado para a frequência de saída atual. Nota-se que o incremento de frequência pode ser positivo ou negativo. No início de uma varredura, a frequência contida no registrador F_{START} é a saída. Em seguida, a frequência ($F_{START} + \Delta f$) é a saída. Isso é seguido por ($F_{START} + \Delta f + \Delta f$), e assim por diante.

Tabela 6 – Bits do registrador Δf .

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D0	Direção de varredura
0	0	1	0	12 LSBs de Δf <11:0>		N/A	
0	0	1	1	0	11 MSBs de Δf <22:12>		Positivo Δf ($F_{START} + \Delta f$)
0	0	1	1	1	11 MSBs de Δf <22:12>		Negativo Δf ($F_{START} - \Delta f$)

Fonte: Adaptado de Analog Devices (2006).

O registrador Δf é de 23 bits e requer duas gravações consecutivas de 16 bits para ser programado. Na Tabela 6 mostram-se os endereços associados com o registrador Δf .

N_{INCR} : Registrador de número de incrementos

Não é necessário indicar a frequência final no AD5932. Em vez disso, esta frequência final é calculada assim: $F_{FINAL} = F_{START} \pm N_{INCR} \times \Delta f$. O registrador N_{INCR} possui 12 bits, com o endereço indicado no mapa de bits a seguir.

D15	D14	D13	D12	D11	D0
0	0	0	1	12 LSBs de N_{INCR} <11:0>	

O número mínimo de incrementos é 2 e o maior número de incrementos é 4095 ($2^{12} - 1$).

t_{INT} : Registrador de intervalo de incrementos

O intervalo de incrementos estabelece a duração do sinal de saída do DAC para cada frequência individual da faixa a ser varrida. O AD5932 fornece duas opções ao usuário:

- A duração é um múltiplo de ciclos da frequência de saída.
- A duração é um múltiplo de períodos de MCLK.

A opção desejada é selecionada mediante o bit D13 do registrador t_{INT} como indicado no mapa de bits a seguir.

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D0
0	1	0	x	x	11 bits <10:0>, número fixo de ciclos da onda de saída	
0	1	1	x	x	11 bits <10:0>, número fixo de períodos do MCLK	

O número mínimo de ciclos da onda de saída ou de períodos do MCLK é 2 e o maior número é 2047 ($2^{11} - 1$). Para permitir varreduras que precisem de um intervalo de tempo maior, usam-se os bits D12 e D11 para selecionar o multiplicador de tempo base, como apresentado na Tabela 7.

Tabela 7 – Valores do multiplicador de tempo base.

D12	D11	Valor do Multiplicador
0	0	Multiplica por 1
0	1	Multiplica por 5
1	0	Multiplica por 100
1	1	Multiplica por 500

Fonte: Adaptado de Analog Devices (2006)

Capítulo 5: Sistema de SHM usando Microcontrolador

Neste capítulo é proposta uma nova abordagem para analisar os sinais de resposta de um transdutor de PZT como parte de um sistema de SHM baseado na técnica da EMI. Para verificar a eficiência e precisão da nova metodologia, foi desenvolvido um sistema portátil, autônomo e de baixo custo para detecção de falhas em estruturas mecânicas.

Apresenta-se a arquitetura do sistema proposto, detalhando o processo de desenvolvimento e implementação do hardware baseado no Microcontrolador PIC16F877A e no DDS AD5932. Além disso, se descreve o algoritmo do software, que corresponde ao *firmware* (sistema operacional) do Microcontrolador PIC (*Peripheral Interface Controller*) da Microchip Technology (site de referência: www.microchip.com).

5.1 Arquitetura do sistema proposto

O diagrama de blocos ilustrado na Figura 12 representa o novo sistema de SHM proposto. Nesse sistema, o microcontrolador é programado para ler, como dados de entrada, os parâmetros fornecidos pelo usuário que estabelecem as condições de varredura de frequência do DDS, os quais são: (a) frequência inicial, (b) frequência final e (c) passo de frequência. Baseado em dados predeterminados e nos dados lidos, o microcontrolador calcula os parâmetros de controle necessários e os grava nos registradores internos do DDS e, imediatamente depois, envia um pulso digital (comando) para o DDS iniciar a geração do sinal senoidal sintetizado conforme o perfil da frequência inicial.

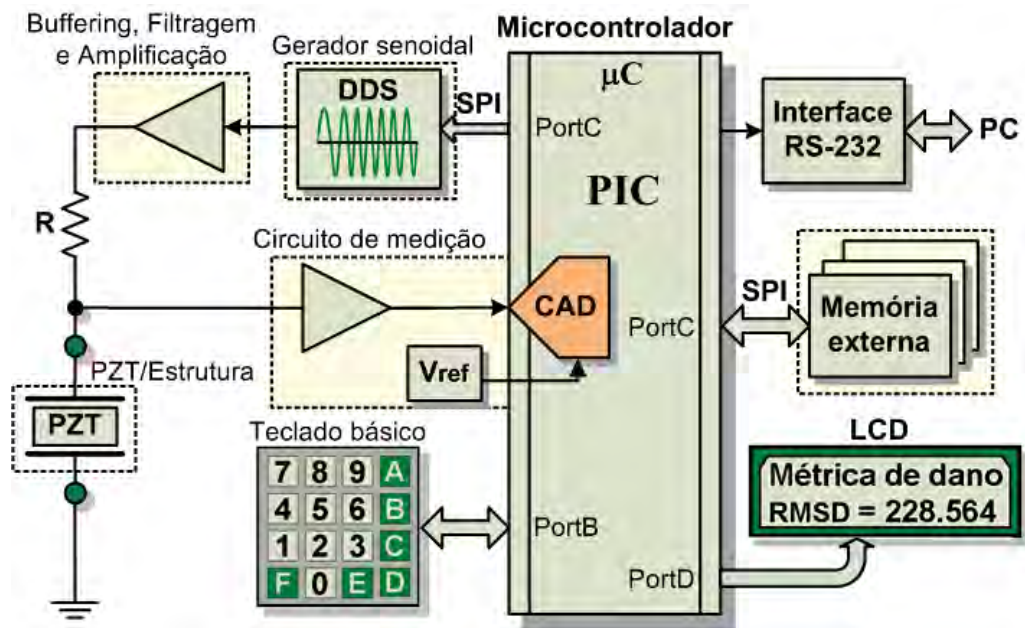
O sinal gerado pelo sintetizador é condicionado e aplicado para excitar um transdutor de PZT que se encontra ligado em série com um resistor. O sinal de resposta do transdutor de PZT é condicionado, retificado e aplicado ao CAD do microcontrolador.

O microcontrolador aguarda o tempo necessário para que os sinais de resposta do PZT fiquem estáveis e, logo depois, faz 10 aquisições consecutivas da tensão de pico do sinal retificado e armazena a média dos 10 valores amostrados na memória externa.

O procedimento se repete para cada uma das frequências correspondentes à faixa a ser varrida. Nota-se que para mudar de frequência (ou incrementar um passo de frequência), o microcontrolador deve emitir um pulso digital (comando) para o DDS.

Assim, os dados capturados considerando a estrutura íntegra (modo *baseline*) e a estrutura após ter sofrido um possível dano (modo SHM) são armazenados em diferentes seções de memória. Finalmente, esses dados são usados para calcular os índices de falha métrica RMSD e CCDM, os quais são apresentados no Display de Cristal Líquido (LCD – *Liquid Crystal Display*).

Figura 12 – Diagrama de blocos do sistema de SHM proposto.



Fonte: Dados do próprio autor.

O desenvolvimento e a montagem do sistema proposto deverão comprovar as seguintes premissas:

- É possível desenvolver um sistema de SHM baseado na EMI que não precisa da medição da impedância para detectar falhas em estruturas e, portanto, dispensando o uso de analisadores de impedância comerciais de grande custo;
- A metodologia proposta não depende da taxa de amostragem de um CAD e não precisa de dispositivos ou algoritmos de sincronismo da entrada com a saída, dispensando, portanto, o uso de dispositivos DAQ e/ou das plataformas de controle de custo elevado como o LabVIEW;
- Não há a necessidade de processar informação no domínio da frequência e, portanto, não são utilizados algoritmos da transformada de Fourier, dispensando o uso de DSP ou computador para processamento;
- Não é preciso armazenar dados do sinal de excitação e, portanto, a capacidade de memória exigida para armazenamento de dados é muito menor;

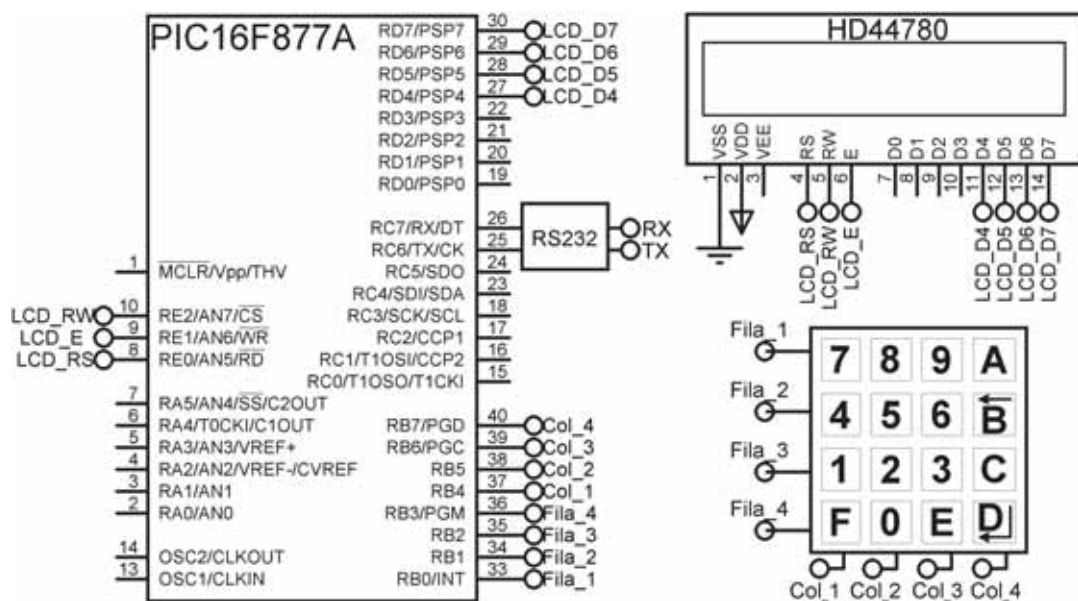
- Um sistema de SHM portátil e autônomo pode ser desenvolvido usando componentes eletrônicos de baixo custo.

Na Figura 12, cinco blocos principais do sistema podem ser identificados e cada um deles é descrito nas seções seguintes.

5.1.1 Interfaces básicas para entradas e saídas (E/S)

Na Figura 13 tem-se um diagrama de conexões entre o microcontrolador com um teclado básico 4x4 e um LCD de 16x2 caracteres compatível com o controlador HD44780 da Hitachi, que são usados como interfaces para entrada de dados e saída de resultados.

Figura 13 – Diagrama de conexões entre o Microcontrolador e periféricos básicos de E/S.



Fonte: Dados do próprio autor.

5.1.2 Cálculo dos parâmetros de configuração para varredura de frequência do AD5932

Nesta seção, detalha-se a leitura de dados necessários para estabelecer uma varredura de frequência e o processo de cálculos realizados para determinar os parâmetros de configuração que são gravados nos registradores internos do AD5932.

Leitura de dados para estabelecer a varredura de frequência

O diagrama da Figura 13 mostra o esquema de conexões do microcontrolador com o teclado básico 4x4 através da porta B, e o esquema de conexões do microcontrolador com o LCD através das portas D e E.

O microcontrolador foi programado para realizar as seguintes operações de leitura:

- Leitura de dados para estabelecer a faixa e a resolução da varredura de frequência, os quais são: frequência inicial ($F_{INICIAL}$), frequência final (F_{FINAL}) e passo de frequência (Δf);
- Leitura de algoritmos que representam opções de seleção para decidir se o sistema vai realizar ou não determinadas operações no contexto de SHM e/ou transferência de dados. Estas operações podem ser: aquisição e armazenamento de dados no modo *baseline*, aquisição e armazenamento de dados no modo SHM, cálculo de índices de dano e transferência de dados para um PC.

Cálculo de parâmetros de configuração

Os parâmetros de configuração que precisam ser gravados nos registradores internos do AD5932, dependem de suas características operativas. Considerando as necessidades do sistema, nesta seção detalham-se as operações de cálculo e obtenção da palavra de controle para cada um dos registradores.

a) C_{REG} : Registrador de Controle

Neste caso usam-se as Tabelas 3 e 4 para estabelecer a palavra de controle mostrada no mapa de bits a seguir.

D15 – D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
0 0 0 0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1

Então, a palavra de controle de 16 bits do C_{REG} é 0000 1110 1111 1111₂ = 0EFF₁₆

b) $F_{INICIAL}$: Frequência inicial

Com base na equação (19) calcula-se a palavra de ajuste (M) da $F_{INICIAL}$ usando a seguinte relação:

$$M = \frac{F_{INICIAL}}{F_{MCLK}} \times 2^n \quad (20)$$

sendo:

F_{MCLK} = 250 kHz, valor da frequência do *clock* de referência.

$n = 24$, longitude em bits do acumulador de fase.

Usando a Tabela 5, determinam-se as palavras de controle desse registrador que são apresentadas no mapa de bits a seguir.

$F_{INICIAL}$ LSB (16 bits menos significativos)	1 1 0 0	$M<11:0>$
$F_{INICIAL}$ MSB (16 bits mais significativos)	1 1 0 1	$M<23:12>$

c) Δf : Incremento ou passo de frequência

Como no caso anterior, a palavra de ajuste (M) do Δf se calcula usando a seguinte relação:

$$M = \frac{\Delta f}{F_{MCLK}} \times 2^n \quad (21)$$

Usando a Tabela 6, determinam-se as palavras de controle desse registrador de 23 bits que tem o mapa de bits apresentado a seguir.

Δf LSB (16 bits menos significativos)	0 0 1 0	$M<11:0>$
Δf MSB (16 bits mais significativos)	0 0 1 1	$M<23:12>$

d) N_{INCR} : Número de incrementos de frequência

O número de incrementos é calculado de acordo com os dados de entrada usando a seguinte relação:

$$N_{INCR} = \frac{F_{FINAL} - F_{INICIAL}}{\Delta f} \quad (22)$$

A palavra de controle desse registrador é obtida através do mapa de bits a seguir.

N_{INCR} (palavra de controle de 16 bits)	0 0 1 0	$N_{INCR} <11:0>$
---	---------	-------------------

e) t_{INT} : Intervalo de incrementos

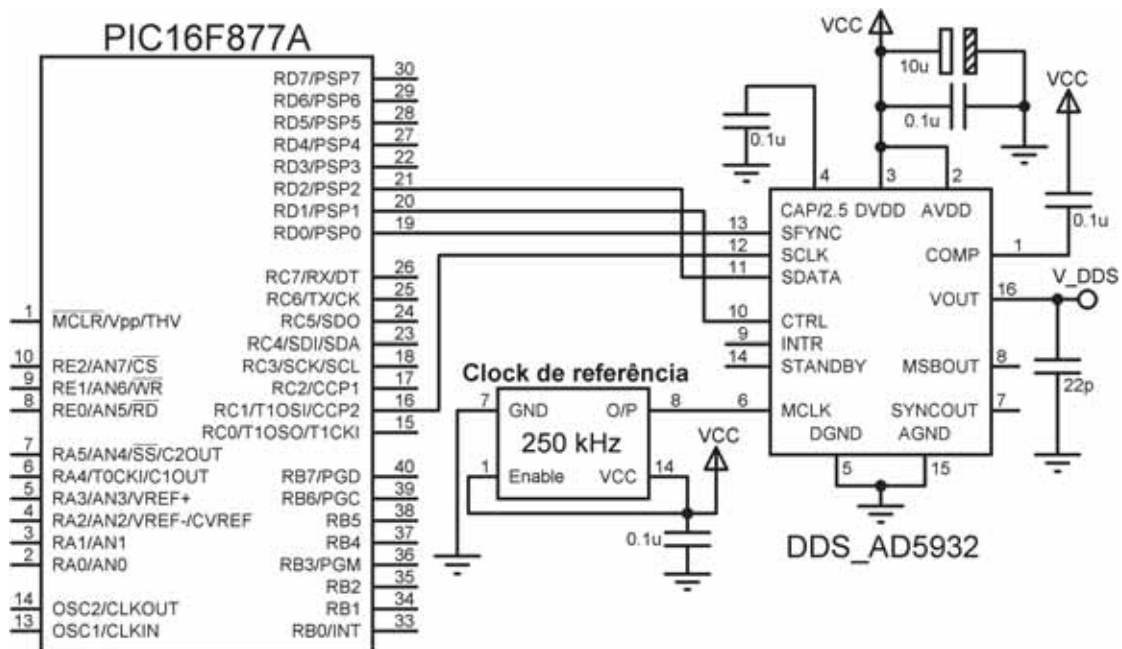
Essa é a última palavra de controle que pode ser carregada. No entanto, se no registrador de controle foi selecionado o modo de controle externo para os incrementos frequência, o registrador t_{INT} não precisa ser escrito ou seu conteúdo é irrelevante.

5.1.3 Síntese do sinal de excitação baseado no DDS AD5932

Para o DDS iniciar um perfil de varredura de frequência, é necessário que as palavras de controle determinadas na seção anterior sejam gravadas nos registradores internos do DDS. Nesta seção descreve-se o processo de gravação dos parâmetros de controle no DDS e o processo de controle da varredura de frequência do sinal senoidal sintetizada através do DDS.

O diagrama de conexões entre o microcontrolador e o DDS AD5932 é apresentado na Figura 14

Figura 14 – Diagrama de conexões entre o Microcontrolador e o DDS AD5932.



Fonte: Dados do próprio autor.

Gravando parâmetros de controle no DDS AD5932

Quando o AD5932 é ligado, os estados dos registradores internos são indefinidos. Os registradores (de controle e frequência) contêm dados inválidos e devem ser definidos para um valor conhecido pelo usuário. Assim, como parte do *firmware* do microcontrolador, rotinas foram desenvolvidas para calcular os parâmetros de controle e transmiti-los para o chip DDS via interface serial padrão 3-wire, compatível com SPI (*Serial Peripheral Interface* – Interface de Periféricos Seriais).

No protocolo de comunicações, para gravar o conteúdo nos registradores internos do DDS, o registrador de controle (C_{REG}) deve ser o primeiro registrador a ser programado,

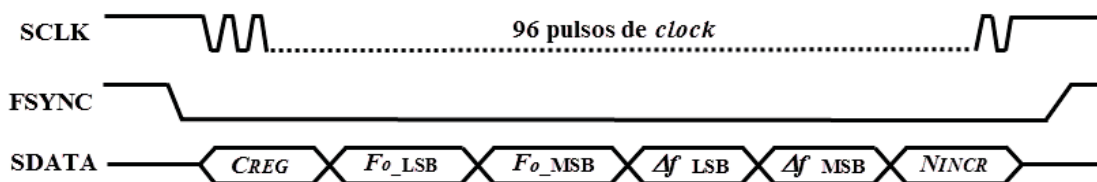
porque este habilita as partes. Nota-se que uma gravação para o registrador de controle reinicia automaticamente as máquinas de estado interno. Normalmente, isso é seguido por um carregamento em série de todos os parâmetros exigidos para uma varredura de frequência. A saída do DDS (no pino V_{OUT}) emite só uma tensão de 0,32V até que uma varredura de frequência é iniciada usando o pino CTRL.

Para estabelecer um perfil de varredura, os conteúdos das palavras de controle determinados na Seção 5.1.2 são enviados ao DDS de acordo com o seguinte conjunto de dados:

$C_{REG} = 0EFF$	$F_{INICIAL}$ LSB	$F_{INICIAL}$ MSB	Δf LSB	Δf MSB	N_{INCR}
16 bits	16 bits	16 bits	16 bits	16 bits	16 bits

Para habilitar o DDS, a entrada FSYNC deve ser levada para nível baixo e, então, a comunicação é iniciada transmitindo o bit mais significativo do C_{REG} seguido dos demais bits em forma consecutiva e sincronizada através de pulsos de *clock*. O diagrama de temporização é ilustrado na Figura 15. Nota-se que para transmitir o conteúdo dos seis registradores é necessário gerar 96 pulsos de *clock* e o último bit a ser transmitido é o bit menos significativo do N_{INCR} .

Figura 15 – Sequência de transmissão serial para programação dos registradores internos do AD5932.

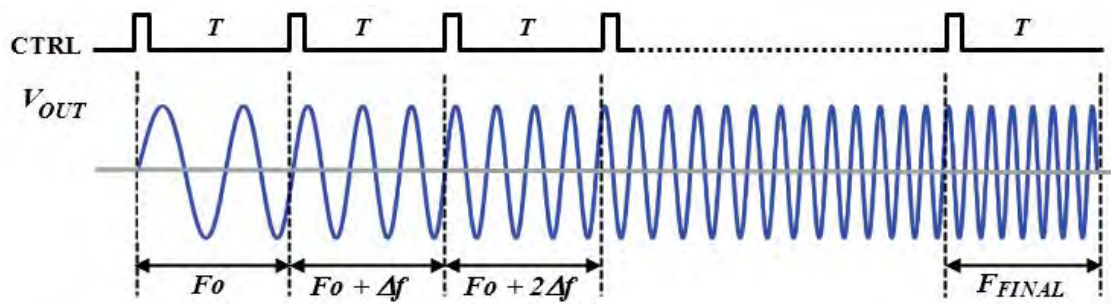


Fonte: Dados do próprio autor.

Controle da varredura de frequência

O esquema de temporização para controle da varredura de frequência está ilustrado na Figura 16. O primeiro pulso aplicado no pino CTRL faz com que o DDS inicie a varredura. O sinal senoidal é sintetizado com base na frequência inicial ($F_{INICIAL}$), também representada como " F_o ", e gerado através do pino V_{OUT} . Cada uma das frequências contidas na faixa de varredura é sintetizada por um período aproximado de $T = 10$ ms e, imediatamente depois, deve-se aplicar mais um pulso no pino CTRL para o DDS incrementar a frequência. Esse procedimento é repetido até que o sinal com a frequência final (F_{FINAL}) seja gerado.

Figura 16 – Temporização do pino CTRL para controle da varredura de frequência.



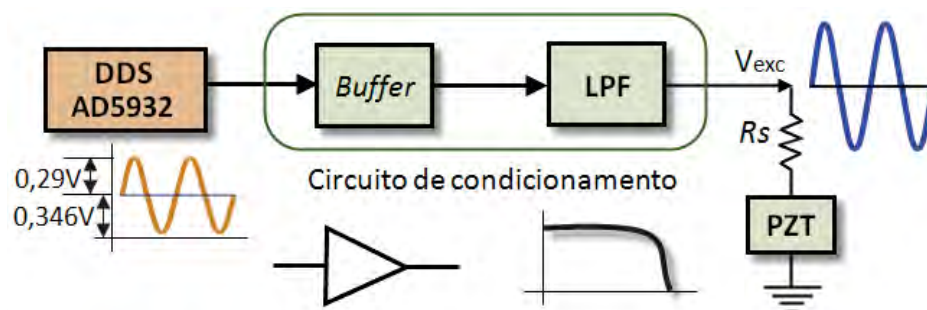
Fonte: Dados do próprio autor.

5.1.4 Circuito de condicionamento do sinal de excitação

Conforme Analog Devices (2006), o sinal senoidal sintetizado pelo DDS tem uma amplitude constante de 0,29V e um *offset* de 0,346V; esses valores foram comprovados através de medições feitas com osciloscópio. Além disso, nota-se que, mantendo fixa a frequência do *clock* de referência, quanto maior é a frequência do sinal sintetizado, menor será a resolução da mesma (ANALOG DEVICES, 1999). Portanto, o sinal sintetizado pelo DDS deve passar por um circuito de condicionamento de sinais para garantir que o sinal de excitação aplicado ao transdutor de PZT seja senoidal puro e tenha uma amplitude de valor apropriado.

O circuito de condicionamento, cujo diagrama de blocos está apresentado na Figura 17, deve se encarregar de adaptar (amplificar e filtrar) o sinal senoidal sintetizado pelo DDS e entregar V_{exc} com uma amplitude apropriada e uma frequência pura.

Figura 17 – Diagrama de blocos para o circuito de condicionamento.



Fonte: Dados do próprio autor.

O Buffer

É um seguidor de tensão necessário para evitar o efeito de carregamento do sinal na saída do DDS. Na entrada do *buffer* deve-se utilizar um capacitor para tirar o nível *DC* do sinal fornecido pelo DDS.

O sistema de amplificação e filtro passa-baixas (LPF)

Para projetar o LPF, foram feitas as seguintes considerações:

- Segundo os resultados obtidos por Baptista, Vieira Filho e Inman (2010), a amplitude do sinal V_{exc} pode estar entre 250 mV e 5 V sem que a sensibilidade do transdutor de PZT para detectar danos estruturais seja alterada;
- Os amplificadores e filtros baseados em amplificadores operacionais (OPAMP: *Operational Amplifier*) apresentam uma importante limitação com respeito à frequência: *o produto do ganho de tensão pela largura de banda é constante* (FRANCO, 2002). Os fabricantes de OPAMPs, através das folhas de dados, também evidenciam essa importante limitação. Portanto, para obter melhores respostas em altas frequências, devem-se evitar amplificadores com ganhos elevados;
- De acordo com a folha de dados do microcontrolador PIC16F877A (site de referência: www.microchip.com), se o PIC operar com uma tensão de alimentação de 5V, as tensões de referência V_{ref+} e V_{ref-} do CAD, têm as seguintes restrições: (a) $2,5V \leq V_{ref+} \leq 5V$, (b) $V_{ref-} \geq -0,3V$ e (c) $V_{ref+} - V_{ref-} \geq 2V$.

Assim, definiram-se os critérios de projeto a seguir:

- As tensões de referência para o CAD do PIC: $V_{ref+} = 2,5V$ e $V_{ref-} = 0V$;
- Ganho de tensão do LPF: $Gain = 8V/V$, para conseguir uma saída V_{exc} com amplitude de 2,32V. Neste caso, o ganho não pode ser maior que $2,5V/0,29V = 8,62V/V$;
- A frequência do *clock* de referência do DDS deve ser maior do que o dobro da frequência mais alta considerada para a varredura do sistema de SHM. Quanto mais alta a frequência de *clock*, menor pode ser a ordem do LPF. Além disso, a frequência de corte (f_c) do LPF deve ser igual ou maior do que frequência mais alta considerada para a varredura. Neste caso, para $F_{MCLK} = 250$ kHz, considerou-se como frequência mais alta o valor de 50 kHz;
- Tipo de resposta do filtro: Butterworth, porque a resposta em frequência deste tipo é plana na banda passante;
- Topologia do filtro: Sallen & Key, porque esses filtros são relativamente flexíveis com a tolerância dos componentes;

- Para a escolha do OPAMP, é importante que este possua uma banda passante (BW) de pelo menos $10 \cdot f_c$.

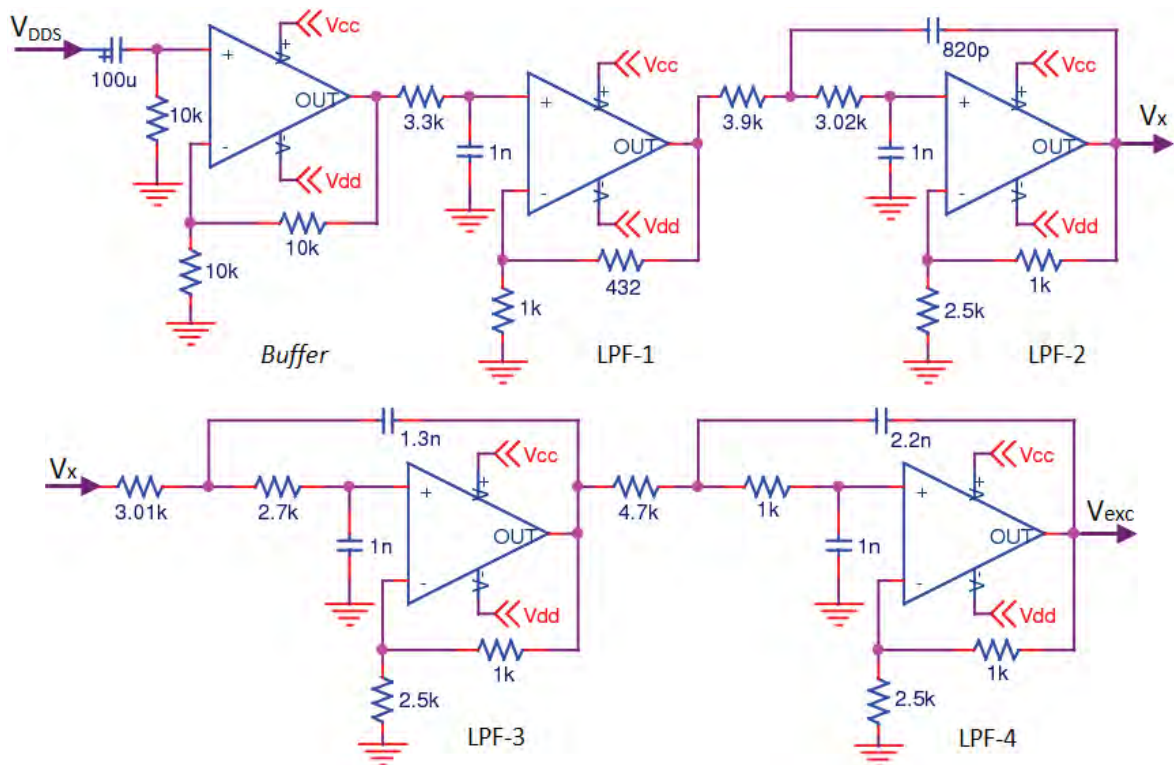
Circuito de condicionamento para o sistema proposto

O LPF do circuito de condicionamento foi projetado usando o software “FilterPro Desktop” v3.1.0 da Texas Instruments (site de referência: www.ti.com), com os seguintes parâmetros de entrada:

- *Gain*: 4 V/V
- *Passband Frequency* (f_c): 50 kHz
- *Allowable Passband Ripple* (R_p): 1 dB
- *Stopband Frequency* (f_s): 200 kHz
- *Stopband Attenuation* (A_{sb}): -80 dB
- *Filter response*: Butterworth order 7, n° stages 4, max. Q = 2,25.
- Topologia: Sallen & Key
- Tolerância para os valores de resistências e capacitâncias: 5%

Nota-se que o valor do ganho é 4 V/V (devido à disponibilidade de componentes) e, portanto, o *buffer* se converte em um amplificador inversor de ganho 2.

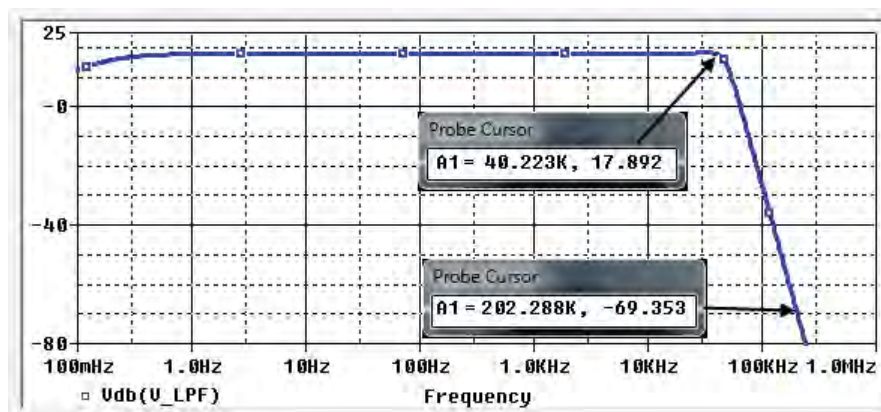
Figura 18 – Circuito de condicionamento: *Buffer* e LPF.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 18, apresenta-se o esquemático do circuito de condicionamento obtido e que foi montado no sistema de SHM proposto usando amplificadores operacionais TL072 da Texas Instruments alimentados por uma fonte de tensão simétrica de ± 5 V, que é a mesma utilizada para o microcontrolador. Para avaliar a resposta do circuito, foi realizada uma simulação de resposta em frequência usando o software Orcad Capture CIS v.9.2 da Cadence (site de referência: www.cadence.com), obtendo-se o resultado apresentado na Figura 19.

Figura 19 – Resultado da simulação da resposta em frequência do circuito de condicionamento.

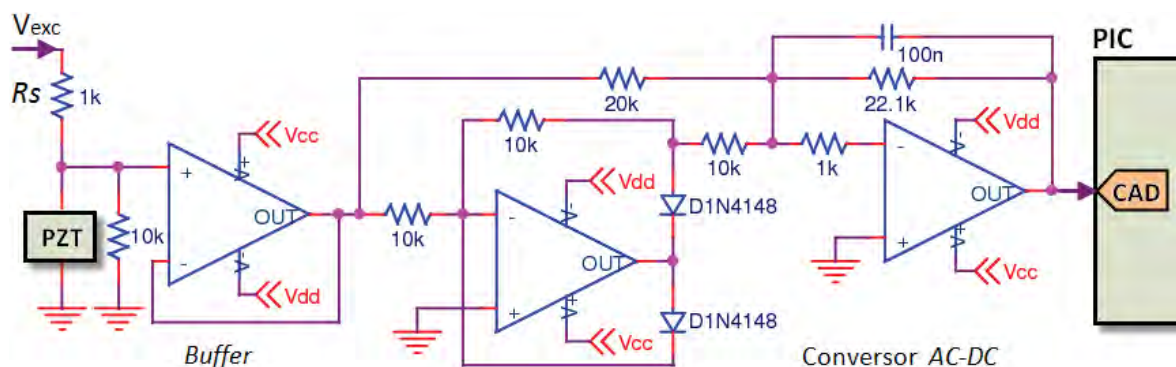


Fonte: Dados do próprio autor.

5.1.5 Circuito de medição e conversão analógico-digital

Uma aplicação importante dos circuitos retificadores de precisão é a conversão de AC-DC, isto é, a geração de uma tensão DC proporcional à amplitude de uma onda AC fornecida. Para realizar essa tarefa, o sinal AC é primeiramente retificado em onda completa e, depois, filtrado por um filtro passa-baixas para sintetizar uma tensão DC. O resultado será um nível de tensão DC proporcional à amplitude do sinal AC (FRANCO, 2002).

Figura 20 – Circuito de medição.



Fonte: Adaptado de Franco (2002).

O circuito de medição correspondente ao sistema de SHM proposto neste trabalho é uma adaptação do circuito *conversor AC-DC de banda larga*, apresentado e descrito por Franco (2002), e é baseado no princípio da conversão de AC-DC descrita acima.

O circuito de medição da Figura 20 é descrito a seguir.

O Buffer

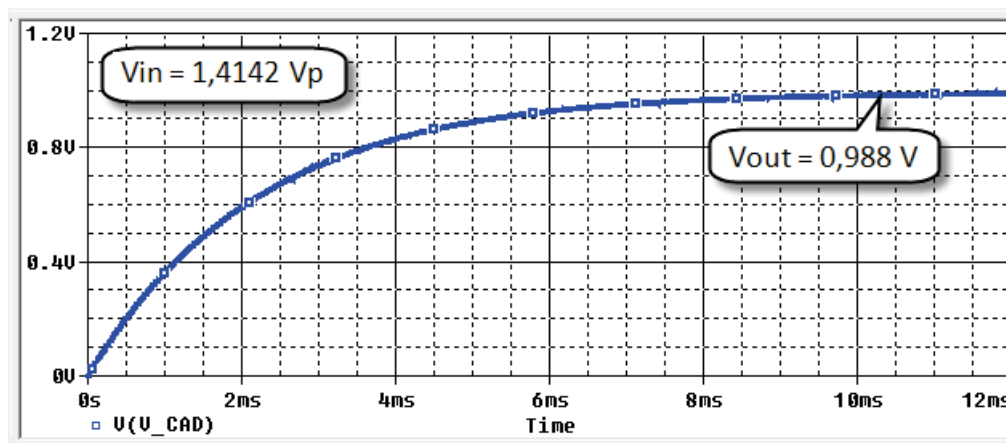
É um seguidor de tensão necessário para evitar o efeito de carregamento no sinal de resposta do transdutor de PZT.

O circuito conversor AC-DC

O sinal senoidal sintetizado pelo DDS para cada uma das frequências da faixa de varredura é amplificado e filtrado pelo circuito de condicionamento para em seguida ser usado como estímulo do par PZT/Estrutura através de um resistor em série, como ilustrado na Figura 17.

O circuito conversor AC-DC tem a função de captar o sinal de resposta do transdutor de PZT e entregar como resposta a tensão *rms* correspondente. Para testar as suas características de resposta, foi realizada uma simulação utilizando o software Orcad Pspice v.9.2 da Cadence, obtendo-se o resultado apresentado na Figura 21.

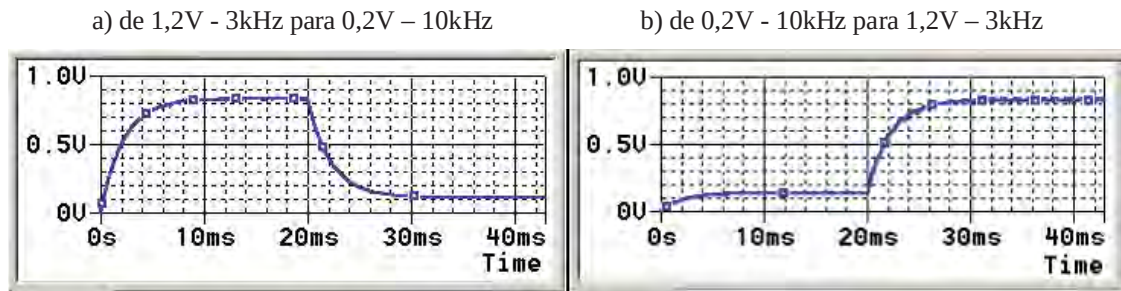
Figura 21 – Resposta no tempo do circuito conversor AC-DC.



Fonte: Dados do próprio autor.

Além disso, foram realizadas simulações para testar a resposta do conversor AC-DC, assumindo as seguintes mudanças instantâneas na amplitude e na frequência do sinal de resposta do transdutor: (a) de 1,2V – 3kHz para 0,2V – 10kHz; (b) de 0,2V – 10kHz para 1,2V – 3kHz. As respostas obtidas estão nos gráficos da Figura 22.

Figura 22 – Resposta do circuito conversor AC-DC para variações na tensão do transdutor de PZT.



Fonte: Dados do próprio autor.

Dos gráficos das Figuras 21 e 22, pode-se observar que:

- i) Em estado estacionário, o valor da tensão de saída do circuito conversor corresponde à tensão *rms* do sinal de resposta do transdutor;
- ii) Depois de cada mudança no nível de tensão do transdutor, 10 ms pode ser considerado o tempo mínimo para que o valor da tensão no estado estacionário seja aproximadamente igual ao valor da tensão *rms* do sinal de resposta;
- iii) Quanto maior é a frequência do sinal de excitação, menores são as oscilações (*ripple*) presentes no sinal de saída do conversor AC-DC.

Como foi tratado no Capítulo 3 e segundo Vieira Filho et al. (2011), um método eficiente de SHM baseado na EMI não tem que medir a impedância elétrica em si, mas apenas medir a sua variação. Segundo a Equação (8), a impedância elétrica depende da amplitude do sinal de resposta do transdutor. Então, monitorar as variações na amplitude do sinal de resposta do transdutor implica em monitorar as variações de impedância elétrica e, portanto, detectar danos estruturais em um sistema de SHM. Assim, o circuito conversor AC-DC usado, sendo capaz de detectar as variações na amplitude do sinal de resposta do PZT, constitui um elemento essencial do sistema SHM proposto neste trabalho.

Conversão analógico-digital (CAD)

A amostragem e conversão analógico-digital são feitas usando o módulo CAD de 10 bits do PIC16F877A. Com base nas justificativas mencionadas acima, foram estabelecidas as tensões de referência como $V_{ref+} = 2,5V$ e $V_{ref-} = 0V$. Para obter a tensão de referência $V_{ref+} = 2,5V$ usou-se um circuito integrado LM336-2.5 da National Semiconductor (site de referência: www.national.com).

Sabendo o valor binário (V_B), pode-se usar (23) para avaliar o valor da tensão em volts, ou seja, V_A .

$$V_A = \frac{V_B}{1023} \times 2,5V \quad (23)$$

O PIC foi programado para realizar um ciclo de captura de dados a cada 10 ms, ou seja, é necessário aguardar 10 ms após o DDS fornecer uma onda senoidal com uma nova frequência antes de realizar uma amostragem. Esse tempo é necessário para garantir que o valor medido corresponda ao valor da tensão *rms*. Em cada ciclo, o PIC captura 10 amostras, calcula a média dos 10 valores e armazena apenas a média na memória externa. Em seguida, envia um comando para o DDS mudar de frequência. O ciclo é repetido até que toda a faixa de frequência seja varrida.

Considerando que o valor binário da tensão *rms* amostrada usando o PIC é proporcional à amplitude da resposta do transdutor e o objetivo do sistema proposto é detectar apenas as variações na amplitude do sinal de resposta, não é necessário realizar conversão nos valores binários armazenados na memória externa.

5.1.6 Memória externa para armazenamento de dados

O sistema de SHM proposto precisa armazenar dados correspondentes a uma varredura de frequência com a estrutura em estado íntegro (modo *baseline*) e a uma varredura de frequência quando a estrutura apresenta um possível dano (modo SHM). Para atender a essa necessidade, escolheu-se uma memória EEPROM (*Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory*) modelo 25LC1024 da Microchip Technology (site de referência: www.microchip.com).

A memória foi dividida em dois blocos lógicos identificados como bancos, sendo que para cada banco há uma faixa de endereços correspondente, como indicado a seguir:

- banco 0: 00000h – 0FFFFh. Reservado para armazenar os dados do modo *baseline*;
- banco 1: 10000h – 1FFFFh. Reservado para armazenar os dados do modo SHM.

Sabendo que cada amostra de dados é de 10 bits, são necessárias duas posições de memória para armazenar um dado. Assim, na memória toda é possível armazenar dados correspondentes a um monitoramento de integridade estrutural para uma faixa de varredura de DC até 250 kHz, com um passo de frequência de 8 Hz. Em outras palavras, podem-se armazenar até 32 768 amostras no modo *baseline* e 32 768 amostras no modo SHM.

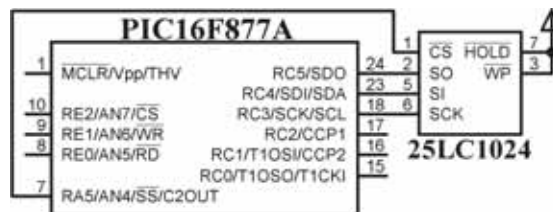
Os detalhes do gerenciamento da memória 25LC1024 foram obtidos a partir da folha de dados (MICROCHIP TECHNOLOGY, 2003), um resumo é descrito abaixo.

Características

- Capacidade de armazenamento: 1024 kBits (128 k x 8 Bits);
- Frequência máxima de operação: 20 MHz;
- Operações de gravação: por byte e por página;
- Programável via interface SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- Barramento: para *clock* (SCK), para entrada de dados (SI), para saída de dados (SO) e a entrada Chip Select ($\overline{CS}$) para controlar o acesso ao dispositivo.

O esquema de conexões do PIC com a memória externa está apresentado na Figura 23.

Figura 23 – Esquema de conexões: Microcontrolador – EEPROM 25LC1024.



Fonte: Dados do próprio autor.

Sequência de gravação de dados

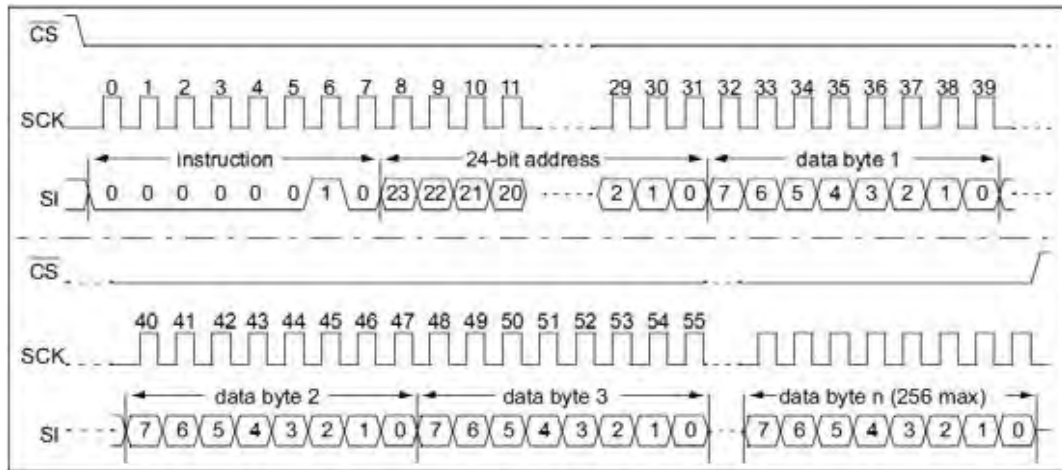
Considerando que a gravação de dados na memória é o processo mais demorado, o microcontrolador foi programado para executar ciclos de gravação por página (256 bytes) para otimizar ao máximo o tempo de gravação. Na Figura 24 ilustra-se o digrama de temporização e controle das operações usadas para gravar uma sequência de dados. A seguir, listam-se as operações:

- Definir o *latch* em estado alto para habilitar a gravação;
- Definir $\overline{CS}$ em estado baixo para habilitar as operações na memória;
- Enviar a instrução de gravação (código 02H);
- Enviar o endereço de 24 bits, sendo que os sete MSBs são irrelevantes;
- Enviar os dados a serem gravados.

Até 256 bytes de dados podem ser enviados para o dispositivo antes de um ciclo de gravação. A única restrição é que todos os bytes devem residir na mesma página. Para que os dados sejam gravados na memória, o $\overline{CS}$ deve ser trazido para estado alto após o bit menos significativo (D0) do n-ésimo byte de dados ter sido enviado. Uma tentativa de leitura de

memória não será possível durante um ciclo de gravação. Quando o ciclo de gravação estiver concluído, o latch que habilita a gravação é reiniciado.

Figura 24 – Temporização da sequência de gravação de dados por página.

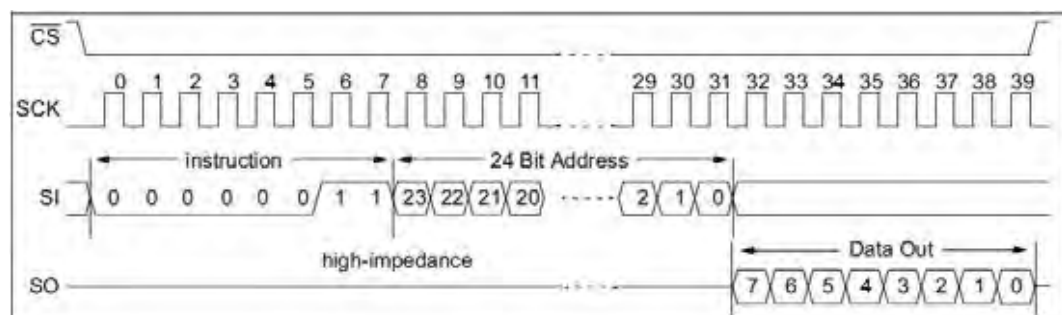


Fonte: Microchip Technology (2003).

Sequência de leitura de dados

O dispositivo é selecionado definindo $\overline{CS}$ baixo. A instrução de leitura de 8 bits é transmitida à memória seguido do endereço de 24 bits. Após a instrução de leitura e endereço de 24 bits terem sido enviados, os dados armazenados na memória no endereço selecionado são transferidos através do pino SO. O dado armazenado no endereço seguinte pode ser lido sequencialmente se os pulsos de *clock* continuarem a ser fornecidos. O ponteiro de endereços interno é incrementado automaticamente para o endereço imediatamente superior após cada byte de dados ser transferido. A operação de leitura é concluída quando $\overline{CS} = 1$. Na Figura 25 ilustra-se o diagrama de temporização e controle das operações de leitura de dados.

Figura 25 – Temporização da sequência de leitura de dados.



Fonte: Microchip Technology (2003).

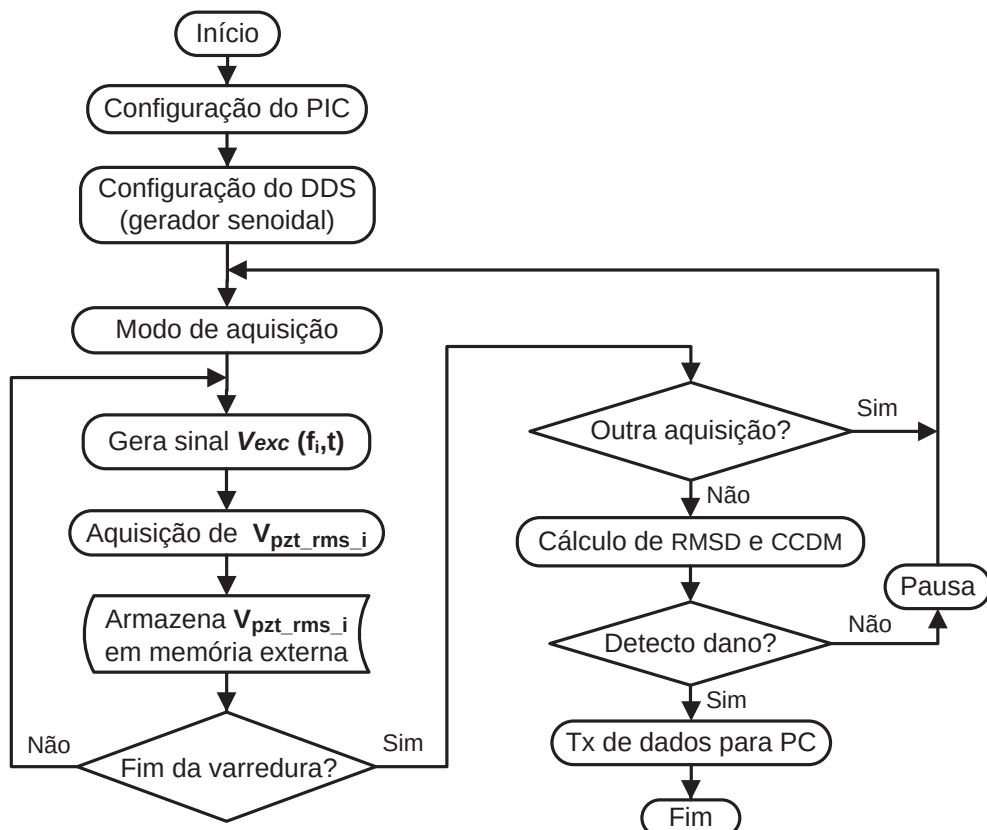
5.1.7 Interface RS232

Utilizado para transmitir os dados armazenados na memória através de comunicação serial USART (*Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter*). Neste caso, o circuito integrado MAX232 da Texas Instrument é usado como driver de linha.

5.2 Firmware

Para desenvolver o fluxograma da Figura 26, a programação do *firmware* do microcontrolador foi feita usando a ferramenta *Mplab* versão 8.73 da *Microchip Technology*. O *Mplab* é um ambiente de trabalho para programação dos microcontroladores da família PIC. Ela integra: um editor de código, ferramentas para gravação e debug e o compilador MPASM versão 5.42, que é o responsável pela geração do código binário (*firmware*) gravado no PIC.

Figura 26 – Fluxograma do firmware do PIC para SHM.



Fonte: Dados do próprio autor.

O *firmware* (sistema operacional do PIC) foi desenvolvido para operar de forma autônoma. Nesta seção são apresentados os principais procedimentos do firmware, desenvolvidos usando linguagem de programação Assembly.

Configuração do PIC

Trata-se do procedimento usado para configurar as portas de E/S e os periféricos embarcados do microcontrolador. A seguir, são apresentadas as operações de configuração:

- Estabelecer a palavra de configuração para o PIC trabalhar com cristal de 20 MHz;
- Configura a porta B ativando os resistores *pull-up* para usar o teclado básico;
- Configura as portas D e E para operação com o LCD;
- Configura a porta C para operações com o DDS e a memória externa;
- Configura o módulo de CAD com tensão de referência externa.

Configuração do DDS

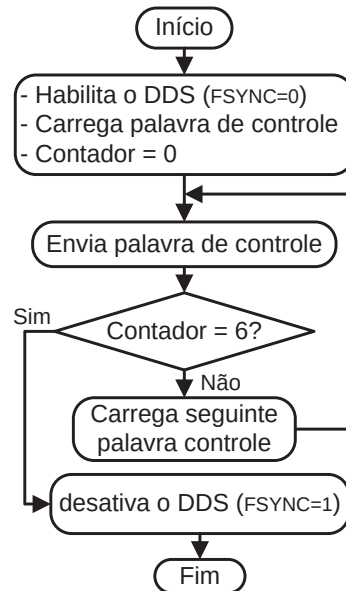
Esse procedimento é usado para configurar o DDS de modo que fique pronto para gerar uma varredura de frequência de acordo com a necessidade do usuário. A seguir, listam-se as operações implementadas:

- a) **Leitura dos seguintes dados de entrada:** frequência inicial, frequência final e passo de frequência. Esses dados podem ser obtidos de três modos diferentes:
 - i) A partir de uma tabela de parâmetros predeterminados. Esses dados são previamente gravados na memória flash do PIC;
 - ii) Através de um teclado básico. Neste caso, é necessário saber que para validar a entrada de um valor é preciso digitar a tecla “D” (ENTER) e para corrigir erros de digitação pode-se usar a tecla “B” (BACKSPACE);
 - iii) Através de comunicação serial com um computador usando uma interface RS232. Para este caso, do lado do computador é possível desenvolver uma interface gráfica usando a linguagem de programação Visual Basic para Aplicações da Microsoft Corporation.
- b) **Cálculo das palavras de controle.** Além de outros valores fixos considerados para essa aplicação, usando os dados obtidos no passo anterior, o microcontrolador calcula as seguintes palavras de controle:
 - C_{REG} Baseado nas informações da Tabela 4 (Seção 4.2.2);
 - $F_{INICIAL}$ Baseado em (20) e nas informações da Tabela 5 (Seção 4.2.3);
 - Δf Baseado em (21) e nas informações da Tabela 6 (Seção 4.2.3);
 - N_{INCR} Baseado em (22);

Na Seção 5.1.2 pode-se encontrar informação mais detalhada.

- c) **Escrita dos registradores internos do DDS.** O processo de gravação, cujo fluxograma é apresentado na Figura 27, foi realizado usando o protocolo serial descrito na Seção 5.1.3.

Figura 27 – Fluxograma para gravação das palavras de controle no DDS.



Fonte: Dados do próprio autor.

Modo de aquisição

Procedimento que estabelece os valores iniciais dos três registradores de 8 bits usados para endereçar os bancos da memória externa usados para armazenamento de dados. Para uma aquisição de dados correspondentes a uma estrutura intacta, modo *baseline*, os dados serão preenchidos no banco 0 a partir do endereço 00000h e para uma aquisição de dados correspondentes ao monitoramento de integridade estrutural, modo SHM, os dados serão preenchidos no banco 1 a partir do endereço 10000h.

Gera sinal $V_{exc}(f_i, t)$

Procedimento que gera um pulso no pino CTRL do DDS e, imediatamente depois, realiza um retardo de 10 ms. O retardo de 10 ms é para garantir que o sinal a ser medido pelo circuito de medição esteja estável.

Com o primeiro pulso aplicado no pino CTRL, o DDS inicia a varredura de frequência, gerando o sinal senoidal sintetizado à frequência inicial $f_0 = F_{INICIAL}$.

Cada pulso adicional aplicado no pino CTRL faz incrementar em um passo (Δf) a frequência do sinal senoidal sintetizado pelo DDS. Considerando “ i ” um contador do número

de incrementos de frequência, o valor da frequência logo após cada mudança é $f_i = (F_{INICIAL} + i * \Delta f)$.

Aquisição de $V_{pzt_rms_i}$

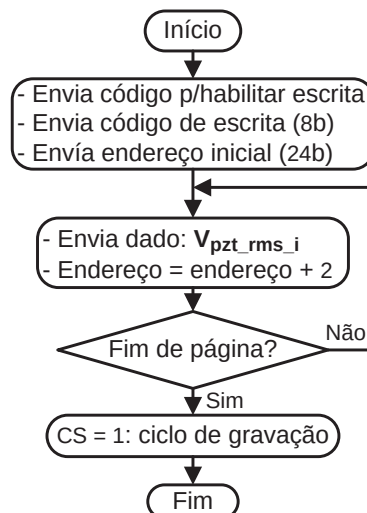
Esse procedimento é para a realização de um ciclo de captura de dez amostras, ou seja, dez aquisições da tensão *rms* do sinal de resposta do transdutor de PZT ($V_{pzt_rms_i}$) para uma dada frequência do sinal de excitação. Em seguida, calcula-se a média das dez amostras para garantir que o valor medido corresponda ao valor da tensão *rms*. Nota-se que o CAD é de 10 bits.

Para essa tarefa, o CAD do microcontrolador foi configurado para conseguir um tempo de conversão por bit de 1.6 us, obtendo-se um tempo por amostra de 38.92 us, equivalente a uma taxa de amostragem de aproximadamente 20 kSamples/s por ciclo de captura.

Armazenamento de $V_{pzt_rms_i}$ na memória externa

Esse procedimento armazena na memória externa o valor da tensão *rms* ($V_{pzt_rms_i}$) obtida no procedimento anterior. Cada valor binário de 10 bits é armazenado em duas posições de memória (8 LSB e 2 MSB, respectivamente). O processo de armazenamento é otimizado se os dados são enviados em sequências de 256 bytes antes que a memória execute um ciclo de gravação; esse processo é ilustrado no fluxograma da Figura 28.

Figura 28 – Fluxograma para armazenamento de dados de uma página de 256 bytes.



Fonte: Dados do próprio autor.

Depois que uma amostra é armazenada, verifica-se se foi concluída a aquisição de dados correspondentes a uma varredura de frequência. Se ainda não foi concluída, é enviado mais um pulso no pino CTRL para sintetizar a frequência seguinte.

Se a varredura de frequência foi concluída, o sistema dá a possibilidade de uma nova sequência de aquisições para qualquer um dos modos estabelecidos: (a) *baseline* para o caso de uma estrutura íntegra e (b) SHM para o caso de uma estrutura com possível dano.

Nota-se que as opções de múltipla escolha sempre são exibidas no LCD para que o usuário digite a opção de sua preferência usando o teclado.

Cálculo de RMSD e CCDM

Após a confirmação de que os dados obtidos no modo *baseline* e no modo SHM foram armazenados corretamente na memória externa, esse procedimento calcula os índices de falha métrica RMSD e CCDM usando as equações (2.4) e (2.5), respectivamente, sendo que a tensão *rms* do transdutor é utilizada no lugar da impedância elétrica.

Se os valores dos índices de falha métrica são maiores que os limiares pré-definidos, considera-se que a estrutura monitorada sofreu algum dano. Nessa condição, o sistema oferece a possibilidade de transferir para um computador todos os dados armazenados na memória externa para que uma análise mais detalhada possa ser realizada.

Tx de dados para PC

Após uma confirmação do usuário, esse procedimento envia os dados armazenados na memória externa para um computador usando uma comunicação serial USART com uma taxa de transferência (*Tx*) de 19 200 *bps*.

Rotinas de suporte

Visando melhorar a estrutura do programa, várias rotinas foram desenvolvidas para desempenharem operações específicas de maneira rápida e eficiente. As principais rotinas de suporte são listadas a seguir:

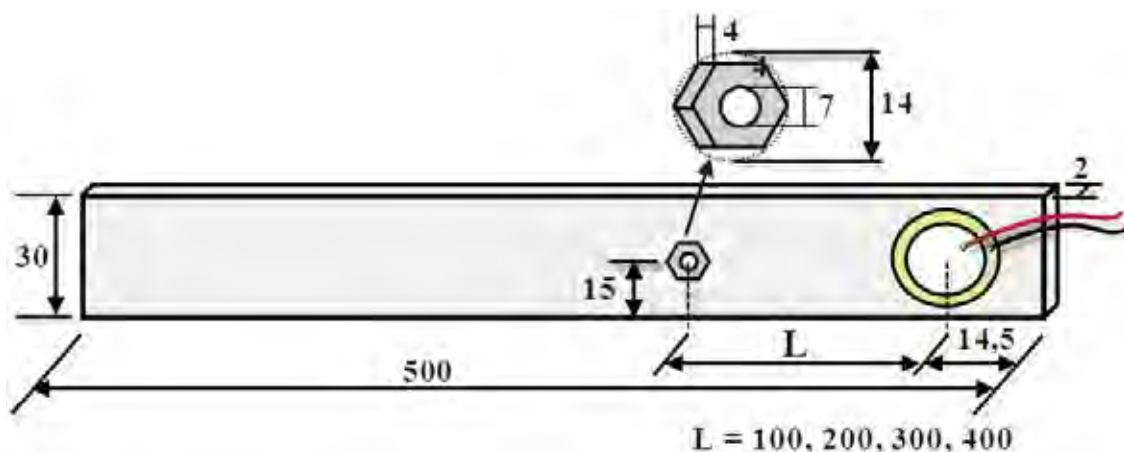
- Rotina para gerenciamento de periféricos: Teclado, LCD, DDS, EEPROM, RS232;
- Rotinas matemáticas de precisão tripla: soma, subtração, multiplicação e divisão;
- Rotinas de conversão de um número binário de 40 bits para BCD (*Binary-Coded Decimal*).

Capítulo 6: Resultados e Discussões

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais do sistema de SHM proposto e de um sistema de SHM de referência. Os resultados obtidos com o sistema de SHM proposto foram comparados com aqueles obtidos utilizando-se o sistema de SHM de referência, o qual realiza medições da impedância elétrica no domínio da frequência baseado na FRF e foi desenvolvido em LabVIEW por Baptista e Vieira Filho (2009). Para ambos os casos utilizou-se como sensor/atuador uma cápsula piezelétrica, modelo 7BB-27-4 da Murata, aderida a uma barra de alumínio de 500 x 30 x 2 mm.

Tendo como objetivo comparar resultados usando ambos os métodos, simularam-se danos em diferentes localizações (para $L = 100, 200, 300$ e 400 mm de distância da capsula) colando-se sobre a placa de alumínio uma porca de aço de 14 x 4 mm e 2 gramas. Em cada posição onde a porca foi colada para simular um dano, os dados de um novo *baseline* foram obtidos 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. A disposição do PZT e dos diferentes danos simulados estão ilustrados na Figura 29.

Figura 29 – Esquema do par PZT/Estrutura usada no procedimento experimental para avaliação do sistema de medição. Medidas em milímetros.



Fonte: Dados do próprio autor.

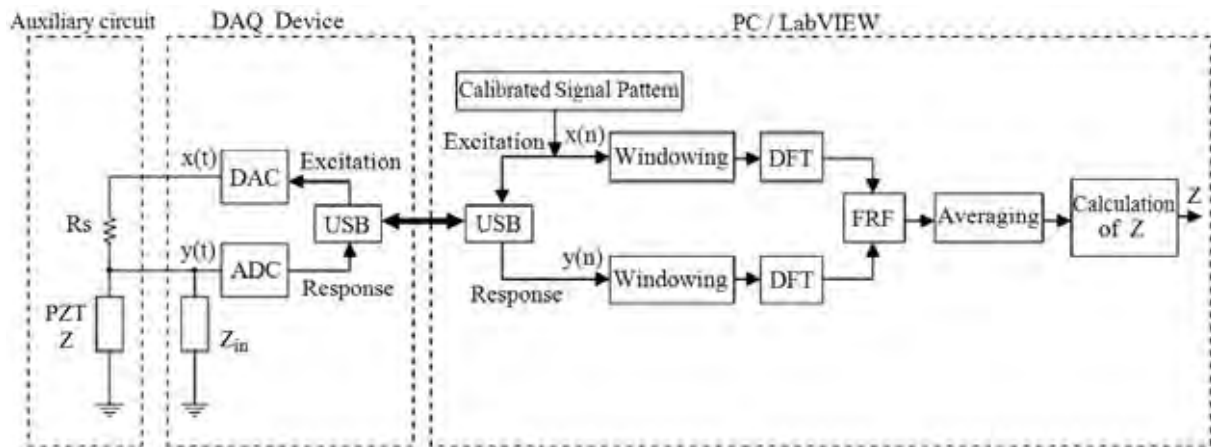
6.1 Resultados experimentais de SHM obtidos usando o sistema de referência

O sistema usado como referência para avaliar o sistema proposto foi desenvolvido na plataforma LabVIEW por Baptista e Vieira Filho (2009). A escolha do sistema foi motivada por sua rapidez, sensibilidade e precisão, as quais foram demonstradas e comparadas usando um analisador de impedância comercial da Hewlett Packard. O diagrama de blocos da Figura 30 representa o sistema geral.

Neste caso, os seguintes equipamentos e componentes foram utilizados:

- Dispositivo DAQ multifuncional USB-6259 da National Instruments;
- Software LabVIEW 2010 v10.0, versão para avaliação;
- Software Impedance Analyzer 2.0 para medição da impedância baseado na plataforma LabVIEW, desenvolvido por Baptista e Vieira Filho (2009);
- Microcomputador notebook Dell Inspiron Sempron 1564 - 3 GB com Windows;
- Resistor de filme carbono: $R_s = 1\text{ k}\Omega$ ¼ W.

Figura 30 – Diagrama de blocos do sistema de referência para obter a impedância elétrica



Fonte: Baptista e Vieira Filho (2009).

6.1.1 Procedimento experimental

O sistema mostrado na Figura 30 foi implementado usando um dispositivo de aquisição de dados (DAQ) da National Instruments. Através do software mencionado acima foi gerado um sinal de excitação *chirp* $x(t)$ usando as seguintes opções de configuração:

- Resistor externo: $1\text{ k}\Omega$;
- Frequência inicial: 10 kHz;

- Frequência final: 62,5 kHz;
- Amplitude: 2,1 V;
- Taxa de amostragem: 1 MSample/s;
- Número de amostras: 250 000;
- Resolução de frequência: 4 Hz.

Para garantir medidas corretas, a geração do sinal de excitação e a aquisição do sinal de resposta devem ser sincronizadas e, antes de executar qualquer medição, é necessário gerar um arquivo para calibração do sistema conectando a saída do CDA diretamente à entrada do CAD do dispositivo de aquisição de dados.

O sinal de excitação $x(t)$ foi usado para excitar o transdutor de PZT que está conectado em série com um resistor de $1\text{ k}\Omega$. Um conjunto de $N = 250\,000$ amostras da resposta do sinal $y(t)$ foi obtido para produzir a sequência $y[n]$, medidas com a estrutura em uma condição inicial (sem a porca). Essas amostras foram gravadas em um arquivo para, em seguida, serem usadas como referência (*baseline*). Deve-se considerar que o sinal de resposta deve ser amostrado com uma taxa de pelo menos $2 \cdot F_{\text{xmax}}$, sendo F_{xmax} a frequência máxima no espectro de $y(t)$.

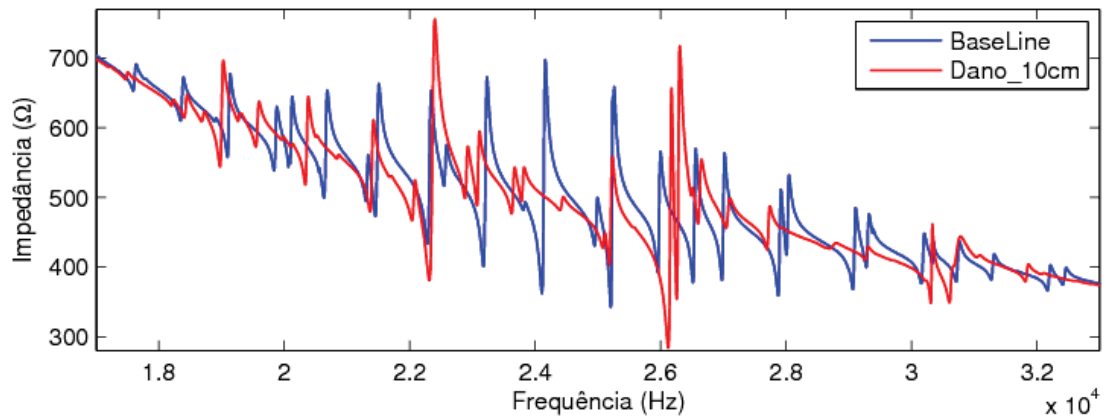
Após a estrutura ter sofrido um possível dano (modo SHM), novas amostras do sinal de resposta foram obtidas da mesma maneira e gravadas em outro arquivo.

Todas as medições foram realizadas sob uma temperatura em torno de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

6.1.2 Resultados experimentais – sistema de referência

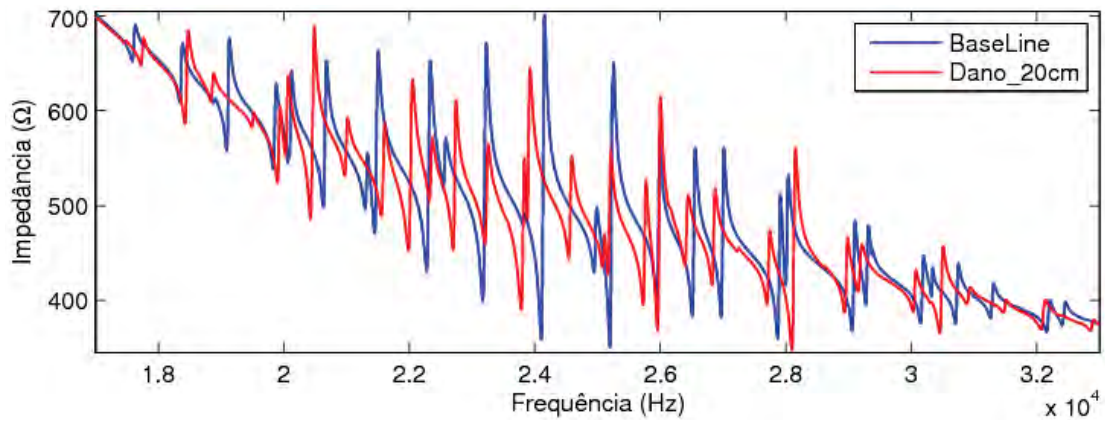
Nos gráficos das Figuras 31 – 34 apresentam-se as comparações entre as impedâncias elétricas do transdutor de PZT medidas quando a estrutura encontra-se com dano (modo SHM) e quando a estrutura está íntegra (modo *baseline*) para a faixa de frequência mais sensível ao dano. Para o caso da estrutura usada, a faixa considerada como mais sensível ao dano é a faixa de 17 – 33 kHz.

Figura 31 – Impedância do PZT: *baseline* e dano a 10 cm do transdutor.



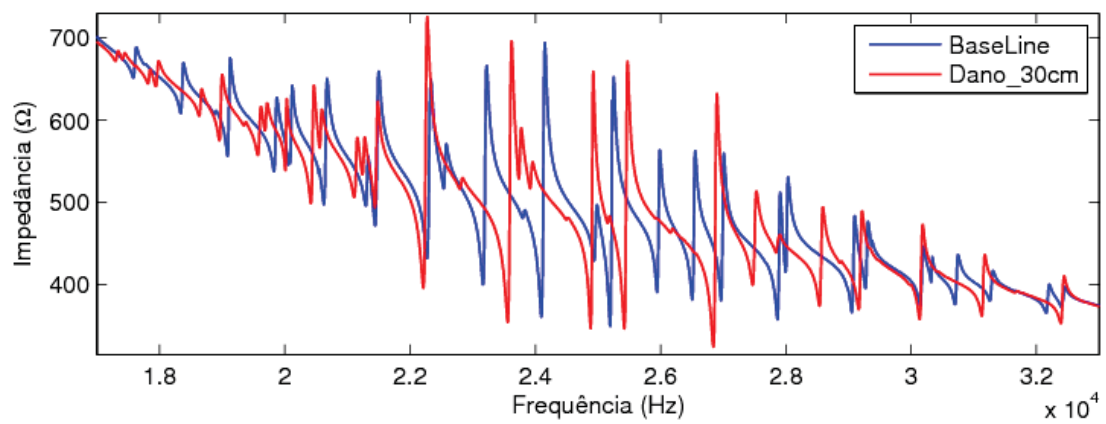
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 32 – Impedância do PZT: *baseline* e dano a 20 cm do transdutor.



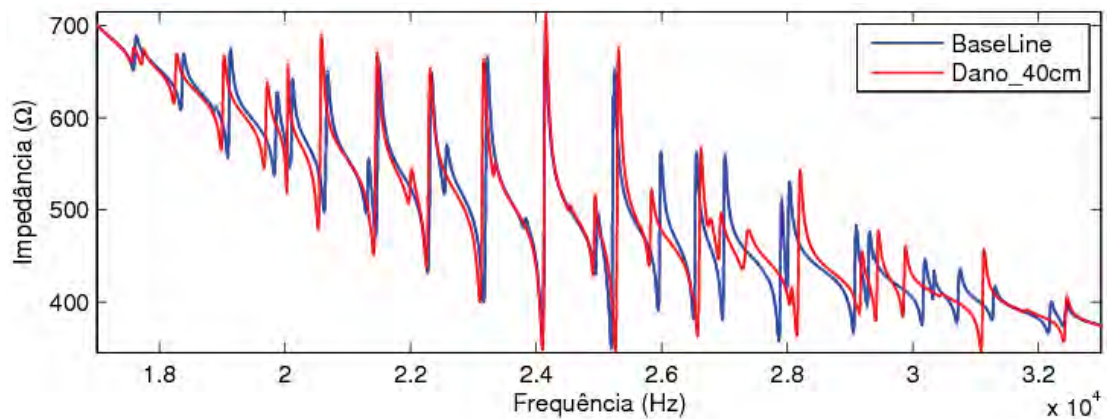
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 33 – Impedância do PZT: *baseline* e dano a 30 cm do transdutor.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 34 – Impedância do PZT: *baseline* e dano a 40 cm do transdutor.

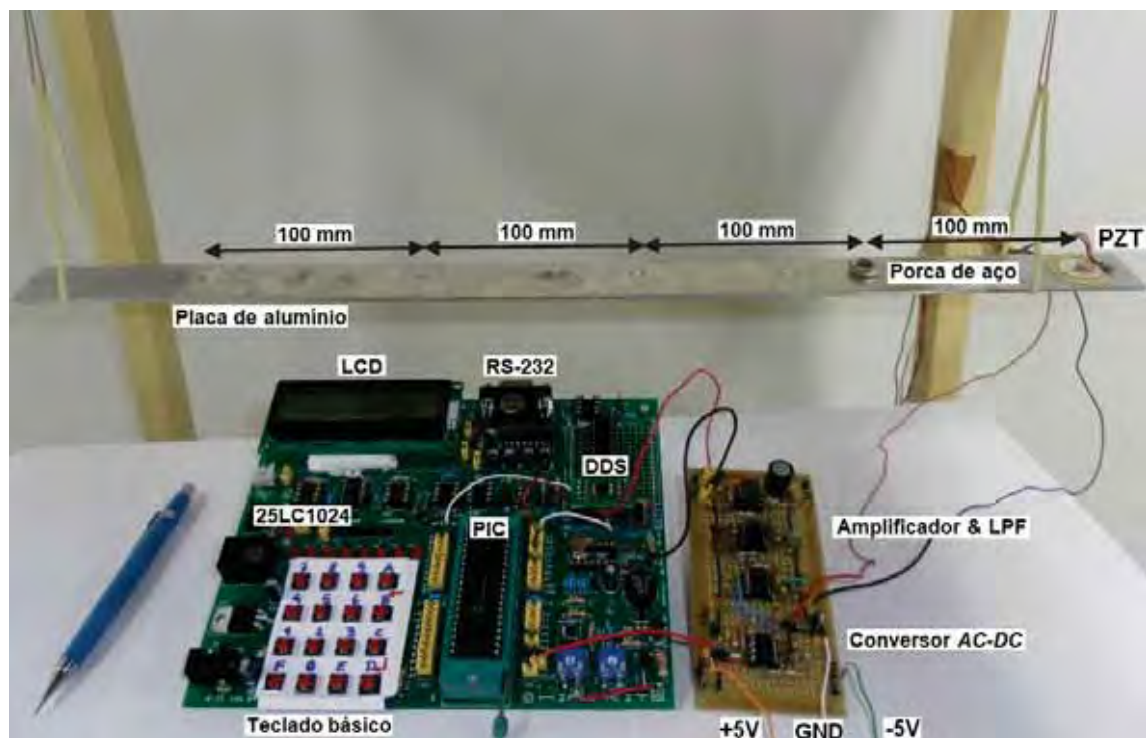


Fonte: Dados do próprio autor.

6.2 Resultados experimentais de SHM obtidos usando o sistema proposto

O sistema proposto neste trabalho foi implementado usando como base uma placa de desenvolvimento. Na Figura 35 tem-se uma foto do sistema proposto conectado à estrutura a ser monitorada.

Figura 35 – Foto do sistema proposto.



Fonte: Dados do próprio autor.

Neste caso, os seguintes equipamentos e componentes foram utilizados:

- Placa de desenvolvimento básico baseado no microcontrolador PIC16F877A da Microchip;
- Sintetizador digital direto (DDS) AD5932 da Analog Devices;
- Memória EEPROM 25LC1024 da Microchip;
- Circuito de condicionamento: Amplificador e LPF;
- Circuito de medição: Conversor AC-DC;
- Resistor de filme carbono: $R_s = 1 \text{ k}\Omega \frac{1}{4} \text{ W}$.

6.2.1 Procedimento experimental

O sistema proposto corresponde ao diagrama de blocos apresentado na Figura 12. Neste trabalho, o processo de aquisição de dados foi feito da mesma forma para as duas condições da estrutura: quando a estrutura encontrava-se em uma condição inicial considerada íntegra (modo *baseline*) e após a estrutura ter sofrido um possível dano (modo SHM).

O gerenciador do sistema é o microcontrolador PIC, que foi programado para realizar as seguintes tarefas:

- a) Ler através do teclado básico os seguintes parâmetros necessários para configurar o sintetizador digital direto DDS: frequência inicial, frequência final e o passo de frequência. Neste caso, os parâmetros são: 17 kHz, 33 kHz e 4 Hz, respectivamente;
- b) Calcular os parâmetros de configuração, usados para programar no DDS;
- c) Enviar um comando de início de varredura para o DDS, para começar a gerar um sinal senoidal com uma frequência de 17 kHz (frequência inicial). O sinal logo após ser amplificado é aplicado ao transdutor de PZT através de um resistor série (R_s);
- d) Captar, digitalizar e armazenar na memória a tensão pico do sinal de resposta do transdutor. Os valores armazenados são os valores digitalizados pelo CAD;
- e) Enviar um comando para o DDS incrementar a frequência do sinal gerado. Neste caso, a frequência deve ser incrementada em 4 Hz;
- f) Retornar para o item (d) até que o DDS gere um sinal cuja frequência seja de 33 kHz (frequência final). Neste ponto completa-se a varredura em frequência (como realizada por um sinal *Chirp*);
- g) Acessar a memória para ler os dados armazenados em modo *baseline* e em modo SHM, os quais são usados no cálculo dos índices de dano.

Um conjunto de $N = 4\,000$ amostras da resposta do sinal $y(t)$ foi obtido para produzir a sequência $y[n]$, medidas com a estrutura em uma condição inicial (sem a porca) e que foram armazenadas no banco 0 da memória externa (EEPROM) para, em seguida, serem usadas como referência (*baseline*).

Após a estrutura ter sofrido um possível dano (modo SHM), um novo conjunto de amostras foi obtido da mesma maneira. Essas amostras foram armazenadas no banco 1 da memória externa para imediatamente serem comparadas com os dados de referência. Essa comparação é realizada por meio dos seguintes índices de falha métrica: (a) RMSD e (b) CCDM.

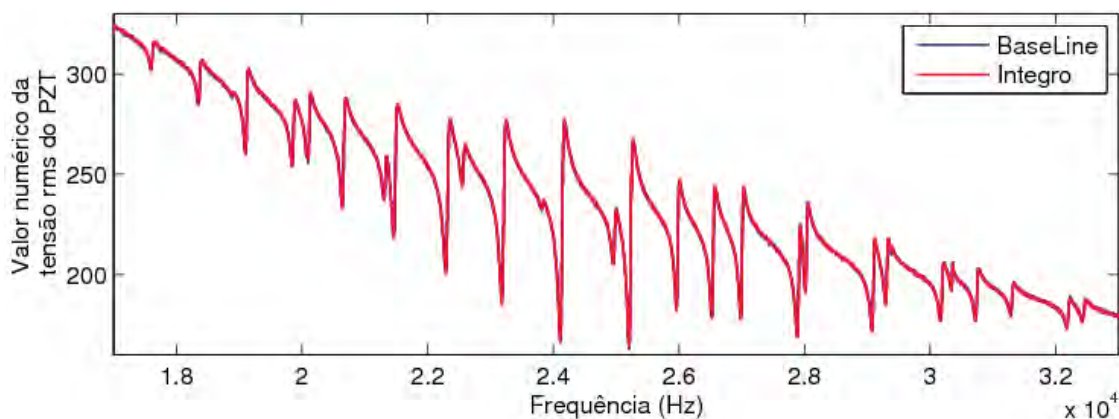
Todas as medições foram realizadas sob uma temperatura em torno de 25 °C.

6.2.2 Resultados experimentais – sistema proposto

Nos gráficos seguintes (Figuras 36 – 40) apresentam-se as respostas do transdutor de PZT fixado na estrutura quando esta se encontra com um dano (modo SHM) a várias distâncias do transdutor comparando-se com a resposta obtida na condição sem dano (modo *baseline*). A faixa de frequência usada foi de 17 – 33 kHz. Os valores de tensão *rms* de resposta do PZT são representados numericamente, ou seja, são os valores obtidos diretamente do conversor analógico/digital (CAD). A conversão para volts não é necessária no cálculo dos índices RMSD e CCDM, mas isso poderia ser facilmente realizado usando-se a Equação (23).

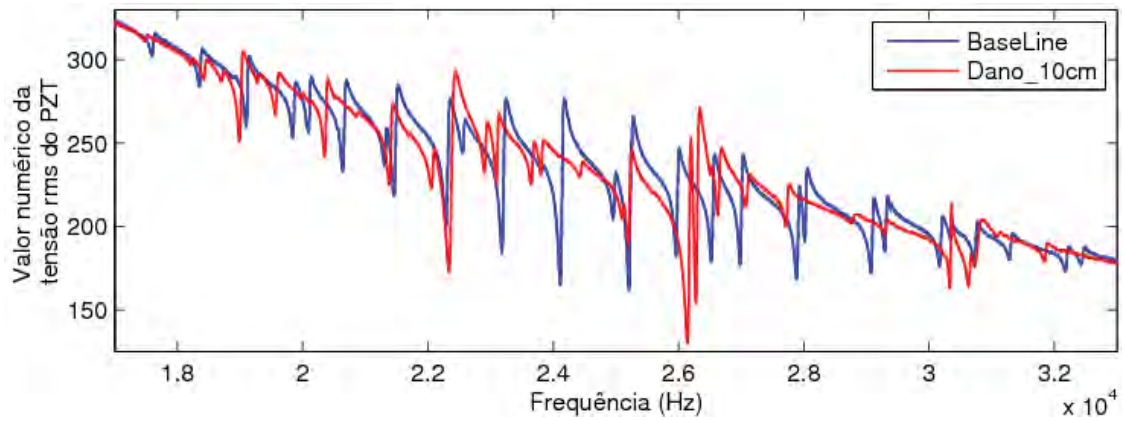
Os gráficos e os cálculos foram realizados usando o software MATLAB[®].

Figura 36 – Respostas do PZT: *baseline* e estrutura íntegra.



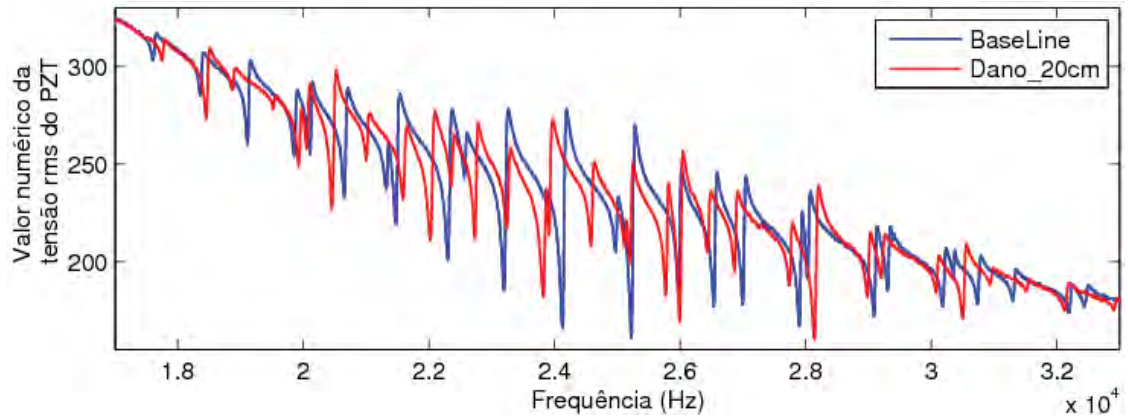
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 37 – Respostas do PZT: *baseline* e dano a 10 cm do transdutor.



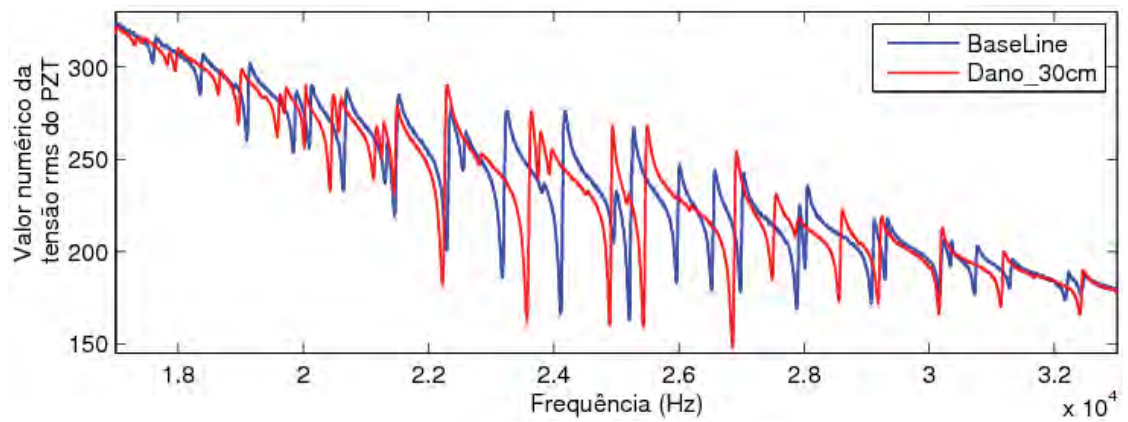
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 38 – Respostas do PZT: *baseline* e dano a 20 cm do transdutor.



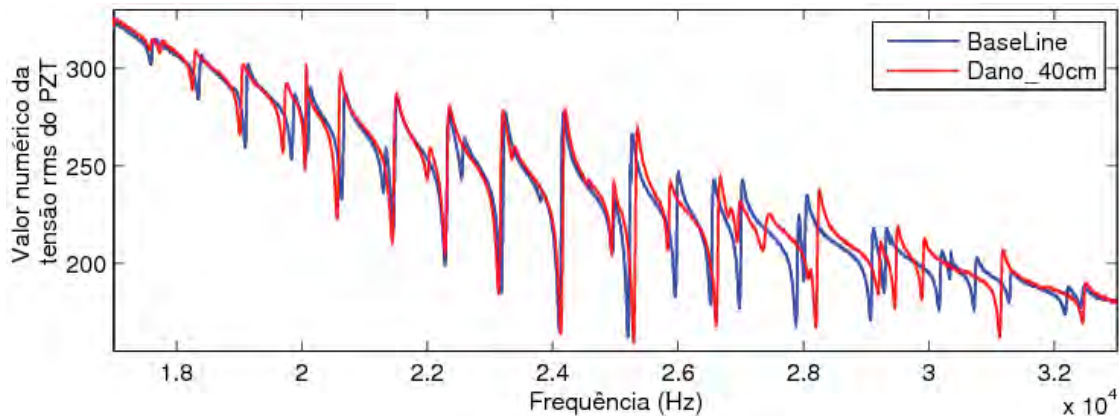
Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 39 – Respostas do PZT: *baseline* e dano a 30 cm do transdutor.



Fonte: Dados do próprio autor.

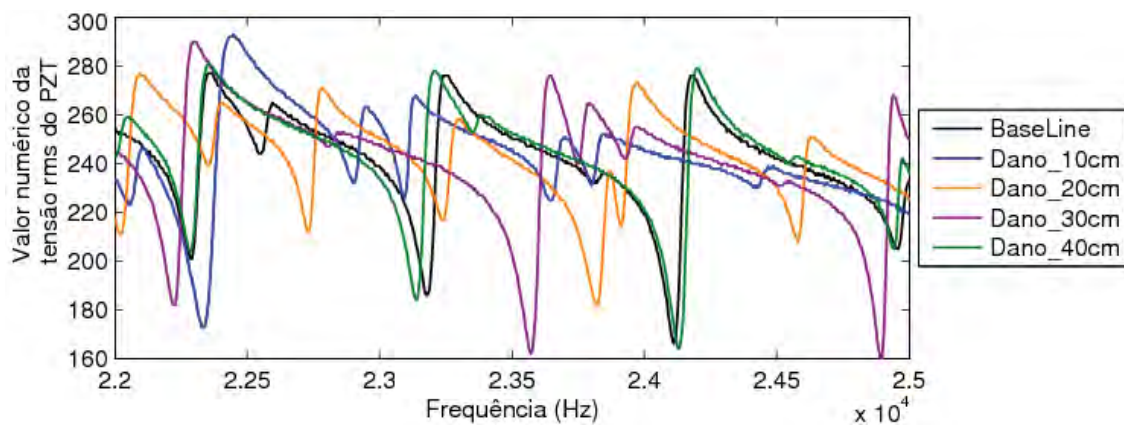
Figura 40 – Respostas do PZT: *baseline* e dano a 40 cm do transdutor.



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 41, as respostas do transdutor são reunidas em um único gráfico e, visando destacar a sensibilidade do sistema sob a influência dos diferentes danos testados, apenas uma faixa estreita de frequência de 22 – 25 kHz é exibida.

Figura 41 – Respostas do PZT - sistema proposto com diferentes situações de dano.



Fonte: Dados do próprio autor.

6.3 Análise comparativa do sistema proposto com o sistema de referência.

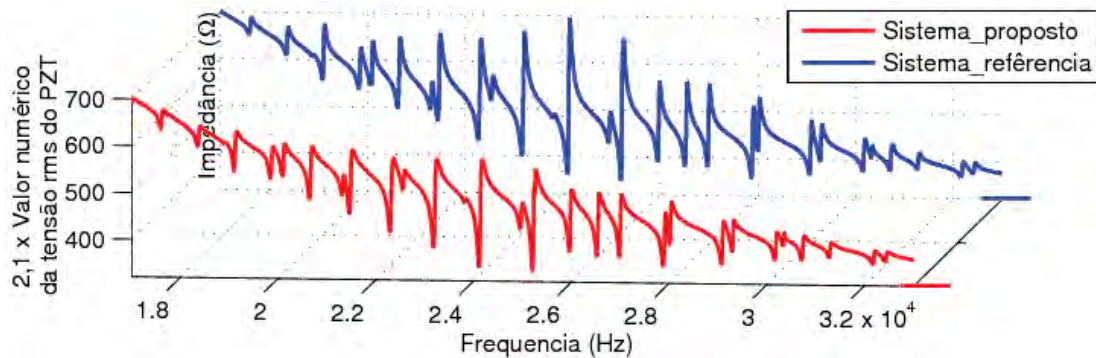
Levando em conta que a comparação da variação de duas grandezas distintas pode ser complexa, a análise é feita de duas formas: qualitativa e quantitativa.

O software MATLAB® foi utilizado para elaborar os gráficos das figuras e para calcular os índices de falha métrica RMSD e CCDM apresentados nas seções seguintes.

6.3.1 Análise qualitativa

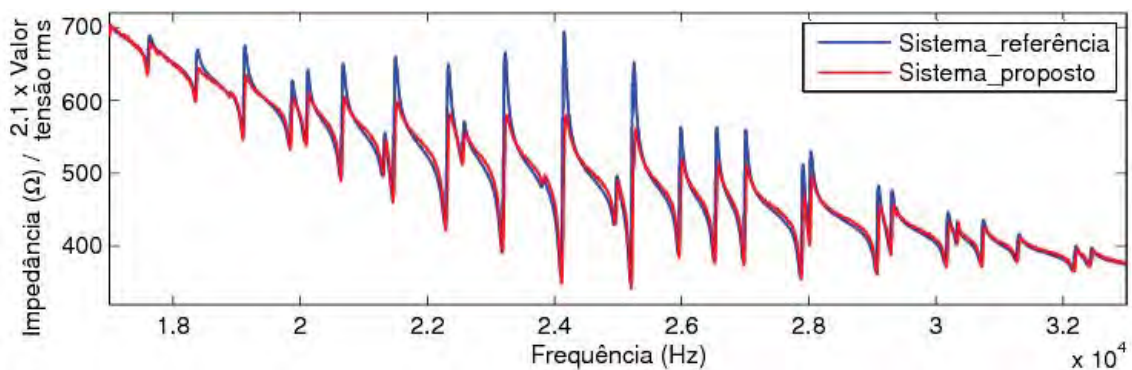
Nessa análise são considerados somente os dois casos mais representativos: estrutura sem dano (*baseline*) e estrutura apresentando o maior dano simulado (30 cm do transdutor).

Figura 42 – Respostas do PZT para *baseline*: Impedância / Tensão *rms*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 43 – Respostas do PZT para *baseline*: Impedância / Tensão *rms*.

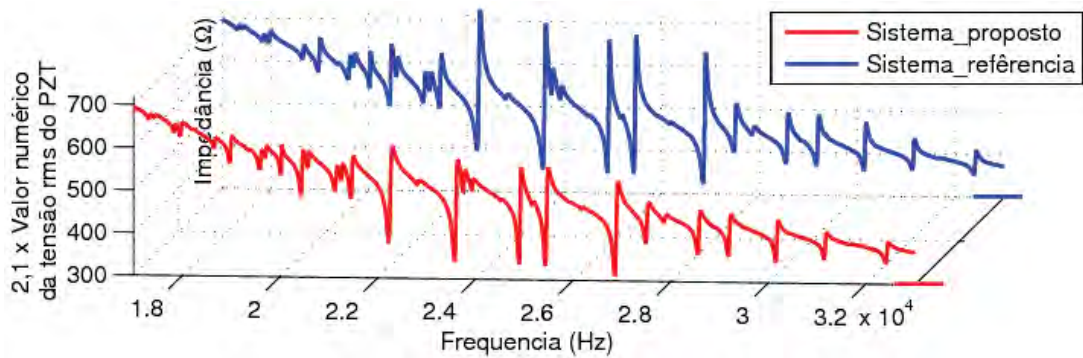


Fonte: Dados do próprio autor.

Nas Figuras 42 e 43, apresentam-se os gráficos comparativos das respostas de ambos os sistemas para a estrutura sem dano. Visando facilitar uma comparação gráfica e visual entre o módulo da impedância elétrica obtida com o sistema de referência e o valor numérico da tensão *rms* obtida na saída do PZT com o sistema proposto, a curva de saída do PZT foi multiplicada por 2,1.

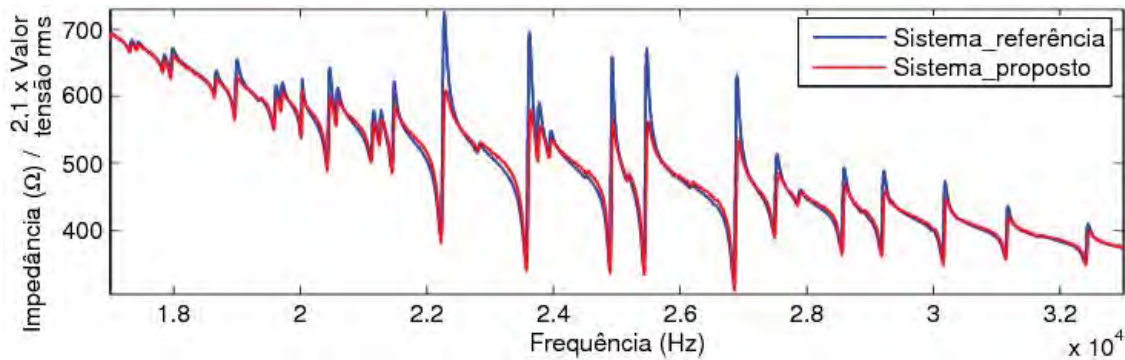
Nas Figuras 44 e 45, apresentam-se os gráficos comparativos das respostas de ambos os sistemas para a estrutura com dano a 30 cm do transdutor.

Figura 44 – Respostas do PZT com dano a 30 cm do transdutor: Impedância / Tensão *rms*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 45 – Respostas do PZT com dano a 30 cm do transdutor: Impedância / Tensão *rms*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Analisando os resultados experimentais apresentados nas Figuras 42 – 45, pode-se verificar que:

- As variações da tensão *rms* mostram tendências semelhantes às variações do módulo da EMI e, portanto, a nova abordagem é sensível à presença de danos estruturais;
- O sistema proposto permite registrar assinaturas das mudanças nas características dinâmicas da estrutura com elevada sensibilidade, precisão e estabilidade, sendo, portanto, útil para o desenvolvimento de sistemas de SHM no estágio de detecção de falhas;
- Nas figuras apresentadas, os valores de pico das assinaturas de tensão *rms* e módulo da impedância não atingem o mesmo nível porque entre esses parâmetros não existe uma relação de proporcionalidade linear.

6.3.2 Análise quantitativa

Para uma análise quantitativa, nas Tabelas 8 e 9 apresentam-se os índices de falha métrica RMSD e CCDM para os casos da estrutura sem dano e estrutura apresentando os danos simulados. Os índices foram calculados através das equações (4) e (5), respectivamente.

Tabela 8 – Índices RMSD para a estrutura com várias condições de dano

Distância da Falha	Sistema proposto		Sistema de referência	
L (cm)	RMSD simples	RMSD normalizado	RMSD simples	RMSD normalizado
Baseline*	8,04	1	6,40	1
10	204,32	25,41	397,71	62,14
20	200,62	24,95	367,96	57,49
30	229,30	28,52	394,96	61,71
40	151,74	18,87	314,07	49,07

*Índice calculado entre duas medidas com a barra sem dano

Fonte: Dados do próprio autor.

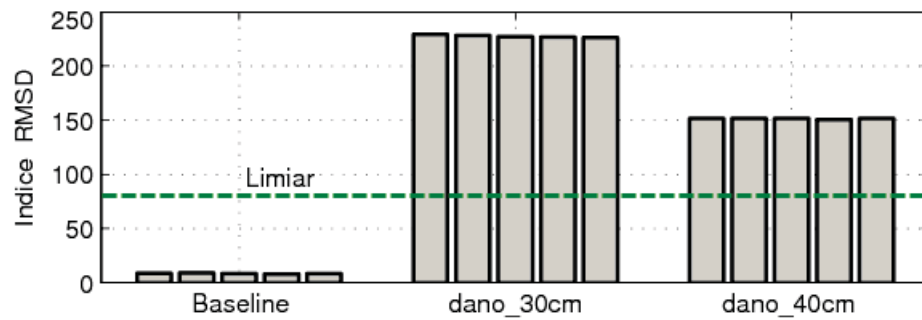
Tabela 9 – Índices CCDM para a estrutura com várias condições de dano

Distância da Falha	Sistema proposto		Sistema de referência	
L (cm)	CCDM simples	CCDM normalizado	CCDM simples	CCDM normalizado
Baseline*	1,50E-04	1	2,395E-06	1
10	0,099500	664,99	0,0093417	3900,5
20	0,088779	593,33	0,0072710	3035,91
30	0,111999	748,52	0,0084684	3535,87
40	0,062793	419,66	0,0066251	2766,22

Fonte: Dados do próprio autor.

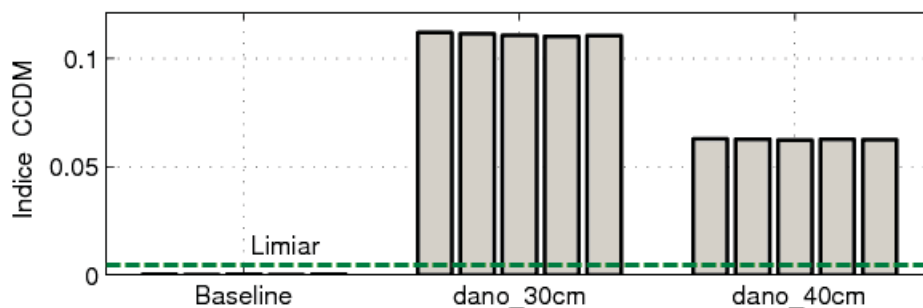
Nas Figuras 46 e 47, apresentam-se gráficos comparativos da repetitividade no tempo dos índices de falha métrica obtidos em condições similares para cada um dos casos de dano: maior impacto (L = 30 cm) e menor impacto (L = 40 cm) em relação à condição de *baseline*.

Figura 46 – Repetitividade no tempo dos índices RMSD.



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 47 – Repetitividade no tempo dos índices CCDM.



Fonte: Dados do próprio autor.

Analisando os índices de falha métrica RMSD e CCDM, obtidos através do sistema proposto e apresentados nas tabelas e figuras, pode-se notar que:

- Na Tabela 8, os valores dos índices RMSD para os casos de dano de maior impacto (229,30) e de menor impacto (151,74) são, respectivamente, 28,52 e 18,87 vezes maior do que o valor obtido na condição sem dano (8,04). Portanto, o sistema apresenta uma boa sensibilidade na detecção de falha;
- Na Tabela 9, os valores dos índices CCDM para os casos de dano de maior impacto (0,111999) e de menor impacto (0,062793) são, respectivamente, 748,52 e 419,66 vezes maior do que o valor obtido na condição sem dano (1,50E-04). Neste caso, a sensibilidade do sistema é maior do que a obtida para o índice RMSD apresentada anteriormente;
- Nas Figuras 46 e 47, os índices RMSD e CCDM obtidos para cada estado da estrutura apresentam apenas pequenas variações em seus valores, considerando que foram obtidos em intervalos de tempo diferentes. Portanto, para condições similares, o sistema de medição proposto é estável no tempo.

- Com base nas Figuras 46 e 47 e nas observações anteriores, pode-se concluir que é possível estabelecer um limiar que permita garantir a identificação de dano em uma estrutura e que o índice de falha CCDM pode ser considerado mais sensível para detecção de dano. É importante ressaltar, no entanto, que o valor do limiar dependerá da natureza da estrutura e da intensidade do dano a ser detectado.
- Pelo fato da impedância obtida pelo sistema de referência apresentar maiores picos ante a presença de dano, as diferenças relativas das assinaturas comparadas podem ser maiores. Portanto, os índices de falha serão maiores como os mostrados nas Tabelas 8 e 9.

6.4 Resultados experimentais para outras faixas e resoluções de frequência

Usando o sistema proposto, realizaram-se diversos testes considerando faixas e passos de frequência diferentes. Assim, nas Tabelas 10 – 12 são apresentados os índices de falha métrica dos resultados experimentais obtidos para as condições de dano listadas a seguir.

- a) Para a faixa de frequência de 0.512–40 kHz com um passo de frequência de 16 Hz.

Tabela 10 – Índices de dano para a faixa de frequência de 0.512 – 40 kHz.

Distância da Falha L (cm)	RMSD simples	RMSD normalizado	CCDM simples	CCDM normalizado
Baseline*	19,96	1	3,98E-4	1
10	75,58	3,79	3,67E-3	9,21
20	66,32	3,32	3,10E-3	7,77
30	59,98	3,01	2,65E-3	6,66
40	52,44	2,63	2,2E-3	5,52

*Índice calculado entre duas medidas com a barra sem dano

Fonte: Dados do próprio autor.

- b) Para a faixa de frequência de 3 – 35,6 kHz com um passo de frequência de 8 Hz.

Tabela 11 – Índices de dano para a faixa de frequência de 3 – 35,6 kHz

Distância da Falha L (cm)	RMSD simples	RMSD normalizado	CCDM simples	CCDM normalizado
Baseline*	22,17	1	1,53E-4	1
10	122,11	5,51	6,03E-3	39,29
20	125,96	5,68	6,12E-3	39,92
30	127,77	5,76	6,23E-3	40,61
40	110,79	4,99	4,98E-3	32,50

Fonte: Dados do próprio autor.

c) Para a faixa de frequência de 14 – 30 kHz com um passo de frequência de 4 Hz.

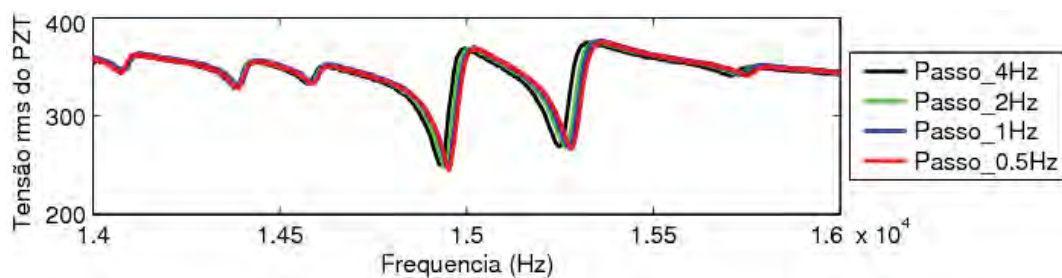
Tabela 12 – Índices de dano para a faixa de frequência de 14 – 30 kHz

Distância da Falha L (cm)	RMSD simples	RMSD normalizado	CCDM simples	CCDM normalizado
Baseline*	16,62	1	0,0359E-2	1
10	208,72	12,56	0,076459	212,66
20	217,58	13,09	0,073896	205,53
30	234,90	14,13	0,088538	246,26
40	172,01	10,35	0,051022	141,91

Fonte: Dados do próprio autor.

Mostram-se no gráfico da Figura 48 os resultados obtidos utilizando passos de frequência diferentes na faixa de frequências de 14 – 30 kHz.

Figura 48 – Respostas do PZT para passos de frequência diferentes.



Fonte: Dados do próprio autor.

Com base nos resultados mostrados, foram verificadas as seguintes características para o sistema proposto:

- Para frequências superiores a 3 kHz, o sistema consegue obter uma boa média da tensão *rms* fornecida pelo transdutor de PZT, conseguindo alta sensibilidade para detectar danos incipientes, pois para altas frequências o comprimento de onda da excitação é suficientemente sensível para detectar pequenas mudanças na integridade estrutural (PEAIRS; PARK; INMAN, 2002; ZAGRAI; GIURGIUTIU, 2009).
- Da Figura 48, pode-se observar que um passo de frequência de 4 Hz pode ser suficiente para obter ótimos resultados.

- Das Tabelas 10 e 11, pode-se afirmar que usando passos de frequência de 8 Hz ou superiores, perde-se precisão na detecção de danos em algumas frequências de ressonância;
- Devido a uma limitação de hardware, o sistema proposto foi testado na faixa de frequências a partir de 3 kHz até 50 kHz, apresentando alta precisão e estabilidade;
- Se for utilizado um filtro passa-baixas de qualidade e com uma frequência de corte mais elevada, o sistema proposto poderá realizar medições na faixa de frequência de até 250 kHz, expandindo o âmbito de aplicações para um sistema de SHM.

Embora o sistema usado como referência apresente elevada sensibilidade, precisão e estabilidade, seu desempenho, no entanto, depende da rapidez e precisão de um dispositivo DAQ cujo custo excede alguns milhares de dólares, além de exigir um computador executando uma aplicação baseada na plataforma LabVIEW. Além disso, a aquisição de dados depende da taxa de amostragem que deve ser superior ao dobro da maior frequência usada para o monitoramento e é necessário armazenar uma alta quantidade de amostras para cada medição de impedância elétrica.

Capítulo 7: Conclusões

7.1 Considerações finais

O objetivo deste trabalho foi desenvolver uma nova abordagem e implementar um sistema portátil, autônomo e de baixo custo para detecção de falhas em estruturas mecânicas, partindo do princípio dos sistemas de SHM baseados na técnica da EMI. Embora muitos estudos apontem que a técnica da impedância seja eficiente e confiável, não é preciso conhecer o valor exato da impedância eletromecânica da estrutura para monitorar sua integridade.

Assim, neste trabalho apresentou-se uma nova abordagem para detectar falhas em estruturas mediante a obtenção e análise das tensões de resposta de um transdutor de PZT. A validade e eficácia da nova abordagem foram comprovadas através de simulações e experimentos. Os resultados experimentais obtidos para o sistema proposto confirmam que:

- Para cada uma das frequências do sinal de excitação, as medições da tensão *rms* nos terminais do transdutor de PZT são sensíveis ao estado da estrutura, cujas assinaturas, que representam as condições de sua integridade, apresentam tendências semelhantes às variações da EMI. Portanto, o método proposto pode ser usado em sistemas de SHM;
- As variações na condição da estrutura são avaliadas utilizando os típicos índices de falha métrica RMSD e CCDM, através dos quais é possível definir, de forma simples, um limiar para classificar a estrutura como íntegra ou danificada;
- O sistema proposto apresenta elevada estabilidade e precisão usando passos de frequência de até 4 Hz. Devido a uma limitação de hardware, o sistema foi avaliado em frequências abaixo de 50 kHz, obtendo-se bons resultados para a faixa de frequência de 3 kHz até 50 kHz. No entanto, deve-se notar que a faixa de frequência correta depende das características específicas de cada estrutura e do tipo de dano que se deseja detectar.

O método proposto é simples e eficiente, baseando-se apenas nas variações da tensão *rms* do transdutor, como analisado no Capítulo 3. Levando em conta seus excelentes resultados, pode-se considerar a nova proposta promissora para substituir com eficiência e a

um custo mais baixo outros sistemas de SHM baseados na EMI, destacando as seguintes vantagens:

- A nova metodologia não realiza medições de impedância para detectar falhas em estruturas e, portanto, dispensa a necessidade de usar os analisadores de impedância comerciais de custo elevado;
- O sistema não depende da taxa de amostragem de um conversor analógico-digital e não precisa de dispositivos ou algoritmos de sincronismo da entrada com a saída, dispensando, portanto, o uso de dispositivos DAQ e/ou das plataformas de controle de custo elevado como o LabVIEW;
- Não há a necessidade de processar informação no domínio da frequência e, portanto, não utiliza algoritmos da transformada de Fourier nem DSP ou computador digital para processamento;
- Não precisa armazenar dados do sinal de excitação e, portanto, a capacidade de memória exigida para armazenamento de dados é muito menor;
- Pode ser desenvolvido usando componentes eletrônicos de baixo custo;
- A montagem e operação do sistema são simples.

Portanto, o sistema proposto pode representar uma importante mudança no padrão de SHM baseado na EMI, principalmente na fase de detecção de falhas.

7.2 Trabalhos futuros

Como sugestões para trabalhos futuros, os seguintes tópicos podem ser explorados: (a) avaliação da metodologia proposta em frequências acima de 50 kHz; (b) desenvolvimento de um sistema de SHM compacto e remoto; (c) desenvolvimento de um sistema integrado de medição de impedância elétrica; (d) análise do efeito piroelétrico; (e) desenvolvimento de um sistema de SHM integrado usando técnicas de *power harvesting*.

Considerando que o filtro passa-baixas é utilizado para suavizar o sinal gerado pelo DDS, além de servir como filtro *anti-aliasing*, estima-se que o sistema proposto usando apenas um filtro com uma frequência de corte mais elevada pode ser utilizado para aplicações em SHM que exijam frequências mais altas de até 250 kHz. No entanto, para frequências mais elevadas, deve ser considerado um CAD com pelo menos 12 bits.

O sistema proposto pode ser equipado com transceptores de rádio frequência de baixo consumo para transmitir os dados. Neste caso, os parâmetros da varredura seriam controlados

remotamente e, portanto, dispensaria a necessidade de usar os periféricos de interface. O sistema ficaria mais compacto, permitindo o desenvolvimento de um sistema de SHM em tempo real baseado em uma rede de sensores remotos.

Analisando-se no domínio do tempo os sinais de excitação e resposta do transdutor de PZT, é possível obter o módulo da impedância elétrica do PZT. Assim, modificando apenas o circuito de medição do sistema proposto, pode-se atingir esse objetivo e desenvolver um analisador de impedância generalizado para realizar medições de impedância eletromecânica de estruturas e componentes em geral, como resistores e capacitores.

Embora seja seguro desprezar o efeito do campo magnético, os materiais piezelétricos também são consideravelmente piroelétricos, isto é, a distribuição das cargas elétricas nesses materiais depende não só da deformação mecânica, mas também da temperatura. No desenvolvimento deste trabalho, os efeitos térmicos e magnéticos não foram considerados na análise das repostas dos transdutores de PZT. Portanto, uma investigação sobre a influência desses efeitos na detecção de danos estruturais e das medidas para sua compensação ainda é desejável.

Finalmente, para que o sistema proposto possa ter total autonomia, uma alternativa é implementá-lo utilizando técnicas de *power harvesting*, que é também possível através da utilização de transdutores piezelétricos.

Referências

ANALOG DEVICES. **A technical tutorial on digital signal synthesis**. Norwood: Analog Devices, 1999. 122 p. Disponível em: <www.analog.com/static/imported-files/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf>. Acesso em: 13 out. 2010.

ANALOG DEVICES. **Programmable frequency scan waveform generator**. Norwood: Analog Devices, 2006. 28 p. Disponível em: <www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5932.pdf>. Acesso em: 01 mar. 2011.

BANKS, H. T.; SMITH, R. C.; WANG, Y. **Smart materials structures: modeling, estimation and control**. Chichester: John Wiley & Sons, 1996. 304 p.

BAPTISTA, F. G. **Uma contribuição aos sistemas de monitoramento de integridade estrutural baseados na impedância eletromecânica**. 08 jan. 2010. 91 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2010.

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.; INMAN, D. J. Influence of excitation signal on impedance-based structural health monitoring. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 21, n. 14, p. 1409-1416, 2010. Disponível em: <<http://jim.sagepub.com/content/21/14/1409>>. Acesso em: 15 jun. 2011.

BHALLA, S.; KIONG SOH, C. Structural impedance based damage diagnosis by piezo-transducers. **Earthquake Engineering and Structural Dynamics Journal**, New York, v. 32, n. 12, p. 1897-1916, 2003. Disponível em: <<http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/eqe.307/abstract>>. Acesso em: 12 jan. 2011.

BHALLA, S.; KIONG SOH, C. Electromechanical impedance modeling for adhesively bonded piezo-transducers. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 15, n. 12, p. 955-972, 2004a. Disponível em: <<http://jim.sagepub.com/content/15/12/955>>. Acesso em: 11 jan. 2011.

BHALLA, S.; KIONG SOH, C. High frequency piezoelectric signatures for diagnosis of seismic/blast induced structural damages. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 37, n. 1, p. 23-33, 2004b. Disponível em: <www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0963869503000963>. Acesso em: 12 jan. 2011.

BHALLA, S.; KIONG SOH, C. Structural health monitoring by piezo-impedance transducers. I: modeling. **Journal of Aerospace Engineering**, New York, v. 17, n. 4, p. 154-165, 2004c. Disponível em: <http://ascelibrary.org/aso/resource/1/jaeeez/v17/i4/p154_s1>. Acesso em: 15 jan. 2011.

CADY, W. G. **Piezoelectricity**: an introduction to the theory and applications of electromechanical phenomena in crystals. New York: McGraw-Hill, 1946. 806 p.

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

CHAUDHRY, Z. et al. Local-area health monitoring of aircraft via piezoelectric actuator/sensor patches. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SMART STRUCTURES AND MATERIALS 1995: SMART STRUCTURES AND INTEGRATED SYSTEMS, 1995, San Diego. **Proceedings...** San Diego: SPIE, 1995. v. 2443.

CHAUDHRY, Z. et al. Monitoring the integrity of composite patch structural repair via piezoelectric actuators/sensors. In: AIAA/ ASME/ASCE/AHS/ASC SDM CONFERENCE, 36., 1995, New Orleans. **Proceedings...** New Orleans: SDM, 1995. v. 4, p. 2243–2248.

FRANCO, S. **Design with operational amplifiers and analog integrated circuits**. 3. ed. New York: McGraw-Hill, 2002. 658 p.

GALLEGO-JUÁREZ, J. A. Piezoelectric ceramics and ultrasonic transducers. **Journal of Physics E: Scientific Instruments**, London, v. 22, n. 10, p. 804-816, 1989. Disponível em: <<http://iopscience.iop.org/0022-3735/22/10/001>>. Acesso em: 11 dez. 2010.

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.

GIURGIUTIU, V.; ZAGRAI, A. N. Characterization of piezoelectric wafer active sensors. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 11, n. 12, p. 959-976, 2000. Disponível em: <<http://jim.sagepub.com/content/11/12/959>>. Acesso em: 18 jan. 2011.

GIURGIUTIU, V.; ZAGRAI, A. N. Embedded self-sensing piezoelectric active sensors for on-line structural identification. **Journal of Vibration and Acoustics**, New York, v. 124, n. 1, p. 116-125, 2002. Disponível em: <www.me.sc.edu/Research/lamss/pdf/JOURNALS/27_JVA_V124_N1_2002.pdf>. Acesso em: 18 jan. 2011.

GIURGIUTIU, V.; ZAGRAI, A. N.; BAO, J. J. Piezoelectric wafer embedded active sensor for aging aircraft structural health monitoring. **Structural Health Monitoring**, Thousand Oaks, v. 1, n. 1, p. 41–62, 2002. Disponível em: <<http://shm.sagepub.com/content/1/1/41>>. Acesso em: 19 jan. 2011.

GIURGIUTIU, V. et al. Active sensors for health monitoring of aging aerospace structures. **International Journal of the Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management**, Birmingham, v. 6, n. 1, p. 3-21, 2003.

HAYT, W. H.; KEMMERLY, J.; DURBIN, S. M. **Análisis de circuitos en ingeniería**. 7. ed. México: McGraw-Hill, 2007. 856 p.

INMAN, D. J. et al. **Damage prognosis**: for aerospace, civil and mechanical systems. Chichester: John Wiley & Sons, 2005. 470 p.

KALIAPPAN, J.; SIVAKUMAR, S. M. Piezoceramic materials: phenomena and modeling. In: BOLLER, C.; CHANG, F.-K.; FUJINO, Y. (Ed.). **Encyclopedia of Structural Health Monitoring**. Chichester: John Wiley & Sons, 2009. cap. 40, p. 1-15.

KESSLER, S. S. et al. Damage detection in composite materials using frequency response methods. **Composites Part B: Engineering**, Oxford, v. 33, n. 1, p. 87-95, 2002.

KIM, J. et al. 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, p. 65290O.

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 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. et al. External disturbance effect in damage detection using electrical impedance. In: **INTERNATIONAL MODAL ANALYSIS CONFERENCE**, 26., 2008, Orlando. **Proceedings...** Orlando: SEM, 2008. (Artigo, 286).

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

MICROCHIP TECHNOLOGY. **EEPROM 25LC1024**. Chandler - Arizona: Microchip Technology, 2003. 28 p. Disponível em: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22064D.pdf>>. Acesso em: 10 abr. 2011.

MURTHY, M. B. R.; MURTY, V. S. A novel scheme for impedance measurement in laboratory using microprocessor. **International Journal of Engineering Studies**, New Delhi, v. 1, n. 4, p. 241-245, 2009.

NETO, R. M. F. et al. A low-cost electromechanical impedance-based SHM architecture for multiplexed piezoceramic actuators. **Structural Health Monitoring**, Thousand Oaks, v. 10, n. 4, p. 391-402, 2011. Disponível em: <<http://shm.sagepub.com/content/10/4/391>>. Acesso em: 10 ago. 2011.

NILSSON, J. W.; RIEDEL, S. A. **Electric circuits**. 9. ed. New Jersey: Prentice Hall, 2011. 816 p.

NOKES, 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.

PARK, G.; CUDNEY, H. H.; INMAN, D. J. Impedance-based health monitoring of civil structural components. **ASCE Journal of Infrastructure Systems**, New York, v. 6, n. 4, p. 153–160, 2000a. Disponível em:

<http://ascelibrary.org/iso/resource/1/jitse4/v6/i4/p153_s1>. Acesso em: 20 jan. 2011.

PARK, G.; CUDNEY, H. H.; INMAN, D. J. An integrated health monitoring technique using structural impedance sensors. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 11, n. 6, p. 448–455, 2000b. Disponível em:

<<http://jim.sagepub.com/content/11/6/448>>. Acesso em: 20 jan. 2011.

PARK, G.; CUDNEY, H. H.; INMAN, D. J. Feasibility of using impedance-based damage assessment for pipeline systems. **Earthquake Engineering and Structural Dynamics Journal**, New York, v. 30, n. 10, p. 1463–1474, 2001. Disponível em:

<<http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/eqe.72/pdf>>. Acesso em: 20 jan. 2011.

PARK, G.; FARRAR, C. R. Piezoelectric impedance methods for damage detection and sensor validation. In: BOLLER, C.; CHANG, F.-K.; FUJINO, Y. (Ed.). **Encyclopedia of Structural Health Monitoring**. Chichester: John Wiley & Sons, 2009. cap. 18, p. 1-14.

PARK, G. et al. Impedance-based structural health monitoring for temperature varying applications. **JSME International Journal, Series A**, Tokio, v. 42, n. 2, p. 249–258, 1999.

PARK, G. et al. Overview of piezoelectric impedancebased health monitoring and path forward. **The Shock and Vibration Digest**, Thousands Oaks, v. 35, n. 6, p. 451-463, 2003.

PARK, S. et al. Multiple crack detection of concrete structures using impedance based structural health monitoring techniques. **Experimental Mechanics**, Brookfield, CT, USA, v. 46, n. 5, p. 609–618, 2006. Disponível em:

<www.springerlink.com/content/t5681058186m2118/fulltext.pdf>. Acesso em: 02 fev. 2011.

PARK, S. et al. MFC-based structural health monitoring using a miniaturized impedance measuring chip for corrosion detection. **Research in Nondestructive Evaluation**, New York, v. 18, n. 2, p. 139–150, 2007. Disponível em:

<www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/09349840701279937>. Acesso em: 03 fev. 2011.

PARK, S. et al. 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. et al. Health monitoring of steel structures using impedance of thickness modes at PZT patches. **Smart Structures and Systems**, Daejeon - Korea, v. 1, n. 4, p. 339–353, 2005. Disponível em:

<<http://koasas.kaist.ac.kr/bitstream/10203/12039/1/Health%20monitoring%20of%20steel%20structures%20using%20impedance%20of%20thickness%20modes%20at%20PZT%20patches.pdf>>. Acesso em: 05 fev. 2011.

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

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.

RADIL, T.; RAMOS, P. M.; SERRA, A. C. Impedance measurement with sine-fitting algorithms implemented in a DSP portable device. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, New York, v. 57, n. 1, p. 197-204, 2008.

RISTIC, V. M. **Principles of acoustic devices**. New York: John Wiley & Sons, 1983. 359 p.

RYTTER, A. **Vibration based inspection of civil engineering structures**. 1993. 193 f. Thesis (Philosophical Doctor) - Dep. of Building Technology and Structural Engineering, Aalborg University, Denmark, 1993.

SOH, C. K. et al. Performance of smart piezoceramic patches in health monitoring of a RC bridge. **Smart Materials and Structures**, New York, v. 9, n. 4, p. 533-542, 2000. Disponível em: <<http://iopscience.iop.org/0964-1726/9/4/317>>. Acesso em: 16 dez. 2010.

SOHN, H. et al. **A review of structural health monitoring literature: 1996-2001**. Los Alamos: Los Alamos National Laboratory Report, 2004. (LA-13976-MS). Disponível em: <<http://institute.lanl.gov/>>. Acesso em: 13 jun. 2011. Report.

STASZEWSKI, W. J.; WORDEN, K. Signal processing for damage detection. In: BOLLER, C.; CHANG, F.-K.; FUJINO, Y. (Ed.). **Encyclopedia of Structural Health Monitoring**. Chichester: John Wiley & Sons, 2009. cap. 21, p. 1-7.

SUN, F. P. et al. Truss structure integrity identification using PZT sensor actuator. **Journal of Intelligent Material Systems and Structures**, Lancaster, v. 6, n. 1, p. 134-139, 1995.

VIEIRA FILHO, J. et al. Time-domain electromechanical impedance for structural health monitoring. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON STRUCTURAL DYNAMICS, 8., 2011, Leuven. **Proceedings...** Leuven: Eurodyn, 2011. p. 2043-2046.

VIEIRA FILHO, J.; BAPTISTA, F. G.; INMAN, D. J. Time-domain analysis of piezoelectric impedance-based structural health monitoring using multilevel wavelet decomposition. **Mechanical Systems and Signal Processing**, London, v. 25, n. 5, p. 1550-1558, 2011. Disponível em: <www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0888327010004279>. Acesso em: 04 jun. 2011.

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.

ZAGRAI, A. N.; GIURGIUTIU, V. Electromechanical impedance modeling. In: BOLLER, C.; CHANG, F.-K.; FUJINO, Y. (Ed.). **Encyclopedia of Structural Health Monitoring**. Chichester: John Wiley & Sons, 2009. cap. 5, p. 1-19.

ZHANG, Q. M.; ZHAO, J. Electromechanical properties of lead zirconate titanate piezoceramics under the influence of mechanical stresses. **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, New York, v. 46, n. 6, p. 1518-1526, 1999.