



RODRIGO LUIZ XIMENES

**SISTEMA PARA MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA
ELÉTRICA EM TRANSDUTORES
PIEZELÉTRICOS**

LIMEIRA

2015



**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE TECNOLOGIA**

RODRIGO LUIZ XIMENES

**SISTEMA PARA MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA ELÉTRICA EM
TRANSDUTORES PIEZELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação da Faculdade de Tecnologia da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Tecnologia, área de concentração em Tecnologia e Inovação.

Supervisor/*Orientador*: Prof. Dr. Francisco José Arnold

Co-supervisor/*Co-orientador*: Prof. Dr. Rangel Arthur

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE À VERSÃO FINAL
DA DISSERTAÇÃO DEFENDIDA PELO ALUNO
RODRIGO LUIZ XIMENES E ORIENTADA PELO
PROF. DR. FRANCISCO JOSÉ ARNOLD

LIMEIRA

2015

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Faculdade de Tecnologia
Felipe de Souza Bueno - CRB 8/8577

X41s Ximenes, Rodrigo Luiz, 1981-
Sistema para medição de impedância elétrica em transdutores piezelétricos /
Rodrigo Luiz Ximenes. – Limeira, SP : [s.n.], 2015.

Orientador: Francisco José Arnold.

Coorientador: Rangel Arthur.

Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de
Tecnologia.

1. LabVIEW. 2. Microcontroladores. 3. Impedância (Eletricidade). 4.
Transdutores piezoelétricos. I. Arnold, Francisco José, 1965-. II. Arthur,
Rangel, 1977-. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Tecnologia.
IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: System for measuring electrical impedance in piezoelectric
transducers

Palavras-chave em inglês:

LabVIEW

Microcontrollers

Impedance (Electricity)

Piezoelectric transducers

Área de concentração: Tecnologia e Inovação

Titulação: Mestre em Tecnologia

Banca examinadora:

Francisco José Arnold [Orientador]

Vicente Idalberto Becerra Sablón

Edson Luiz Ursini

Data de defesa: 20-02-2015

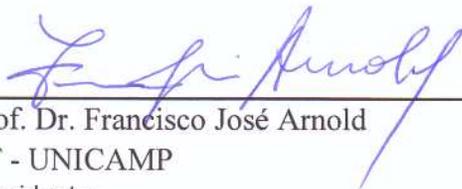
Programa de Pós-Graduação: Tecnologia

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM TECNOLOGIA
ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: TECNOLOGIA E INOVAÇÃO

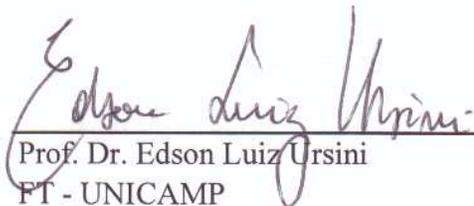
**SISTEMA PARA MEDIÇÃO DE IMPEDÂNCIA ELÉTRICA EM TRANSDUTORES
PIEZELÉTRICOS**

Rodrigo Luiz Ximenes

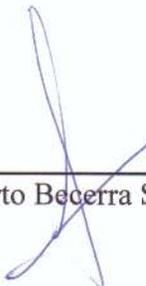
A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Dissertação:



Prof. Dr. Francisco José Arnold
FT - UNICAMP
Presidente



Prof. Dr. Edson Luiz Ursini
FT - UNICAMP



Prof. Dr. Vicente Idalberto Becerra Sablón
UNIMEP

Deus minha fonte de energia;

*À minha esposa Talía, mãe da minha querida filha Milena,
as quais terão meu amor eterno.*

*Ao meu pai Luiz Carlos Ximenes e mãe Oliva Maria Bell Ximenes,
Meu pai exemplo de coragem, Minha mãe minha base.*

Agradecimentos

Deus, sempre ao meu lado principalmente nos momentos de fraqueza.

Agradeço minha esposa Talía, que me deu o maior presente e incentivo que um homem pode ter; Nossa filha Milena. Vocês duas serão sempre minha maior fonte de inspiração, pois as tenho em meu coração.

Agradeço ao meu orientador, Prof. Dr. Francisco Arnold, que não mediu esforços para o desenvolvimento deste trabalho, ao coorientador Prof. Dr. Rangel Arthur pela orientação, apoio e suporte.

Aos amigos de trabalho: Professores, Funcionários e Alunos, estes sempre estiveram em minha volta tornando um ambiente descontraído e prazeroso.

E por fim a Universidade Estadual de Campinas, desde 1998, tenho um relacionamento de carinho, respeito, dedicação profissional e estudantil.

*“Prezo insetos mais que aviões.
Prezo a velocidade das tartarugas mais que a dos mísseis.
Tenho em mim esse atraso de nascença.
Eu fui aparelhado para gostar de passarinhos.
Tenho abundância de ser feliz por isso.
Meu quintal é maior do que o mundo.”*

(Manoel de Barros)

Resumo

A medição da impedância elétrica em transdutores piezelétricos é um procedimento fundamental para a caracterização desses dispositivos. A larga variação do módulo da impedância elétrica ao longo da frequência representa uma dificuldade para a realização dessas medições. Neste trabalho é apresentado o protótipo de um medidor de impedâncias elétricas de transdutores de ultrassom utilizados em aplicações de potência elevada. O sistema opera baseado na captação dos valores de pico de tensão e corrente sob uma faixa de frequência de utilização dos transdutores. O protótipo é controlado por um microcontrolador que se comunica com um computador no qual um software, desenvolvido em LabView, armazena e mostra resultados numa interface. A validação do medidor de impedâncias foi feita pela comparação de resultados experimentais com os medidos por um analisador de impedâncias comercial. Os resultados mostram que o sistema proposto pode medir impedâncias entre 100Ω e $10 \text{ k}\Omega$, aproximadamente, numa faixa de frequências de até 43 kHz.

Palavras-chave: *LabVIEW, Microcontrolador, Impedância Elétrica, Transdutor Piezelétrico.*

Abstract

The measurement of electrical impedance of piezoelectric transducers is a fundamental procedure for the characterization of these devices. The large variation in the electrical impedance module over frequency is a difficulty to carry out these measurements. This dissertation presents the prototype of a meter electrical impedance of ultrasound transducers used in high power applications. The system operates based on the capture of peak voltage and current values of the transducers in a usage frequency band. The prototype is controlled by a microcontroller that communicates with a computer on which a software, developed in LabView, stores and displays the results in an user interface. The validation of the impedance meter was made by comparison with the experimental results measured by a commercial impedance analyzer. The results show that the proposed system can measure impedances between 10 Ω and 10 k Ω at frequencies up to 43 kHz.

Keywords: *LabVIEW, Microcontrollers, Impedance (Electricity), Piezoelectric transducers.*

Lista de Figuras

Figura 1- Circuito para determinação de impedância de um transdutor (T) usando um divisor resistivo.	2
Figura 2 - Sistema proposto por (Wang, et al., 2008).	3
Figura 3 - Transdutor piezelétrico do tipo sanduíche.....	8
Figura 4 - Gráfico com as frequências de ressonância e Antirressonância.	8
Figura 5 - Circuito equivalente de Van Dyke.....	9
Figura 6 – Diagrama de blocos do sistema automatizado de medição de impedância elétrica.	12
Figura 7 - Configuração do circuito integrado XR2206 para geração de sinais senoidais.....	13
Figura 8 - MAX5497 Maxim. Fonte: Datasheet Maxim.....	14
Figura 9 - Comunicação SPI.	15
Figura 10 - Transformador de corrente LEN.....	15
Figura 11 - Diagrama de Ligação do Transformador de Corrente.	16
Figura 12 - Amplificador de tensão e corrente do sinal fornecido pelo gerador de funções XR2206.	17
Figura 13 - Circuito do amplificador do sinal fornecido pelo amplificador de corrente.....	18
Figura 14 - Circuito do detector de pico.	19
Figura 15 – Circuito Enquadrador.....	20
Figura 16 - Microcontrolador PIC 18F4550.	21
Figura 17 - Interface visual do LabView com um exemplo de curva de impedância de um transdutor.	22
Figura 18 - Fluxo de execução do microcontrolador.	25
Figura 19 - Fluxo do Software LabView.	26
Figura 20 - Transdutor montado para aplicar água como carga.....	28
Figura 21 - Módulo da impedância em função da frequência de um transdutor ultrassônico de potência com ressonância de 25 kHz aproximadamente, fabricado pela UCE Ultrasonic Co. Ltda, China.....	30
Figura 22 - Módulo da impedância em função da frequência de um transdutor ultrassônico de potência com ressonância de 27 kHz aproximadamente, fabricado pela UCE Ultrasonic Co. Ltda, China.....	31
Figura 23 - Módulo da impedância em função da frequência de um transdutor ultrassônico de potência de 26 kHz fabricado pela ATCP - Engenharia Física – São Carlos – SP, Brasil.....	31
Figura 24 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 25kHz com cargas acústicas de água com volumes de 0ml e 5ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).	34

Lista de Siglas e Abreviaturas

PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
MC	<i>Microcontrolador</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
CAD	<i>Conversor Analógico Digital</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
BGA	<i>Ball Grid Array</i>
SCLK	<i>Serial Clock</i>
CS	<i>Chip Select</i>
DIN	<i>Serial Data Input</i>
DC	<i>Direct Current</i>
CCP	<i>Capture Compare PWM</i>

Sumário

Resumo	viii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras	x
Lista de Siglas e Abreviaturas	xi
1. Introdução.....	1
2. Transdutor Piezelétrico	7
3. Descrição do Sistema	11
3.1 Hardware.....	12
3.1.1 Gerador XR2206	12
3.1.2 Captação de Sinal LA25NPSP14	15
3.1.3 Amplificação 1	16
3.1.4 Amplificador 2.....	17
3.1.5 Detectores de Pico	18
3.1.6 Enquadrador.....	19
3.1.7 Microcontrolador e Programa de Interface Gráfica.....	20
3.2 Software	23
3.2.1 Programação Microcontrolador	23
3.2.2 Programação Labview	25
4. Metodologia dos Testes.....	27
5. Resultados e Discussões.....	30
6. Conclusão	40
Referências Bibliográficas.....	41
Anexo A.....	38
Anexo B.....	39

1. Introdução

Transdutores piezelétricos são utilizados em uma vasta gama de aplicações. A análise da curva de impedância desses transdutores permite inferir características fundamentais desses dispositivos e determinar parâmetros físicos. O conhecimento desses parâmetros físicos viabilizam o desenvolvimento de projetos com transdutores. Há basicamente duas formas de obter parâmetros físicos dos transdutores: por meio de circuitos equivalentes elétricos e por métodos numéricos. Com o uso de modelos simplificados que determinam a impedância elétrica de um dispositivo piezelétrico, em que se tem por base as medições das frequências de ressonância, antirressonância e a capacitância intrínseca do dispositivo, pode-se determinar um conjunto de parâmetros físicos de um ressonador piezelétrico ou seu circuito elétrico equivalente (ANSI/IEEE, 176, 1987). A curva do módulo da impedância em função da frequência é suficiente para se extrair todos os parâmetros necessários para o cálculo dos componentes do circuito elétrico equivalente.

Além da metodologia baseada em circuitos elétricos equivalentes, há também métodos numéricos onde dados experimentais provenientes da curva do módulo da impedância elétrica são ajustados os dados simulados de modelos matemáticos (Kwok et al., 1997; El Nachef et al., 1992; Sherrit et al., 1992; Pérez et al., 2010). A aplicação de qualquer um desses métodos passa pelo levantamento experimental de valores das impedâncias ou admitâncias dos dispositivos piezelétricos.

Sendo assim, é imprescindível que se disponha de um equipamento para a determinação experimental das impedâncias. A determinação experimental da impedância elétrica de dispositivos piezelétricos é feita com grande precisão por analisadores de impedância. Todavia, tomando como exemplo, o analisador de impedâncias da Hewlett-Packard (HP4294A), estes equipamentos são caros, volumosos e pesados, conseqüentemente, sua utilização em ambientes industriais em aplicações de monitoração de integridade estrutural (*Structural Health Monitoring* – SHM) e sobretudo, em laboratórios de ensino ou com poucos recursos acaba não sendo viável.

A forma de determinação mais simples e mais disseminada da impedância de qualquer dispositivo eletrônico emprega um divisor resistivo (Dally et al., 1984). A Figura 1 ilustra o

circuito base usado para aplicar esse método. Uma fonte de tensão com frequência ajustável é conectada ao transdutor (T), do qual se deseja determinar a impedância e a um resistor *shunt* (R_s) ligado em série. Com um osciloscópio pode-se medir a tensão aplicada V (canal CH1) e a tensão no *shunt* (canal CH2), proporcional a corrente no circuito. Com essas medições é possível determinar o módulo da impedância do dispositivo. Esse circuito simples de medição não permite uma varredura rápida da frequência uma vez que o ajuste no gerador e as medições e cálculos de impedância são feitos de forma manual. Além de dispor de equipamentos de medições com custos altos.

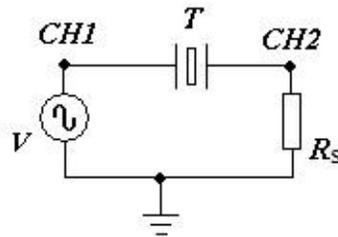


Figura 1- Circuito para determinação de impedância de um transdutor (T) usando um divisor resistivo.

A simplicidade de medição de (Dally et al., 1984) acabou sendo a uma forma de inspiração para demais projetos, os quais buscam desenvolver uma forma de leitura usando os dois sinais de captação, porém com mais recursos eletrônicos e ou computacionais para uma forma de operação automatizada. Doerner (Doerner et al., 2007), desenvolveu um sistema para medições de impedâncias de ressonadores piezelétricos em banda larga de frequências priorizando o processamento de sinais com FPGAs (*Field Programmable Gate Array*) e minimizando o uso de componentes analógicos. A técnica FPGA, acaba sendo uma forma interessante e rápida, porém ainda com um custo mais elevado. Neste trabalho buscou-se resultado com sistema microcontrolado e uma diferente técnica de captação e geração de sinais.

Peairs et al. (Peairs et al. 2002), apresentaram um método baseado em um divisor resistivo formado pelo dispositivo piezelétrico, com isso foi utilizado um resistor *shunt* e foi determinada a FFT (*Fast Fourier Transform*) da taxa entre as tensões de entrada e saída. A utilização de *shunts* de corrente com o transdutor acaba sendo um pouco limitada, uma vez que a impedância característica do transdutor varia abruptamente em valores que podem ser de dezenas de ohms até milhares de ohms. Usualmente o *shunt* deve possuir resistência interna reduzida, o que leva a

dificuldades na determinação da impedância elevadas, pois seriam necessários amplificadores de elevado ganho e grande imunidade a ruídos.

As técnicas foram se aprimorando e com isso foi possível aplicar outras variedades de elementos piezelétricos em variadas aplicações. A monitoração de integridade estrutural (*structural health monitoring – SHM*) é uma aplicação na área de engenharia em que sensores piezelétricos são fixados em estruturas de concreto e a partir de variações na assinatura elétrica da impedância, é possível detectar falhas. Encontram-se na literatura trabalhos voltados para determinação de impedância.

No trabalho de Wang (Wang, et al., 2008), se descreve uma técnica e se desenvolve um sistema onde a captação dos sinais são realizadas diretamente numa ponte H, pontos A e B conforme ilustra a Figura 2. Em um ramo da ponte é inserido o elemento piezelétrico em série com o resistor R_2 , no outro ramo, um potenciômetro digital R_D em série com o resistor R_1 . Com o controle do potenciômetro R_D é possível manter a ponte próxima do equilíbrio e saber os valores desta correção que são relacionados com a impedância momentânea do elemento piezelétrico. Assim, as grandes variações de impedância do elemento piezelétrico não são tão críticas, devido à correção no equilíbrio da ponte.

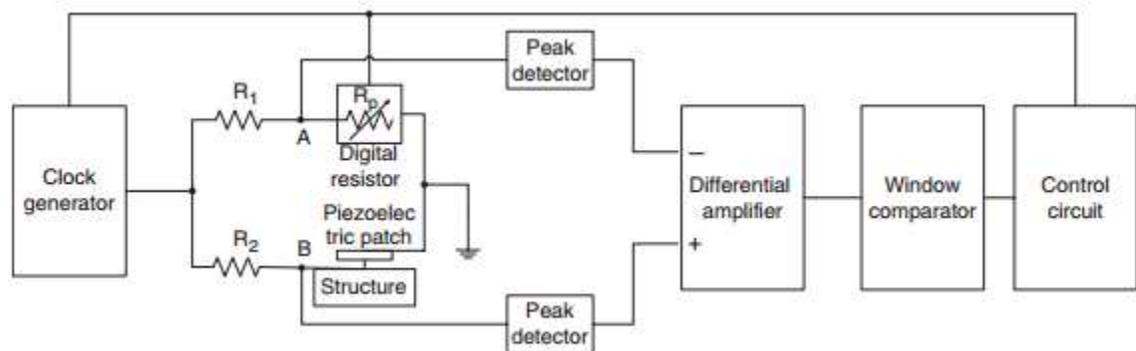


Figura 2 - Sistema proposto por (Wang, et al., 2008).

O sistema do (Wang, et al., 2008), faz a captação nos pontos A e B conforme Figura 2, estes sinais são do tipo alternado, portanto o autor faz o uso de detectores de pico, os quais transformam o sinal alternado em uma constante DC de potencial equivalente aos valores de pico. Esses sinais são aplicados em um amplificador diferencial. O sinal de saída do amplificador diferencial entra em um comparador do tipo janela, esse comparador impede que o sistema fique

oscilando em um comportamento intermitente. Por fim, um sistema de controle ajusta os valores do potenciômetro digital e controla o gerador de sinais.

No trabalho do Baptista (Baptista F. G., 2009) foi utilizada a técnica que faz uso de um *shunt* para medição da tensão que corresponde à corrente do transdutor. A grande dificuldade para essa técnica se deve aos valores dispersos da impedância que o transdutor pode apresentar com a variação da frequência, principalmente próximos da ressonância e Antirressonância. No caso de Baptista (Baptista F. G., 2009), em se tratando de um circuito em série, o sistema pode ser comparado com um circuito de divisor resistivo, onde se tem o *shunt* em série com o transdutor. O transdutor pode apresentar valores de impedância de dezenas de ohms até centenas de quiloohms. A resposta de tensão vinda do divisor pode apresentar valores muito dispersos de tensão devido a este comportamento do transdutor. Então é necessário fazer uma aquisição deste sinal analógico com maiores cuidados, para não saturar quando os valores forem altos e não ser interpretado quando os valores de tensão forem muito baixos. Para simplificar e resolver o problema, Baptista (Baptista F. G., 2009), faz o uso do DAQ USB-6211 da National Instruments, este equipamento faz a aquisição do sinal analógico e transfere os dados para um PC com interface USB. Para a geração do sinal, o autor aproveita o uso do aparelho DAQ USB-6211, que gera um sinal do tipo quadrado. Toda operação é programada pelo software gráfico LabView, também da fabricante National Instruments. Dessa forma os autores conseguem bons resultados em seu projeto, contribuindo bastante para trabalhos futuros.

O trabalho proposto nesta dissertação faz o uso do potenciômetro digital, porém em conjunto com o integrado XR2206, fabricado pela Exar. O potenciômetro digital é controlado por um microcontrolador através da comunicação SPI e seus valores de resistência definem os valores de frequência a serem gerados. A excitação do transdutor é vinda de uma etapa de amplificação, portanto o sistema acaba sendo aplicável para diferentes tipos de transdutores que necessitam de correntes mais elevadas.

Neste trabalho proposto não se utiliza equipamento comercial de aquisição de sinais, mas foram feitos circuitos que realizam a aquisição e ao invés de utilizar o *shunt* de corrente, foi utilizado um transformador de corrente (LA25NP-SP14, fabricado pela LEM). As principais características da captação de sinais utilizando o *shunt* comparando com o uso do transformador de corrente para essa aplicação podem ser descritas, da seguinte forma:

Shunt de Corrente: Para ser menos invasivo ao circuito é necessário um valor de resistência mais baixo possível, sendo assim, o circuito captador de sinais deve ser suficientemente sensível para captar este pequeno e ruidoso sinal, pois o sinal não terá poder de corrente. Além disso, a resistência em sua forma física desprende de calor e isso faz com que possam aparecer ruídos oriundos da dissipação térmica.

Transformador de Corrente: O modelo usado (LA25NP-SP14, fabricado pela LEM), apresenta exatidão de $\pm 0,5\%$, erro de linearidade menor que $0,2\%$, tempo de resposta menor que $1 \mu s$ e banda de frequência de operação que inicia do nível DC até 150 kHz , além das imunidades às interferências externas. Por se tratar de um transformador isolado, o uso do sinal no secundário não interfere no primário ligado ao transdutor, assim tem-se mais liberdade para trabalhar com o sinal captado.

No projeto deste trabalho também são geradas as frequências por instruções vindas do programa gráfico LabView. Porém, foi construído um circuito oscilador de onda senoidal com o uso do circuito integrado XR2206, fabricado pela Exar. Esse circuito oscilador é controlado pelo microcontrolador em conjunto com o LabView. A onda senoidal é mais indicada para analisar o transdutor, por se tratar de um sinal que não contém harmônicos.

Atualmente, no laboratório de eletrônica da Faculdade de Tecnologia da Unicamp está sendo desenvolvido um sistema para acionamento elétrico de transdutores piezelétricos de potência, que seja simples, portátil e robusto. Esse sistema é constituído por um circuito gerador de sinais, por um amplificador de potência e por uma malha que monitora informações elétricas do transdutor e corrige, quando necessário, as frequências de operação do mesmo. O primeiro estágio desse sistema tem a finalidade de identificar a frequência de operação que se deseja utilizar no transdutor. Dessa forma, é necessário incorporar ao sistema um medidor de impedâncias elétricas, que é o objeto deste trabalho. Esta dissertação corresponde a uma versão estendida do artigo publicado por (Arnold, et al., 2014).

Este trabalho visa apresentar o desenvolvimento de um protótipo de medidor do módulo das impedâncias elétricas para dispositivos piezelétricos na faixa de dezenas de kHz , de baixo custo e que forneça resultados com precisão satisfatória para permitir a identificação de uma frequência inicial de operação dos transdutores piezelétricos em um sistema de correção dinâmica de ressonância que encontra-se em desenvolvimento.

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: no capítulo 2 são apresentadas as características principais dos transdutores piezelétricos utilizados em aplicações de potência elevada. São esses transdutores, com suas características próprias de impedância, que são alvo do trabalho desenvolvido. No Capítulo 3 é descrito todo o desenvolvimento do protótipo construído. Esse capítulo está dividido em duas partes: hardware e software. A metodologia da calibração do protótipo e dos testes de validação do mesmo é apresentada no Capítulo 4. No Capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos e discutidas as limitações do protótipo desenvolvido. Finalmente, no Capítulo 6 se apresenta a conclusão e propostas de desdobramentos desse trabalho.

2. Transdutor Piezelétrico

Os transdutores piezelétricos (Van Randerat et al., 1974; Gallego-Juarez, 1989) são os elementos fundamentais da maioria dos sistemas ultrassônicos (Arnau, 2004). Esses transdutores podem ser utilizados na transformação de energia elétrica em vibrações mecânicas e também, em processos reversos, em que se convertem vibrações em energia elétrica. Estes transdutores encontram vasta gama de aplicações tecnológicas, sobretudo em equipamentos médicos, industriais e militares (Arnau, 2004).

Os transdutores piezelétricos são divididos em dois grupos distinguidos pelas frequências de operação e pelas potências envolvidas nos processos. O primeiro grupo comporta transdutores que operam com potências de até $1,0 \text{ W/cm}^2$ e frequências superiores a 1 MHz. Estes transdutores são usualmente empregados em testes não destrutivos e diagnóstico médico. O segundo grupo de transdutores opera com potências elevadas (superiores a $5,0 \text{ W/cm}^2$) e frequências da ordem de dezenas de kHz. A ação desses transdutores se volta para atuações mecânicas, químicas e térmicas e suas aplicações se concentram em ferramentas de corte, solda, aquecimento, acabamento, sonar, litotripsia, etc.

Os transdutores piezelétricos que fazem parte desse segundo grupo geralmente apresentam estrutura do tipo sanduíche sendo constituídos por cerâmicas piezelétricas e peças metálicas. Dependendo da aplicação a que se destinam, apresentam geometria, disposição e conformação apropriadas para a finalidade da aplicação. Na Figura 3 é apresentado um tipo comum de transdutor piezelétrico do tipo sanduíche. Esse transdutor é constituído por duas cerâmicas piezelétricas e elementos metálicos nas extremidades. Essas peças possuem formato anular e um furo central, um parafuso de aço realiza pré-tensionamento mecânico ao conjunto.



Figura 3 - Transdutor piezelétrico do tipo sanduíche.

Para desenvolver elevadas potências acústicas estes transdutores são acionados por pulsos elétricos (Blackburn e Cain, 2007) ou por tensões senoidais com frequências nas proximidades da ressonância do transdutor. Sob estas tensões os elementos metálicos do transdutor desenvolvem velocidades de vibração elevadas (Li et al, 2007).

Em sua grande parte, os transdutores apresentam um comportamento que varia ao longo da frequência, sua principal característica está nas proximidades das frequências de ressonância e antirressonância conforme ilustra a Figura 4. A ressonância ocorre onde se encontra o ponto mínimo da impedância $|Z_{\min}|$. A antirressonância ocorre no ponto de maior impedância $|Z_{\max}|$.

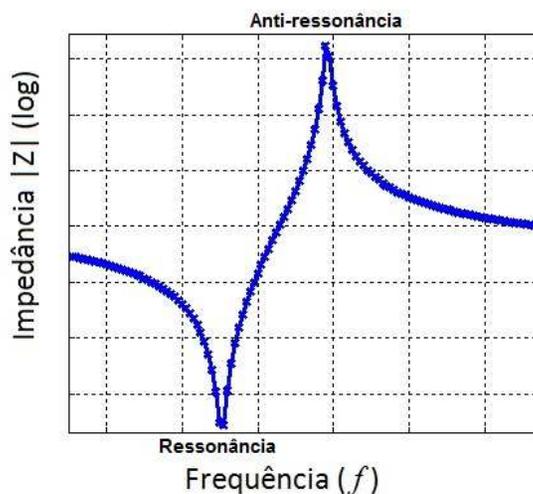


Figura 4 - Gráfico com as frequências de ressonância e Antirressonância.

O comportamento de fase do transdutor tem natureza capacitiva em frequências inferiores a ressonância e superiores a antirressonância. O comportamento indutivo nas frequências que ficam entre a ressonância e antirressonância. Em geral, esses transdutores são sintonizados em frequências onde prevalece o comportamento indutivo, pois normalmente se usam amplificadores de classe D, os quais não operam seguramente com cargas capacitivas (Kazimierczuk, 1991).

Os transdutores piezelétricos de elevado fator Q e que operam nas proximidades da ressonância são adequadamente descritos pelo circuito elétrico equivalente de Van Dyke. Esse circuito é mostrado na Figura 5. Nesse circuito, C0 corresponde a capacitância intrínseca do transdutor e o ramo composto por L1, C1 e R1 representam os efeitos inerciais, elásticos e friccionais de natureza mecânica do dispositivo.

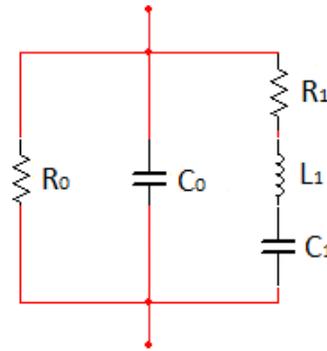


Figura 5 - Circuito equivalente de Van Dyke

Partindo-se desse circuito, se obtém a frequência de ressonância do transdutor a partir da satisfação da condição de ressonância do ramo mecânico (composto por L1, C1 e R1), que é dada pela Equação 1. A antirressonância é obtida pelos efeitos associados com a capacitância do ramo elétrico, C0. A frequência de antirressonância é dada pela Equação 2.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 C_1}} \quad (1)$$

$$f_a = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}}} \quad (2)$$

Usando-se as frequências de ressonância e antirressonância obtidos com as Equações 1 e 2, o valor mínimo da impedância e a medição da capacitância intrínseca do transdutor em frequências bem inferiores à primeira ressonância podem ser determinados todos os valores dos componentes do modelo elétrico de Van Dyke, conforme é mostrado em IEEE Standart 176/1987.

Os transdutores piezelétricos são passíveis de alterações comportamentais da impedância elétrica causados por fatores externos. As alterações de impedância em geral correspondem a deslocamentos de ressonância e variações nos valores do módulo e são causadas por efeitos da aplicação de cargas acústicas, variações no pré-tensionamento mecânico e aplicações de campos elétricos severos.

Arnold et al. e Shuyu apresentaram estudos sobre os efeitos da presença da carga acústica nos transdutores. Arnold e Mühlen, mostram que pré-tensionamentos mecânicos inferiores a 30 MPa não são adequados para a operação dos transdutores, pois nessa faixa os deslocamentos de ressonância são mais sensíveis.

Como os transdutores de potência usados em ultrassom apresentam fatores Q elevados, pequenas variações de ressonância implicam em variações consideráveis do módulo da impedância. Dessa forma, torna-se necessário o conhecimento da função de impedância para que eventuais correções de ressonância sejam promovidas por circuitos eletrônicos dinamicamente. A correção dinâmica da ressonância é primordial para que o rendimento de operação do transdutor se mantenha nas condições desejadas.

3. Descrição do Sistema

O sistema é descrito em dois subcapítulos, hardware e software. Os circuitos foram construídos, inicialmente, em uma matriz de contato para testes preliminares e posteriormente foi feita a construção das placas de circuito impresso. A programação do microcontrolador foi realizada utilizando linguagem C e o compilador CCS. Para a programação da interface gráfica foi utilizado o LabView.

Em linhas gerais, o protótipo foi concebido a partir da automatização de um hardware para captação de tensões e correntes em um transdutor sob uma dada faixa de frequências. Essa automatização é desempenhada por um sistema microcontrolado e por um software LabView da National Instruments.

O software LabView da National Instruments envia pela USB este valor, que nada mais é do que o valor do potenciômetro digital. O microcontrolador recebe o valor, o envia por SPI ao potenciômetro digital, que por sua vez, ajusta o valor de resistência, que faz com que o integrado XR2206 ajuste uma determinada frequência. Posteriormente, o microcontrolador envia um pulso que zera o circuito detector de pico, isso é necessário antes da leitura para eliminar tensões parasitas carregadas no capacitor. Após isso e com um tempo de 1 segundo, o microcontrolador realiza a leitura do CAD – Conversor Analógico Digital. A leitura é feita através das saídas da placa dos detectores de pico, essa tensão elétrica de nível DC corresponde ao valor de pico das ondas geradas pelo XR2206.

Em seguida, o microcontrolador mede a frequência através do porte CCP, essa medida é necessária para relacionar a impedância com a frequência. A medida de frequência é realizada pelo sinal do circuito enquadrador, que gera uma onda quadrada de formato TTL com a frequência correspondente. Por fim, o microcontrolador envia via USB os valores medidos de CAD e frequência. O programa LabView recebe os valores, converte e corrige para que seja então plotado o gráfico e armazenado em arquivo. Posteriormente, o próprio LabView incrementa o valor inicial e repete juntamente com o microcontrolador toda a operação. Um cuidado importante no sistema é a transmissão dos sinais, pois o uso de cabos curtos e blindados garante a integridade do sinal.

3.1 Hardware

O diagrama de blocos do sistema completo é apresentado na Figura 6.

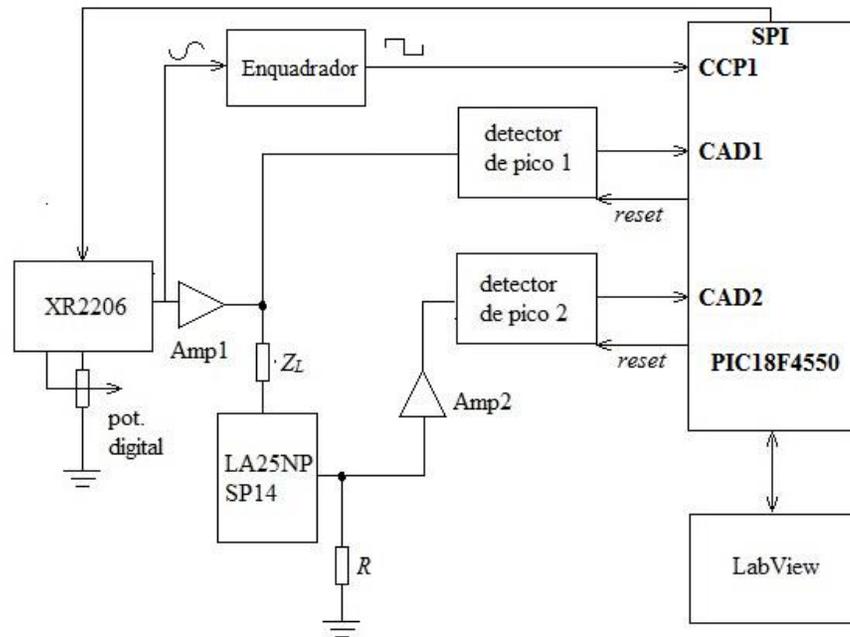


Figura 6 – Diagrama de blocos do sistema automatizado de medição de impedância elétrica.

3.1.1 Gerador XR2206

O protótipo desenvolvido consiste em usar um gerador de funções monolítico como fonte de tensão (circuito integrado XR2206, fabricado pela Exar).

A configuração do circuito integrado (XR2206) para geração de ondas senoidais é mostrada na Figura 7. Os valores dos componentes utilizados no circuito desta figura são: $R_1=220\Omega$, $R_2=2\times 50k\Omega$ (potenciômetros digitais), $R_3=3,3k\Omega$, $R_4=R_5=51k\Omega$, $R_6=100k\Omega$ (trimpot), $C_1=100nF$, $C_2=3,9nF$, $C_3=1\mu F$, $C_4=10\mu F$ e $V_{cc}=5V$.

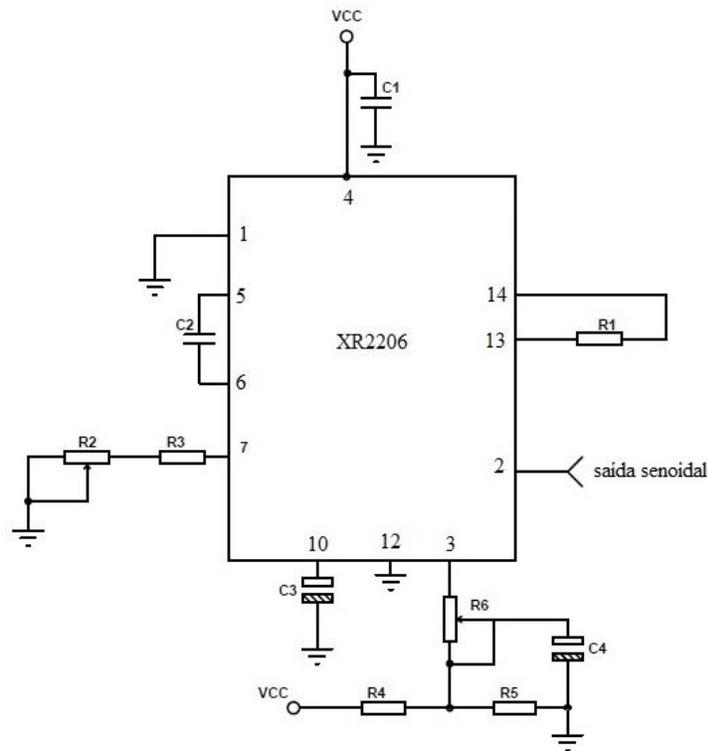


Figura 7 - Configuração do circuito integrado XR2206 para geração de sinais senoidais.

Os valores dos componentes são sugeridos pelo datasheet do fabricante. Os valores de frequência são definidos por meio da Equação 3, através destes é possível definir a faixa de frequências gerada pelo XR2206.

$$f = \frac{1}{(R2 + R3).C} \quad (3)$$

O controle de frequência de operação do integrado XR2206 é realizado através de uma resistência variável R2. Para controlar de forma digital o valor de frequência, foram utilizados 2 potenciômetros digitais (MAX5497, fabricado pela Maxim Integrated) de 50 kΩ ligados em série. O potenciômetro digital é disponível no encapsulamento BGA, seu diagrama de pinos é ilustrado na Figura 8.

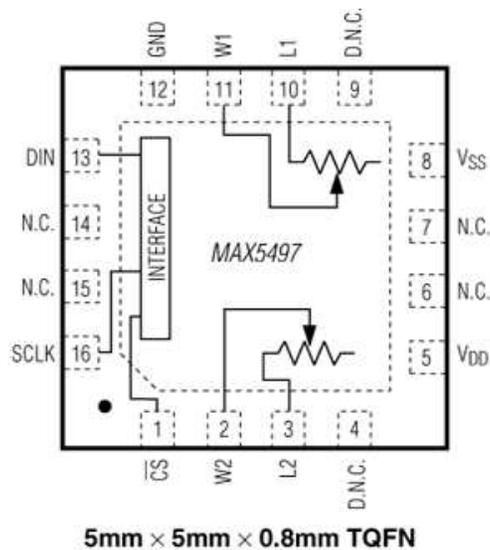


Figura 8 - MAX5497 Maxim. Fonte: Datasheet Maxim

Os potenciômetros digitais são circuitos integrados que geram resistência de forma elétrica com valores definidos através da comunicação SPI (*Serial Peripheral Interface*).

A comunicação SPI, foi feita utilizando apenas 3 pinos de comunicação em modo *half-duplex*, os quais são ligados diretamente do integrado potenciômetro digital para o microcontrolador. A taxa de transferência de informação máxima é de 2Mbps em fluxo de dados *full duplex*.

Os pinos do integrado responsáveis pela comunicação SPI são:

SCLK - Serial clock.

CS – Seleção de slave, este pino habilita o dispositivo para leitura.

DIN - Informação em serial.

Para o projeto foi necessário apenas setar os parâmetros de resistência no integrado potenciômetro. Portanto, foi feita a comunicação master-slave, em apenas um sentido, do microcontrolador para o potenciômetro. A Figura 9 mostra a conexão de ambos com a transmissão de um pacote de instrução exemplificado por números de 0 a 7.

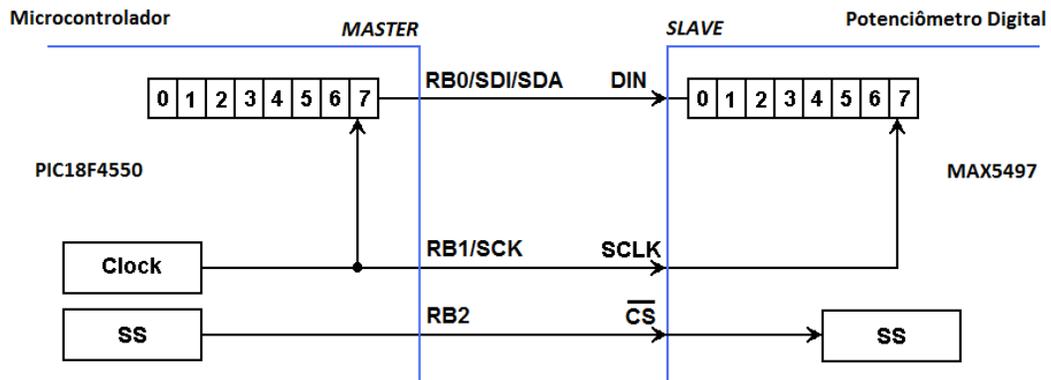


Figura 9 - Comunicação SPI.

3.1.2 Captação de Sinal LA25NPSP14

A saída do gerador de funções é amplificada com um amplificador de corrente (Amp1) para aplicar um sinal no dispositivo em teste transdutor (ZL). ZL é conectado em série ao primário de um sensor de corrente (LA25NP-SP14, fabricado pela LEM) mostrado na Figura 10, que converte a corrente em tensão para ser amplificada pelo amplificador Amp2.

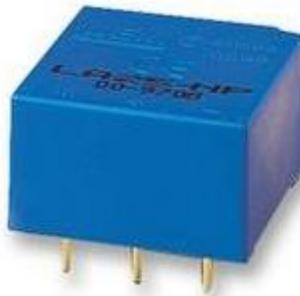


Figura 10 - Transformador de corrente LEM.

O transformador da LEM necessita de um resistor na saída para que seja possível captar a tensão correspondente à corrente gerada em seu enrolamento secundário. A ligação do transformador sugerida pelo fabricante é ilustrada na Figura 11.

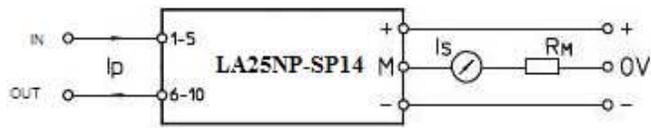


Figura 11 - Diagrama de Ligação do Transformador de Corrente.

O transformador acaba sendo uma forma de captar o sinal sem degradá-lo. Apesar de ser um transformador invasivo, o mesmo se mostrou eficiente por não distorcer o sinal, uma vez que a preocupação é a amplitude e não a fase. Por se um dispositivo com características indutivas, $L = 0,5 \text{ mH}$, este não deve interferir apreciavelmente nas medições, uma vez que tipicamente o componente indutivo de um transdutor piezelétrico para altas potências representado no circuito equivalente de Van Dyke costuma ser da ordem de centenas de mH.

3.1.3 Amplificação 1

O amplificador (Amp1), na configuração inversora e com booster de corrente (Pertence, 1996), é responsável por amplificar a tensão proveniente do XR2206 e ampliar sua capacidade de geração de corrente. Esta amplificação de corrente torna-se importante, uma vez que o sinal de tensão fornecido ao dispositivo piezelétrico deve conservar-se íntegro nas proximidades da ressonância, onde sua impedância atinge valor mínimo. O diagrama esquemático deste amplificador é mostrado na Figura 12.

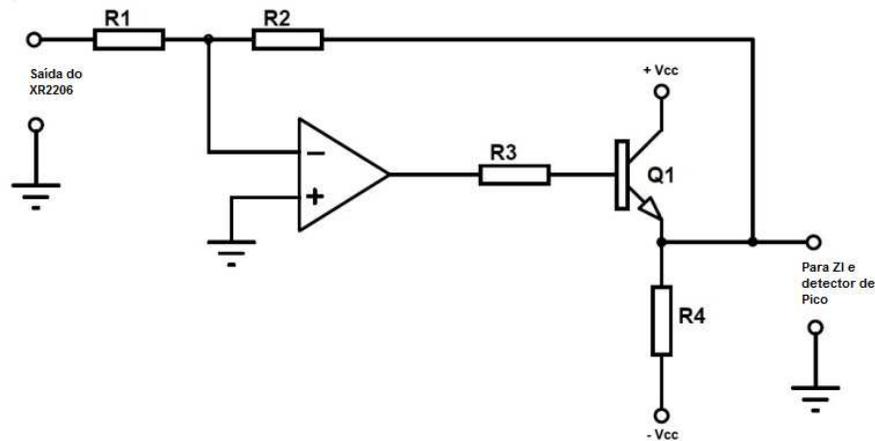


Figura 12 - Amplificador de tensão e corrente do sinal fornecido pelo gerador de funções XR2206.

Os valores dos componentes utilizados no circuito da Figura 11 são: $R1=10k\Omega$, $R2=18k\Omega$, $R3=1,0k\Omega$, $R4=560\Omega$, $Q1=BD135$, OpAmp = CA3140. A alimentação deste circuito é simétrica: $\pm 15V$. O ganho de tensão deste amplificador é calculado pela Equação 4.

$$\Delta v = - \left(\frac{R2}{R1} \right) \quad (4)$$

Substituindo os valores utilizados foi obtido o ganho necessário para o sinal é de 1,8. Após a amplificação de tensão, foi necessária a utilização de uma etapa de potencia para aumentar o poder de corrente do amplificador, para isso foi utilizado o transistor Q1 BD135.

3.1.4 Amplificador 2

O amplificador Amp2 é responsável por amplificar o sinal fornecido pelo sensor de corrente. O circuito de Amp2 é mostrado na Figura 13. Foi utilizado um amplificador operacional CA3140 na configuração inversora (Pertence, 1996). Um filtro passa-baixas RC, com resistência de $1k\Omega$ e capacitor de $3,5nF$, de primeira ordem é utilizado na saída deste amplificador para reduzir os ruídos de alta frequência presentes no sinal fornecido pelo sensor, que se intensificam quando este mede correntes de baixa amplitude.

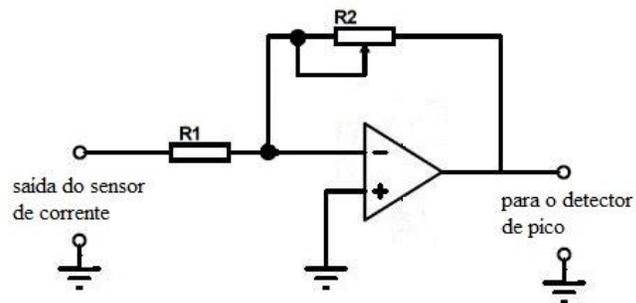


Figura 13 - Circuito do amplificador do sinal fornecido pelo amplificador de corrente.

Os valores dos componentes do circuito da Figura 13 são: $R1=1k\Omega$, $R2=100k\Omega$, $CII=CA3140$. A alimentação deste circuito é simétrica: $\pm 15V$. O ganho de tensão deste amplificador é calculado pela equação 5, onde pode ser ajustado nos níveis de amplificação que de até 100 vezes.

$$\Delta v = - \left(\frac{R2}{R1} \right) \quad (5)$$

Os sinais captados e amplificados em Amp1 e Amp2 são enviados para circuitos detectores de pico.

3.1.5 Detectores de Pico

Os sinais analógicos, proporcionais à tensão aplicada e a tensão correspondente a corrente no transdutor, são convertidos em tensão contínua pelos detectores de pico.

Cada uma dessas tensões tem seu valor de pico detectado e enviado para 2 conversores analógico/digital (CAD) do microcontrolador PIC. O circuito de detecção de pico (Horowitz, Hill, 1989) é apresentado na Figura 14. A configuração escolhida para o detector de pico

apresenta baixa corrente de fuga, que acaba sendo um problema maior quando a tensão de entrada diminui e satura CI1 negativamente.

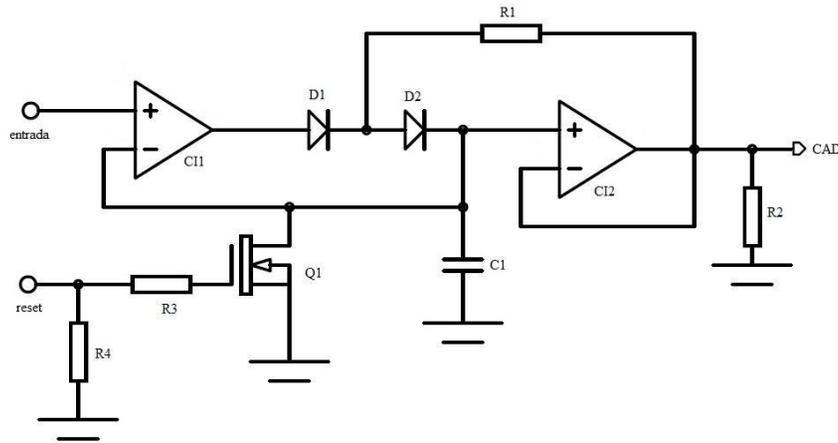


Figura 14 - Circuito do detector de pico.

Os valores dos componentes do circuito da Figura 14 são: $R1=47k\Omega$, $R2=1k\Omega$, $R3=47\Omega$, $R4=1M\Omega$, $C1=470\mu F$, $D1=D2=1N4148$, $CI1=CI2=CA3140$, $Q1=BS170$. A alimentação deste circuito é simétrica: $\pm 5V$. O amplificador operacional CI1 carrega o capacitor C1, os diodos D1 e D2 fazem com que a carga do capacitor não altere a saída do amplificador operacional CI2. Foi necessário utilizar o transistor do tipo MOSFET Q1, para descarregar o capacitor de forma mais rápida através do microcontrolador.

3.1.6 Enquadrador

Este circuito se faz necessário para que o microcontrolador possa fazer a medida de frequência, utilizando o porte CCP (Compare, Capture e PWM). A medição de frequência é realizada através de interrupção com o timer do microcontrolador. Para entregar um sinal padrão TTL (*Transistor-Transistor Logic*) digital de mesma frequência, foi montado o circuito da Figura 15.

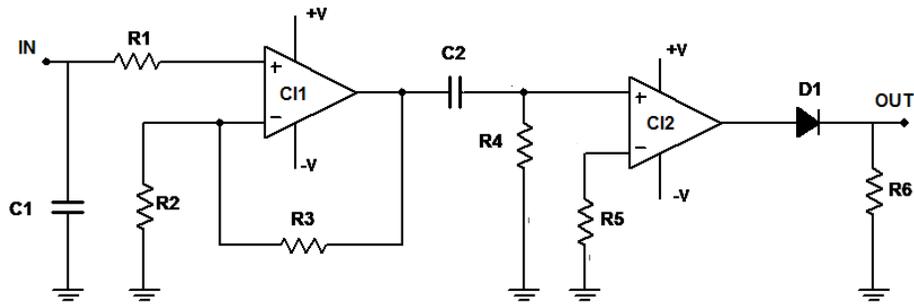


Figura 15 – Circuito Enquadrador.

Os valores dos componentes do circuito da Figura 15 são: $R1=15k\Omega$, $R2=47k\Omega$, $R3=22k\Omega$, $R4=1k\Omega$, $R5=1k\Omega$, $R6=1k\Omega$, $C1=1nF$, $C2=10\mu F$, $D1=1N4148$, $CI=OPA820$. A alimentação deste circuito é simétrica: $\pm 5V$. O circuito conta com uma etapa de amplificação com o amplificador operacional CI1, de modo que a amplificação trabalhe em saturação, um filtro passa-baixa com o capacitor C2 e o resistor R4, posteriormente com o amplificador operacional CI2 em configuração *buffer*. O diodo D1 na saída garante o sinal de saída seja apenas positivo TTL.

A saída do circuito apresentado na Figura 15, entrega ao microcontrolador um sinal quadrado com frequência correspondente. O microcontrolador foi configurado para operar com timer de 48MHz. O modo de divisão do timer foi de valor 1, desta forma foi possível operar com a contagem do timer em $8,33 \cdot 10^{-8} s$, ou seja, esse é o tempo que o timer do microcontrolador leva para fazer uma contagem. A contagem é realizada entre a interrupção da borda de subida e descida do sinal recebido. Com isso o valor de frequência pode ser medido.

3.1.7 Microcontrolador e Programa de Interface Gráfica

A opção por microcontroladores deve-se a facilidade de implementação, uma vez que muitas das bibliotecas a serem utilizadas na implementação deste projeto já estavam disponíveis utilizando compilador CCS. Além disso, o baixo custo, a adequação eletrônica, a facilidade de

implementação e a familiaridade com este tipo de componente apontaram para a escolha do microcontrolador.

Sua tecnologia é RISC com um conjunto de 75 instruções, memória de programa interna flash de 32 KBytes, memória SRAM interna de 2K Bytes, memória EEPROM não volátil de dados 256Bytes, especificações coerentes com a operação destinada.

As principais características do microcontrolador PIC18F4550 que foram utilizadas no projeto são:

- ADC, leitura dos sinais analógicos com resolução de 10 bits (terminal 2 e 3).
- CCP, possuir portes dedicados para captura de sinais usando interrupções com timer (terminal 16 e 17).
- USB, outra característica importante foi possuir em sua arquitetura de processamento de 8 bits a comunicação USB 2.0 incorporada (terminal 23 e 24).

A Figura 15 ilustra o microcontrolador com seus respectivos terminais.

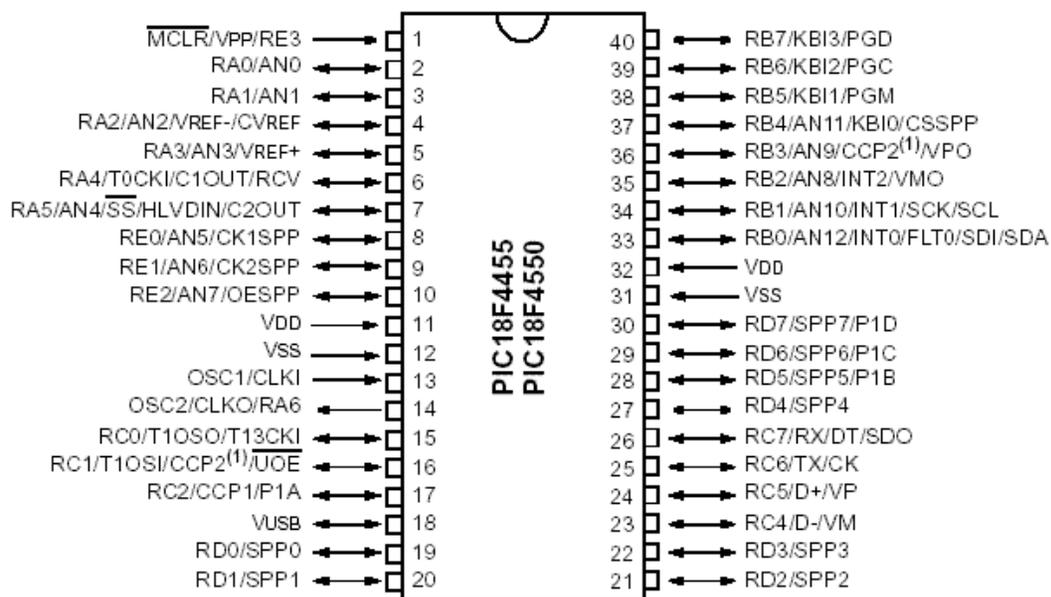


Figura 16 - Microcontrolador PIC 18F4550.

O microcontrolador realiza a leitura dos sinais analógicos através do conversor A/D. Posterior a isso realiza a medição de frequência com o porte CCP. As medições do AD e frequência são enviadas através da comunicação USB para um PC com programa gráfico em LabView. No programa gráfico de alto nível são, então, realizadas as conversões das bases (binária para decimal) e executado o cálculo da impedância de acordo com a Equação 6.

$$Z_L = k \frac{v_A}{v_B} \quad (6)$$

Em (1), v_A e v_B são as tensões nas saídas de Amp1 e Amp2, respectivamente; e k é um fator de calibração a ser melhor definido no Capítulo 4.

O programa gráfico feito em LabView envia os valores de frequência e recebe os dados com as medidas realizadas pelo microcontrolador, os exibe em tempo real em uma interface gráfica e os organiza em um arquivo para que possa também ser exportado para outros softwares.

Na Figura 16 é mostrada a interface do usuário desenvolvida no LabView. O gráfico é alimentado constantemente conforme a varredura de frequência, e em seu eixo (x) tem-se a frequência e no eixo (y) os níveis de impedância.

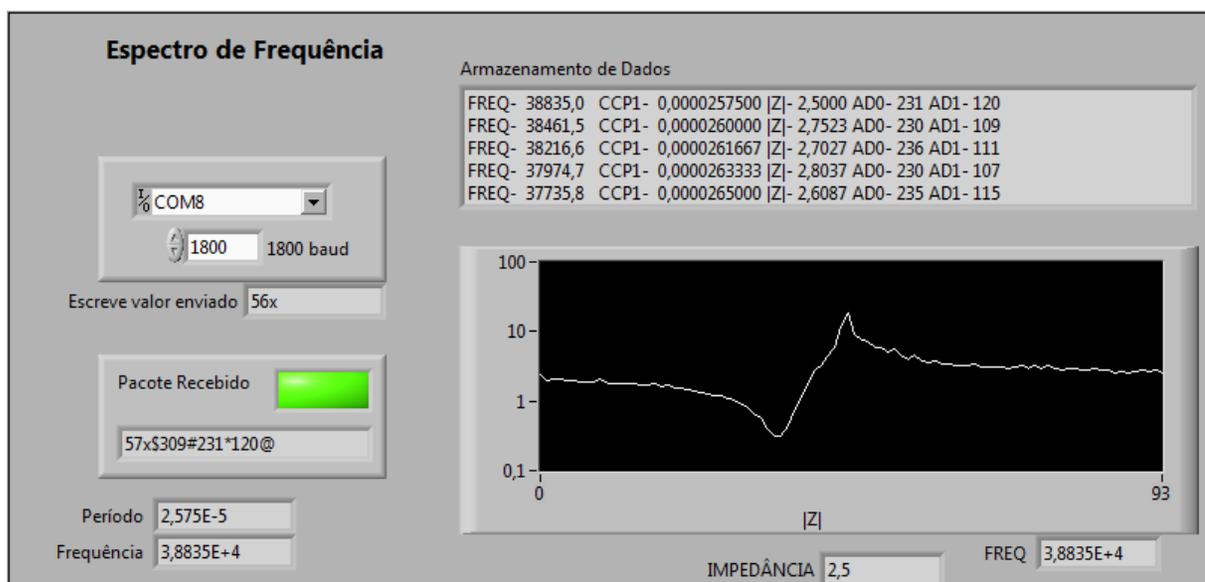


Figura 17 - Interface visual do LabView com um exemplo de curva de impedância de um transdutor.

O usuário do sistema conta com um pequeno quadro com as configurações da comunicação USB que podem ser alterados conforme a necessidade. No caso da Figura 16, a comunicação foi estabelecida utilizando a porta COM8 e uma taxa de transmissão USB de 1800kbps.

Os dados que são registrados em um arquivo do tipo TXT são apresentados simultaneamente na janela de (Armazenamento de Dados), conforme mostra a Figura 16. Abaixo no campo (Pacote Recebido), é possível verificar a quantidade de valor que foi salvo no instante.

Ao final de cada leitura, o microcontrolador descarrega os capacitores dos detectores de pico aplicando um pulso de 5 V no gate do MOSFET (terminal de reset na Figura 13) ligado em paralelo com o capacitor. Em seguida, uma nova frequência é gerada e o processo de medição é retomado.

3.2 Software

A parte de software do sistema é composta por dois programas. A programação em C para o microcontrolador utilizando o compilador CCS e também o programa gráfico de alto nível LabView.

3.2.1 Programação Microcontrolador

As principais operações que são realizadas no microcontrolador são:

- *A varredura de frequência.* A varredura é iniciada pelo programa gráfico feito em LabView. O programa envia através da comunicação USB o valor inicial de frequência a ser executado no microcontrolador. O microcontrolador por sua vez, recebe o valor via comunicação USB e seta esse valor no potenciômetro digital através da comunicação SPI.

- *Descarrega detectores de pico.* O microcontrolador envia um pulso para descarregar o capacitor do circuito detector de pico. Desta forma, sua saída em tensão contínua representa com precisão os valores de pico da forma de onda senoidal gerada.

- *Medições do conversor AD.* O tempo de medida entre os portes AD deve ser o menor possível, para evitar medições não coerentes causadas por oscilações e ruídos.

- *Medição da frequência atual.* Foi necessária a medição de frequência para cada passo da varredura. O sinal enquadrado nos moldes TTL foi enviado para o porte CCP (Compare, Capture e PWM) do microcontrolador.

- *Transferir valores via USB.* As medidas dos conversores e o valor de frequência são enviados via protocolo USB 2.0. A conexão foi feita entre o microcontrolador e um PC com o programa Labview.

De forma simplificada é possível apresentar o fluxo de operação do microcontrolador conforme ilustra a Figura 17.

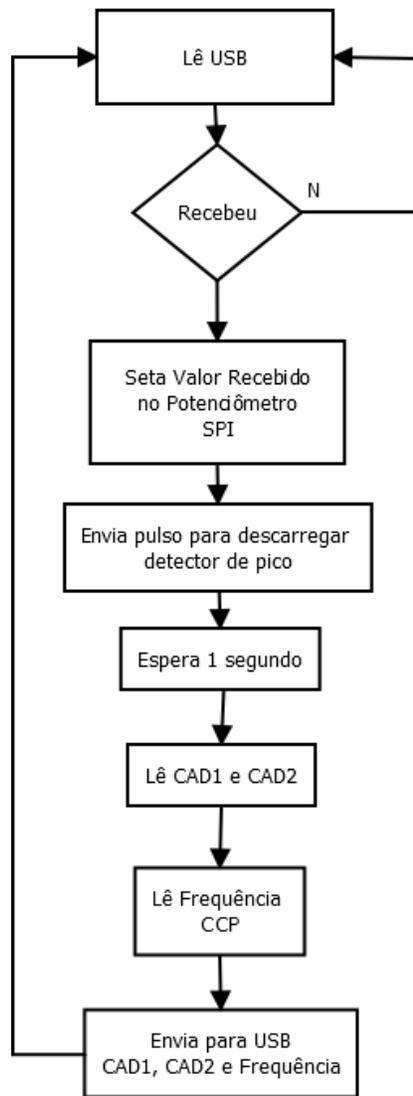


Figura 18 - Fluxo de execução do microcontrolador.

3.2.2 Programação Labview

A programação da interface gráfica foi necessária para que fosse possível analisar o comportamento das leituras em tempo real. Sendo assim, foi feito um programa em LabView, que permitiu não somente a análise gráfica dos resultados, como também o registro dos valores medidos. Os registros foram necessários para que fosse possível a exportação dos valores em outros softwares assim como Origin, Excel, Matlab, entre outros.

A operação do programa em LabView é mostrada na Figura 18.

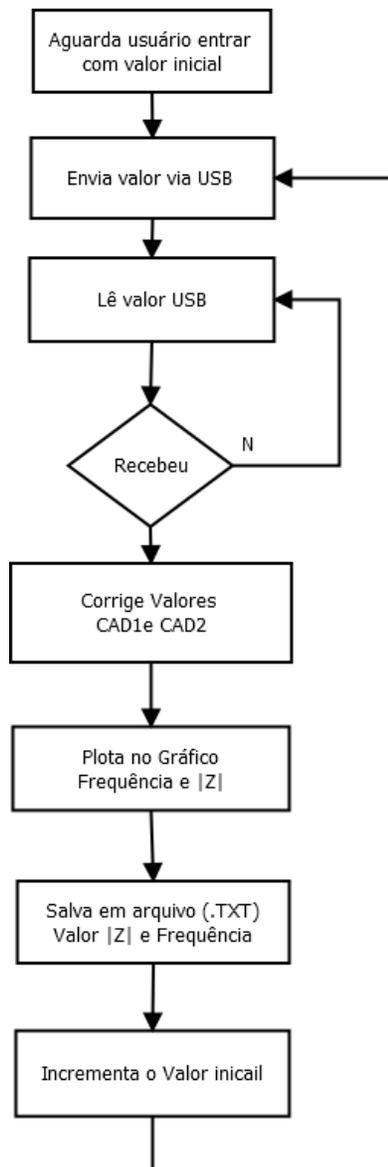


Figura 19 - Fluxo do Software LabView.

4. Metodologia dos Testes

Testes preliminares do sistema foram realizados utilizando-se resistores como elemento de testes. Foram empregados resistores de 100Ω , $1\text{ k}\Omega$ e $10\text{ k}\Omega$ para que se calibrasse o circuito e permitisse medir corretamente impedâncias com módulos entre 100Ω e $10\text{ k}\Omega$. A calibração foi feita ajustando-se os potenciômetros R2 da Figura 6 e R2 da Figura 12.

O ajuste desses potenciômetros é um fator crítico para fazer com que o sistema opere corretamente. O potenciômetro R2 da Figura 6 ajusta o nível de tensão aplicado ao dispositivo em teste. O potenciômetro R2 da Figura 12 ajusta o ganho do amplificador de tensão ligado ao sensor de corrente. Quando a impedância a ser medida é elevada (próxima a $10\text{ k}\Omega$), o nível de corrente captado pelo sensor é baixo e, conseqüentemente, a tensão de saída é reduzida, o que pode gerar ruídos e causar problemas para a conversão de sinais realizada em CADx. Dessa forma, o amplificador x deve possuir um ganho elevado para evitar a situação limite determinada pela corrente baixa. Por outro lado, se este ganho for elevado, em medições de impedâncias reduzidas, a corrente cresce e pode saturar o amplificador x. Portanto, esse ajuste é crítico pois se o ganho for reduzido ocorre uma limitação no valor máximo da impedância e se for aumentado, ocorre saturação na medição. Para evitar a saturação do amplificador x pode-se reduzir a amplitude da tensão gerada pelo XR2206 ajustando-se o potenciômetro R2 da Figura 6. Essa redução de amplitude soluciona o problema de saturação do amplificador x, porém, por outro lado, em impedâncias elevadas o nível de corrente é reduzido e não se consegue medir valores da ordem de $10\text{ k}\Omega$. Sendo assim, os testes realizados com os resistores citados no parágrafo anterior foram delicados no sentido de estabelecer uma relação de possibilidade de medição nos 2 extremos da faixa de impedâncias, entre $100\ \Omega$ e $10\text{ k}\Omega$. Este procedimento foi realizado por tentativa e erro, observando-se por várias vezes os resultados obtidos até se encontrar valores em que os extremos pudessem ser medidos com segurança e correção.

Concluída a etapa de calibração foram realizados testes com vários transdutores piezelétricos de potência comerciais e diferentes cargas mecânicas. O modo de vibração mais importante desses transdutores situa-se na faixa de dezenas de kHz, sendo que os valores comerciais mais conhecidos estão entre 20 e 40 kHz. Os transdutores para aplicações em

potências elevadas, geralmente, possuem fatores Q elevados e os valores do módulo das impedâncias variam consideravelmente entre dezenas de Ω e de $k\Omega$.

Os transdutores piezelétricos foram apoiados em estruturas mecânicas apropriadas visando minimizar os efeitos dos seus contatos mecânicos com outras peças e dessa forma, não influenciar as medidas elétricas.

Arnold et al, 2014, realizaram um estudo sobre o deslocamento da ressonância e antirressonância em transdutores piezelétricos submetidos a cargas acústicas. A variação da carga acústica foi realizada variando-se um volume de água armazenada em um cilindro colado a parte frontal do transdutor. A Figura 19 mostra a forma que o transdutor foi montado para que seja possível aplicar água como carga.



Figura 20 - Transdutor montado para aplicar água como carga.

O item 1 da Figura 19, mostra o tubo plástico utilizado para suportar a água na extremidade superior do transdutor. O tubo utilizado foi feito com um filme acrílico de espessura de aproximadamente 0,28mm. O material deve ser o mais leve possível para que o mesmo não acabe sendo uma carga adicional com a água. O material foi vedado com cola de silicone. Por fim, o item 2, mostra o material de suporte para o transdutor, consiste em uma base de madeira que suporta o transdutor somente em contato com seu terminal elétrico, o qual é fixado ao ponto neutro de vibração mecânica.

Foram realizadas medições de impedâncias em 3 transdutores piezelétricos utilizados para aplicações de potência. Em todos eles foi colado um tubo plástico conforme descrito no parágrafo anterior. Foram feitas varreduras na faixa de frequências entre 22,4kHz e 41,0kHz. A faixa de frequência escolhida para todos os transdutores permitiu encontrar a ressonância principal do mesmo e, portanto, realizar a avaliação do protótipo desenvolvido, uma vez que as impedâncias variam entre os valores extremos para essas frequências.

Os transdutores também foram submetidos a cargas acústicas representadas por volumes de água despejados no cilindro de plástico. Foram adicionados x ml de água em passos de 5 ml. Para cada passo foi realizada uma varredura. A precisa aplicação da carga acústica foi feita utilizando uma pipeta da Fabricante Discovery, modelo Comfort, com resolução de 10µl.

Foram extraídas as medições de frequências próximas a ressonância e antirressonância pelo protótipo desenvolvido e pelo HP4294A. Como esses valores possuem importância para a determinação do circuito equivalente de Butterworth-Van Dyke, foi avaliado o erro das medidas de frequência que o protótipo desenvolvido apresentou em relação ao do analisador de impedância comercial.

O erro foi calculado usando-se a Equação 7.

$$Erro(\%) = \frac{(V_{pad} - V_{sis})}{V_{pad}} \cdot 100 \quad (7)$$

onde:

V_{pad} – Valor da frequência (ressonância ou antirressonância) medido com o analisador de impedâncias HP4294A.

V_{sis} – Valor da frequência (ressonância ou antirressonância) medido com o analisador de impedâncias HP4294A.

5. Resultados e Discussões

Nas Figuras 21, 22 e 23 são apresentados os gráficos de impedância em função da frequência obtidos durante o processo de calibração do sistema. O sistema permite determinar impedâncias na faixa de 200Ω a $10 \text{ k}\Omega$, em frequências entre 4 kHz e 41 kHz , para os testes realizados com 3 transdutores foi feita a calibração na faixa de frequência de 22 kHz até 41 kHz .

Nas Figuras 21, 22 e 23, os traços contínuos em preto foram obtidos com o analisador de impedâncias HP4294A. Todas as varreduras com o HP4294A possuem 200 pontos (frequências). Os resultados obtidos com o sistema desenvolvido estão representados por traços azuis.

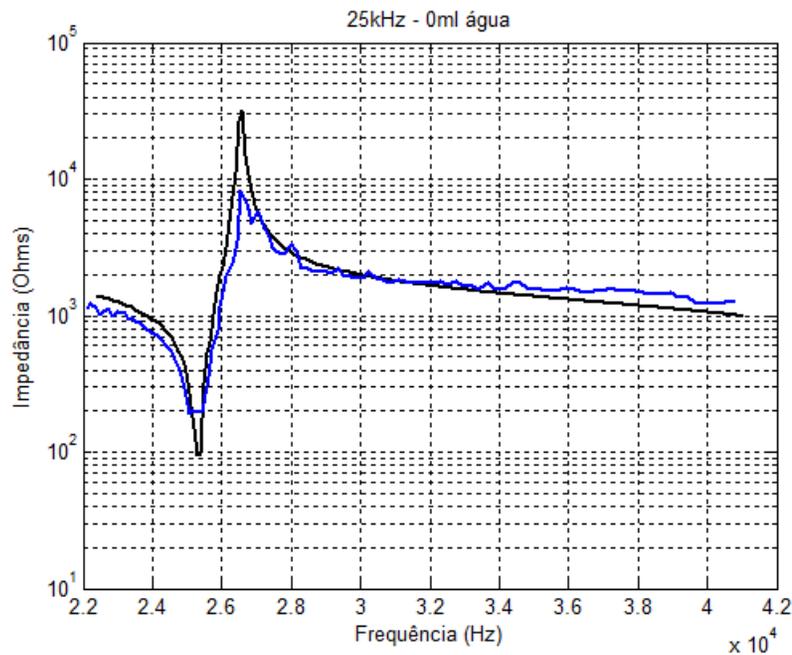


Figura 21 - Módulo da impedância em função da frequência de um transdutor ultrassônico de potência com ressonância de 25 kHz aproximadamente, fabricado pela UCE Ultrasonic Co. Ltda, China.

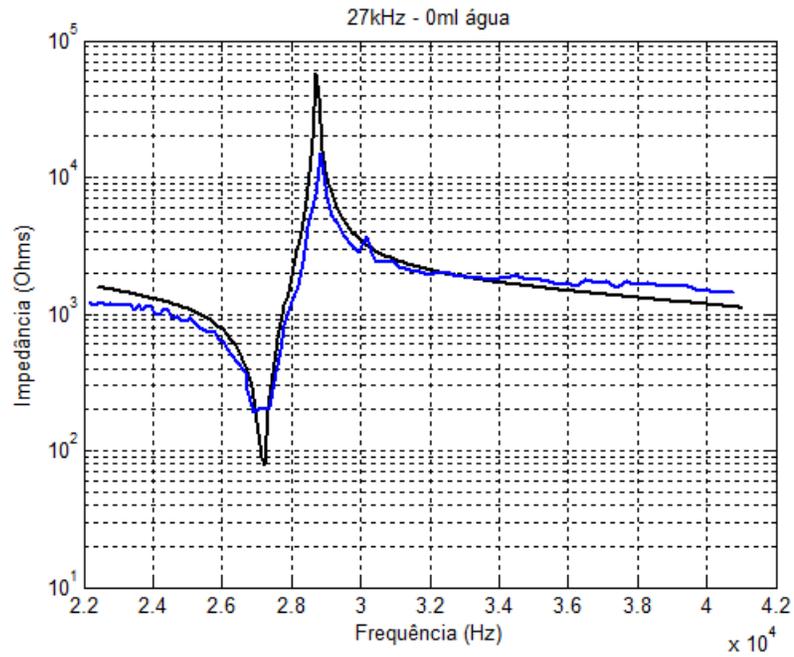


Figura 22 - Módulo da impedância em função da frequência de um transdutor ultrassônico de potência com ressonância de 27 kHz aproximadamente, fabricado pela UCE Ultrasonic Co. Ltda, China.

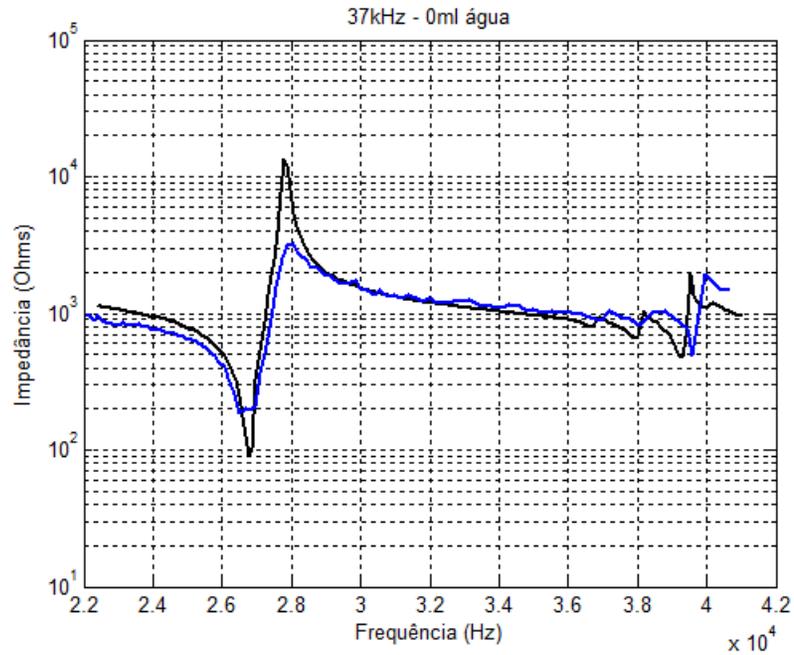


Figura 23 - Módulo da impedância em função da frequência de um transdutor ultrassônico de potência de 26 kHz fabricado pela ATCP - Engenharia Física – São Carlos – SP, Brasil.

A varredura de frequências realizadas pelo sistema desenvolvido não se dá em passos uniformemente espaçados. O potenciômetro digital apresenta resistência discretizada linearmente, porém o ajuste de frequências do XR2206 não é linear. Sendo assim, na configuração atual deste sistema, nas frequências inferiores o espaçamento entre as medições se dá em intervalos menores, gerando maior quantidade de informação.

A utilização do sensor de corrente permitiu medir impedâncias entre 200 Ω e 10 k Ω , aproximadamente. Testes usando resistores *shunt* conduziram a maiores dificuldades de calibração do sistema, quando considerada a faixa de variações de impedância típicas dos transdutores piezelétricos de alta potência. Conseqüentemente, restringindo as medições a um intervalo mais restrito de impedâncias que não atende às necessidades das aferições de transdutores piezelétricos destinados a operações em potências elevadas.

A resistência elétrica dos *shunts* é, normalmente, considerada pequena (inferior a 200 Ω). Tal condição leva a algumas limitações de operação apontadas por Baptista e Vieira Filho (Baptista e Vieira Filho, 2009). Todavia, sobretudo, devido às largas variações do módulo de impedância dos transdutores piezelétricos de alta potência, a diferença de potencial obtida, proporcional à corrente no circuito, conduz a situações extremas para a amplificação dos sinais: a) o amplificador necessitaria ter elevado ganho nas frequências próximas da antirressonância, além de um eficiente processo de filtragem devido ao inerente aparecimento de ruídos, pois as correntes nestas frequências seriam muito reduzidas; b) o amplificador seria levado à saturação em frequências próximas da ressonância, como consequência do aumento das correntes.

A calibração do sistema deve levar em conta a conversão de corrente para tensão, inerente ao sensor de corrente, e os ganhos de tensão produzidos por Amp1 e Amp2. Foram utilizados dispositivos com impedâncias conhecidas para se definir o fator de calibração adequado. Este fator de calibração foi implementado no programa feito em LabView da National Instruments.

A calibração do sistema é fator fundamental para a ampliação da faixa de medições das impedâncias. Nas proximidades da frequência de ressonância, devido ao aumento da corrente, a tensão de saída em Amp2 se eleva podendo gerar distorções do sinal e provocar imprecisões na leitura. De modo contrário, nas proximidades da antirressonância, a corrente se torna pequena e, com isso, a saída de Amp2 assume amplitudes reduzidas, as quais não podem ser detectadas pelos circuitos utilizados com precisão.

O sistema desenvolvido permitiu varreduras de frequência na faixa de 4,5 a 43 kHz. Todavia, aqui os resultados apresentados foram restritos a valores acima de 22 kHz, pois os transdutores utilizados ressoam um pouco acima desta frequência. A ampliação da faixa de resposta em frequência é possível. Para isso, basta configurar o XR2206 com outros valores de potenciômetros digitais. Para frequências superiores a 100 kHz é recomendável a substituição dos amplificadores operacionais empregados nos diferentes módulos do sistema por outros com resposta em frequência mais larga.

O sensor de corrente utilizado opera baseado em conversão de tensão elétrica em uma corrente que circula pelos seus terminais de entrada. A resistência elétrica do sensor é menor que $0,745 \Omega$, muito inferior aos valores assumidos pelo módulo da impedância dos transdutores piezelétricos na faixa de frequências considerada. Dessa forma, a queda de tensão devida à resistência elétrica do sensor é desprezível e a corrente que circula pelo indutor induz tensões que podem ser amplificadas internamente no próprio circuito. A entrada do sensor apresenta uma indutância, L_p , de aproximadamente 0,5 mH. Portanto, se o dispositivo em teste apresentar uma capacitância resultante que ressoe com L_p dentro da faixa de frequências de operação, deverá ocorrer saturação de Amp2 e insucesso nas medições. Além disso, é esperado que para frequências mais elevadas o efeito da reatância indutiva do sensor torne-se importante e gere diferenças de valores nesta faixa. Este efeito foi constatado nos resultados apresentados na Figura 23.

De um modo geral, se observa em todos os casos que há um maior desvio dos resultados para frequências acima de 34 kHz. Esta discrepância se deve a efeitos da reatância indutiva que aumenta em frequências mais elevadas e representa um fator limitante para o emprego de um sensor de corrente. Por conta disso, nosso sistema tem sua frequência máxima de operação em 43 kHz. Um fator de calibração é utilizado para compensar os efeitos indutivos em frequência. Portanto, a utilização do sensor de corrente, apesar de facilitar as medições, impõe limitações, em termos de resposta em frequência, ao sistema desenvolvido.

Os resultados das medições realizadas com cargas acústicas são apresentados nas Figuras 24 a 32. As Tabelas 1, 2 e 3 relacionam as ressonâncias e antirressonâncias determinadas com o analisador de impedâncias e o protótipo construído e os erros calculados.

Os resultados usando o transdutor de 25 kHz são apresentados nas Figuras 24, 25 e 26 juntamente com os resultados de erro na Tabela 1.

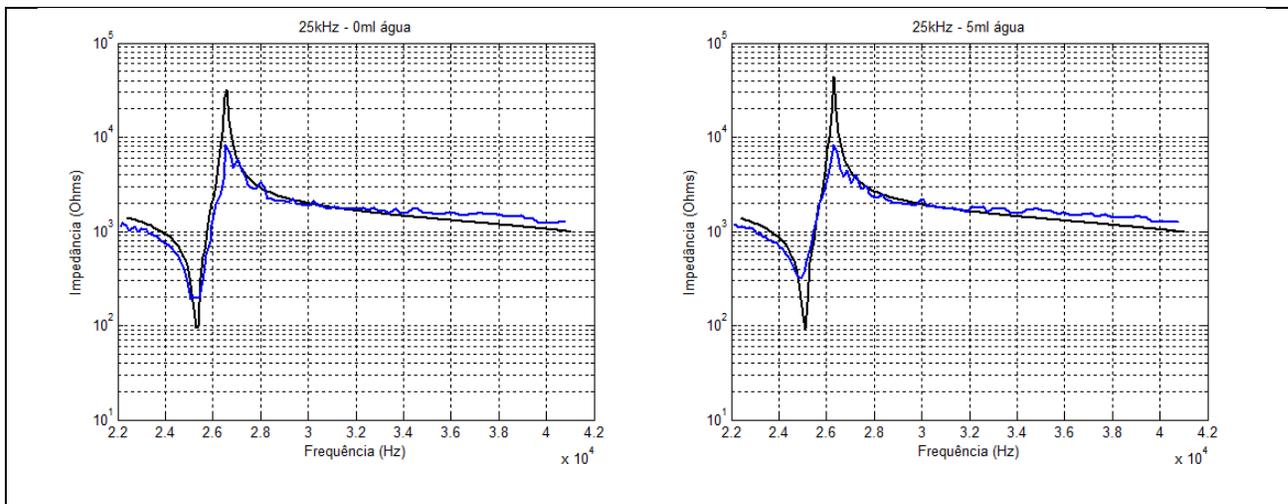


Figura 24 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 25kHz com cargas acústicas de água com volumes de 0ml e 5ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

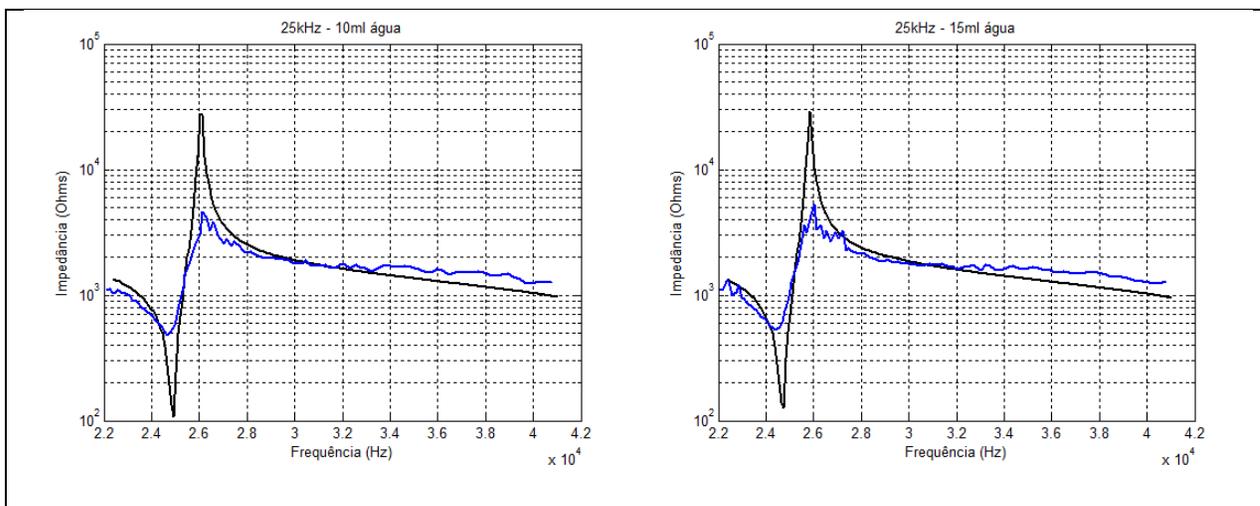


Figura 25 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 25kHz com cargas acústicas de água com volumes de 10ml e 15ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

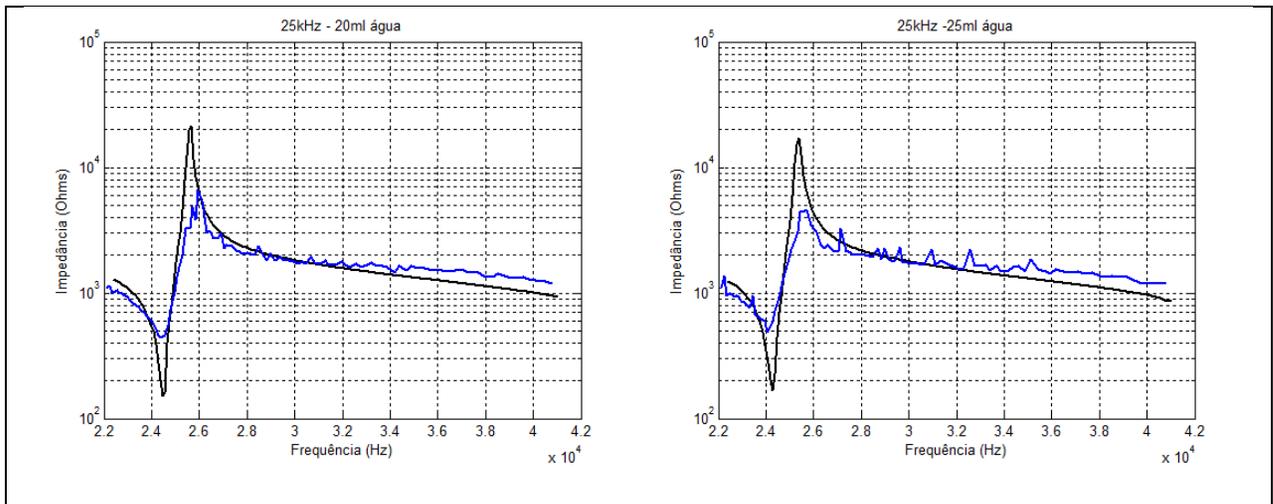


Figura 26 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 25kHz com cargas acústicas de água com volumes de 20ml e 25ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

Tabela 1 - Erros das medições das frequências de ressonância e anti-ressonância do Transdutor de 25kHz.

Transdutor de 25kHz				
	Situação	Valor Padrão Impedômetro (Hz)	Valor Sistema (Hz)	Erro (%)
0ml	<i>Ressonância</i>	25283,0	25370,0	0,3
	<i>Antirressonância</i>	26585,0	26845,6	1,0
5ml	<i>Ressonância</i>	25097,0	25210,1	0,5
	<i>Antirressonância</i>	26306,0	26607,5	1,1
10ml	<i>Ressonância</i>	24911,0	24948,0	0,1
	<i>Antirressonância</i>	26027,0	26431,7	1,6
15ml	<i>Ressonância</i>	24725,0	24742,3	0,1
	<i>Antirressonância</i>	25841,0	26315,8	1,8
20ml	<i>Ressonância</i>	24446,0	24742,3	1,2
	<i>Antirressonância</i>	25655,0	26258,2	2,4
25ml	<i>Ressonância</i>	24260,0	24340,8	0,3
	<i>Antirressonância</i>	25376,0	26030,4	2,6

Os resultados usando o transdutor de 26 kHz são apresentados nas Figuras 27, 28 e 29, juntamente com os resultados de erro na Tabela 2.

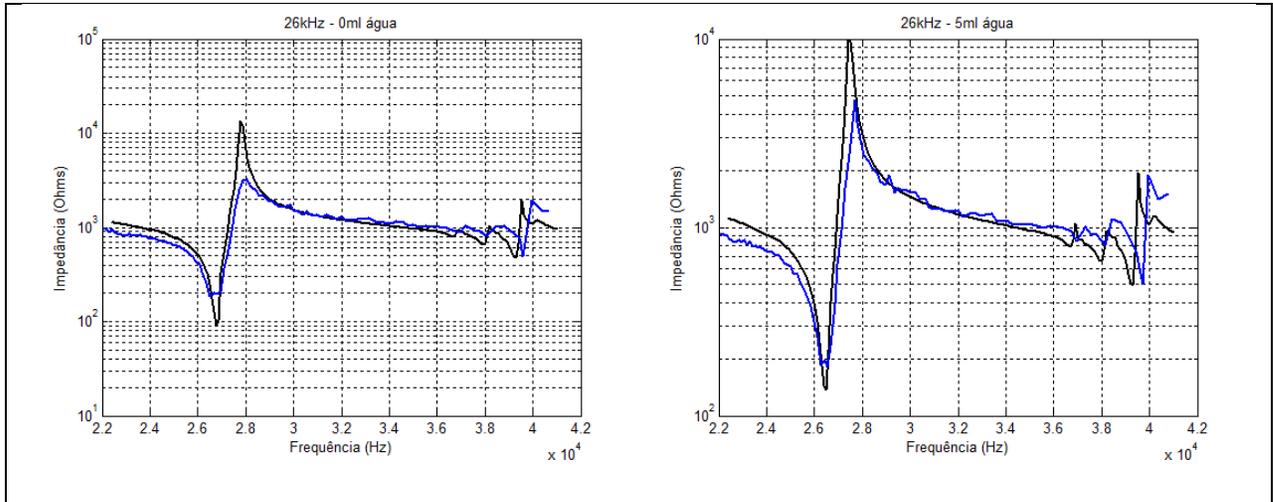


Figura 27 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 26kHz com cargas acústicas de água com volumes de 0ml e 5ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

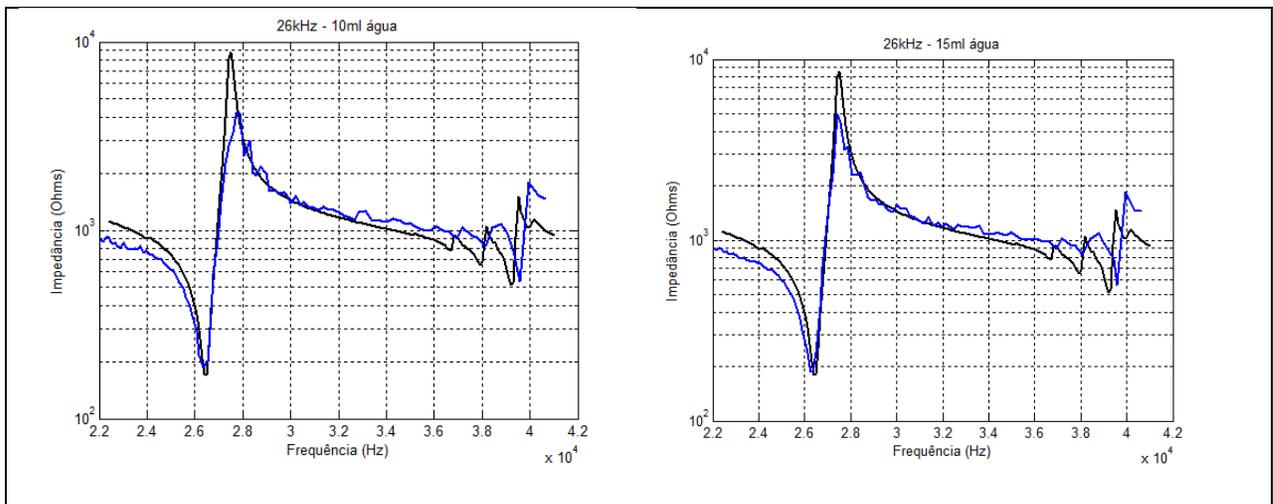


Figura 28 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 26kHz com cargas acústicas de água com volumes de 10ml e 15ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

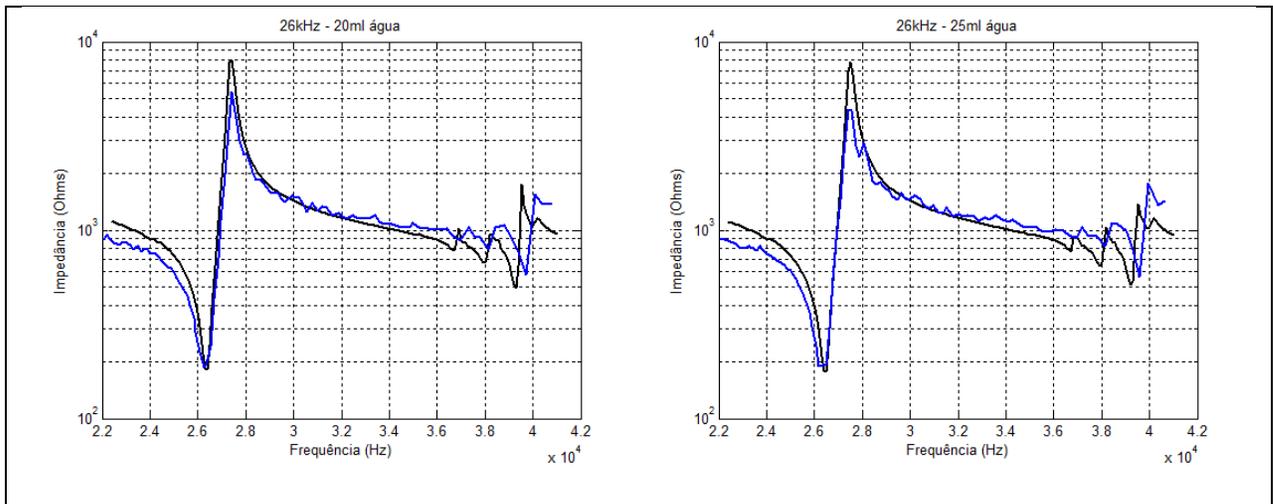


Figura 29 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 26kHz com cargas acústicas de água com volumes de 20ml e 25ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

Tabela 2 - Erros das medições das frequências de ressonância e anti-ressonância do Transdutor de 26kHz.

Transdutor de 26kHz				
	Situação	Valor Padrão Impedômetro (Hz)	Valor Sistema (Hz)	Erro (%)
0ml	<i>Ressonância</i>	25097,0	25210,1	0,5
	<i>Antirressonância</i>	26306,0	26607,5	1,1
5ml	<i>Ressonância</i>	26492,0	25210,1	4,8
	<i>Antirressonância</i>	27422,0	26607,5	3,0
10ml	<i>Ressonância</i>	26492,0	26666,7	0,7
	<i>Antirressonância</i>	27515,0	28037,4	1,9
15ml	<i>Ressonância</i>	26399,0	26548,7	0,6
	<i>Antirressonância</i>	27515,0	27713,6	0,7
20ml	<i>Ressonância</i>	25097,0	26548,7	5,8
	<i>Antirressonância</i>	26306,0	27713,6	5,4
25ml	<i>Ressonância</i>	26492,0	26490,1	0,01
	<i>Antirressonância</i>	27515,0	27713,6	0,7

Os resultados usando o transdutor de 27 kHz são apresentados nas Figuras 30, 31 e 32 juntamente com os resultados de erro na Tabela 3.

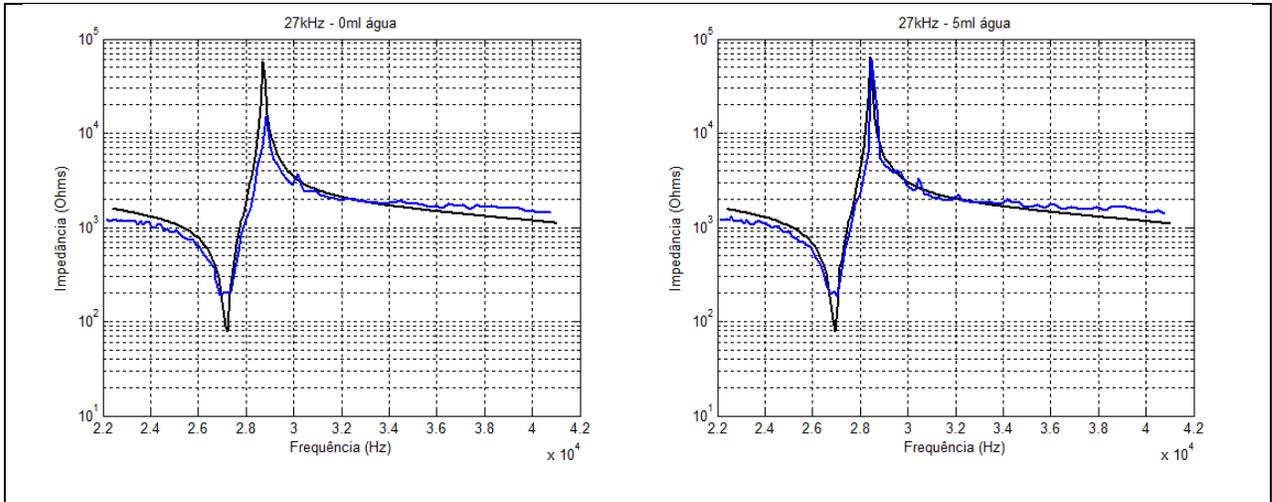


Figura 30 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 27kHz com cargas acústicas de água com volumes de 0ml e 5ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

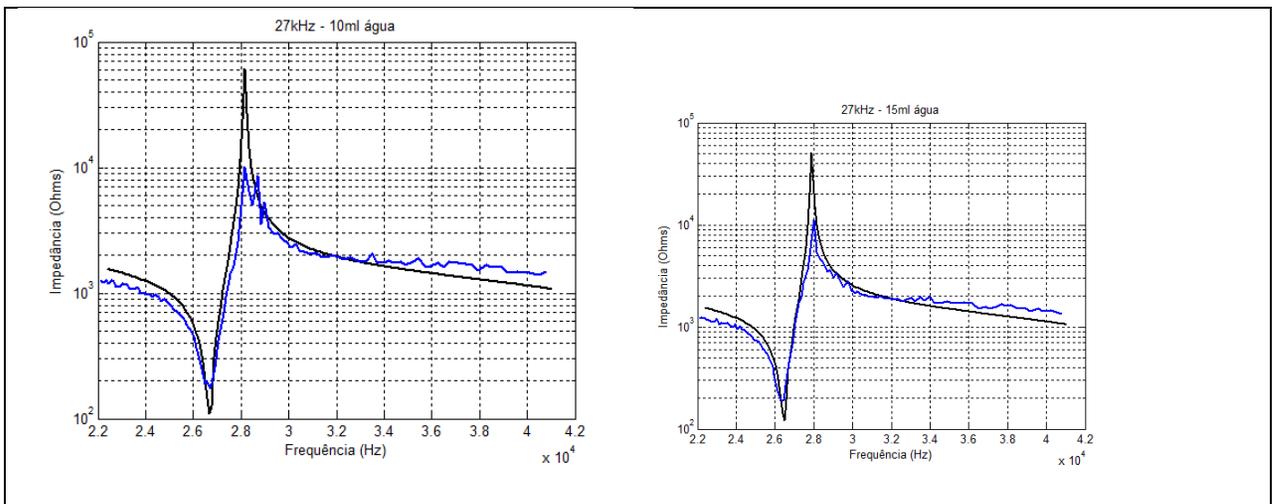


Figura 31 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 27kHz com cargas acústicas de água com volumes de 10ml e 15ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

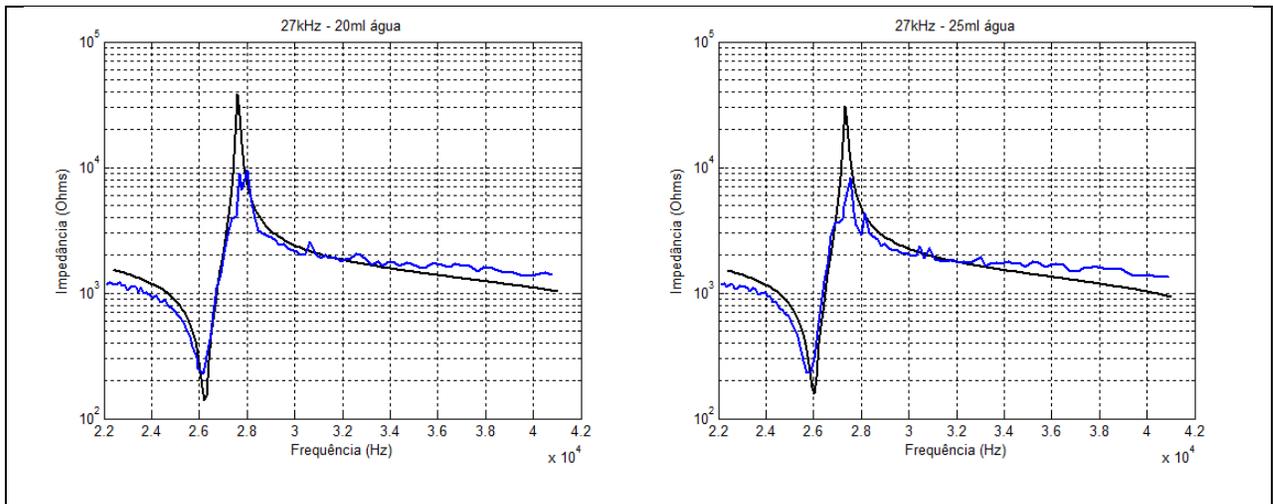


Figura 32 – Módulos da impedância em função da frequência do transdutor de 27kHz com cargas acústicas de água com volumes de 20ml e 25ml. Medição com o HP4294A (traço preto). Medição com o sistema desenvolvido (traço azul).

Tabela 3 - Erros das medições das frequências de ressonância e anti-ressonância do Transdutor de 27kHz.

Transdutor de 27kHz				
	Situação	Valor Padrão Impedômetro (Hz)	Valor Sistema (Hz)	Erro (%)
0ml	Ressonância	27236,0	27210,9	0,1
	Antirressonância	28724,0	29126,2	1,4
5ml	Ressonância	26957,0	27334,9	1,4
	Antirressonância	28445,0	28777,0	1,2
10ml	Ressonância	26678,0	27027,0	1,3
	Antirressonância	28166,0	28436,0	1,0
15ml	Ressonância	26492,0	26726,1	0,9
	Antirressonância	27887,0	28301,9	1,5
20ml	Ressonância	26213,0	26490,1	1,1
	Antirressonância	27608,0	28301,9	2,5
25ml	Ressonância	26027,0	26030,4	0,01
	Antirressonância	27329,0	27842,2	1,9

Pequenos desvios de frequência são verificados nos resultados comparativos apresentados. Essas diferenças podem ser justificadas por diferenças de calibração e resolução entre os equipamentos de medição e por efeitos de posicionamento do transdutor perante os circuitos de aferição das curvas.

6. Conclusão

Os resultados apresentados mostram que o sistema desenvolvido realiza medições da magnitude da impedância elétrica de transdutores piezelétricos satisfatoriamente, respeitando-se as limitações discutidas. Os resultados obtidos encontram-se razoavelmente ajustados com os valores de referência advindos de um analisador de impedâncias comercial.

O sistema desenvolvido atende às necessidades de varredura preliminar, visando a determinação da frequência de operação do transdutor, do acionador de transdutores piezelétricos de potência em desenvolvimento. Uma vez que, em aplicações de potência elevada com transdutores piezelétricos excitados por amplificadores classe D, a carga (transdutor e filtro) deve possuir natureza indutiva para proteção dos circuitos de potência, a inserção de um sensor com características indutivas contribui para esta finalidade.

Referências Bibliográficas

ANSI/IEEE (1987). Standard on Piezoelectricity 176.

Arnaud A. (2004). Piezoelectric Transducers and Applications, Springer, Berlin.

Arnold, F. J.; Gonçalves, M. S.; Roger, L. L. B.; Mulhen, S. S. (2014). Electrical Impedance of Piezoelectric Ceramics under Acoustic Loads. ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics, and Communications, vol. 12, no.2; pp 48-54.

Arnold, F. J. ; Ximenes, R. L. ; Arthur, R. ; Santos, T. S. (2014). Um Sistema Simples para Medição de Impedância Elétrica de Transdutores Piezelétricos. In: XX Congresso Brasileiro de Automática, 2014, Belo Horizonte - MG. Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática.

Baptista, F. G.; Vieira Filho, J. (2009). A New Impedance Measurement System for PZT-based Structural Health Monitoring. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 58, pp. 3602-3608.

Blackburn, J.F., Cain, M.G. (2007). Non-linear piezoelectric resonance analysis using burst mode: a rigorous solution, J. Phys. D: Appl. Phys. Vol. 40, pp 227-233.

Dally, J. W., Riley, W. F.; McConnell, K. G. (1984). Instrumentation for Engineering Measurements, John Wiley & Sons, New York - USA.

Doerner, S., Schneider, T.; Hauptmann, P. R. (2007). Wideband impedance spectrum analyzer for process automation applications, Review of Scientific Instruments, vol. 78; 105101.

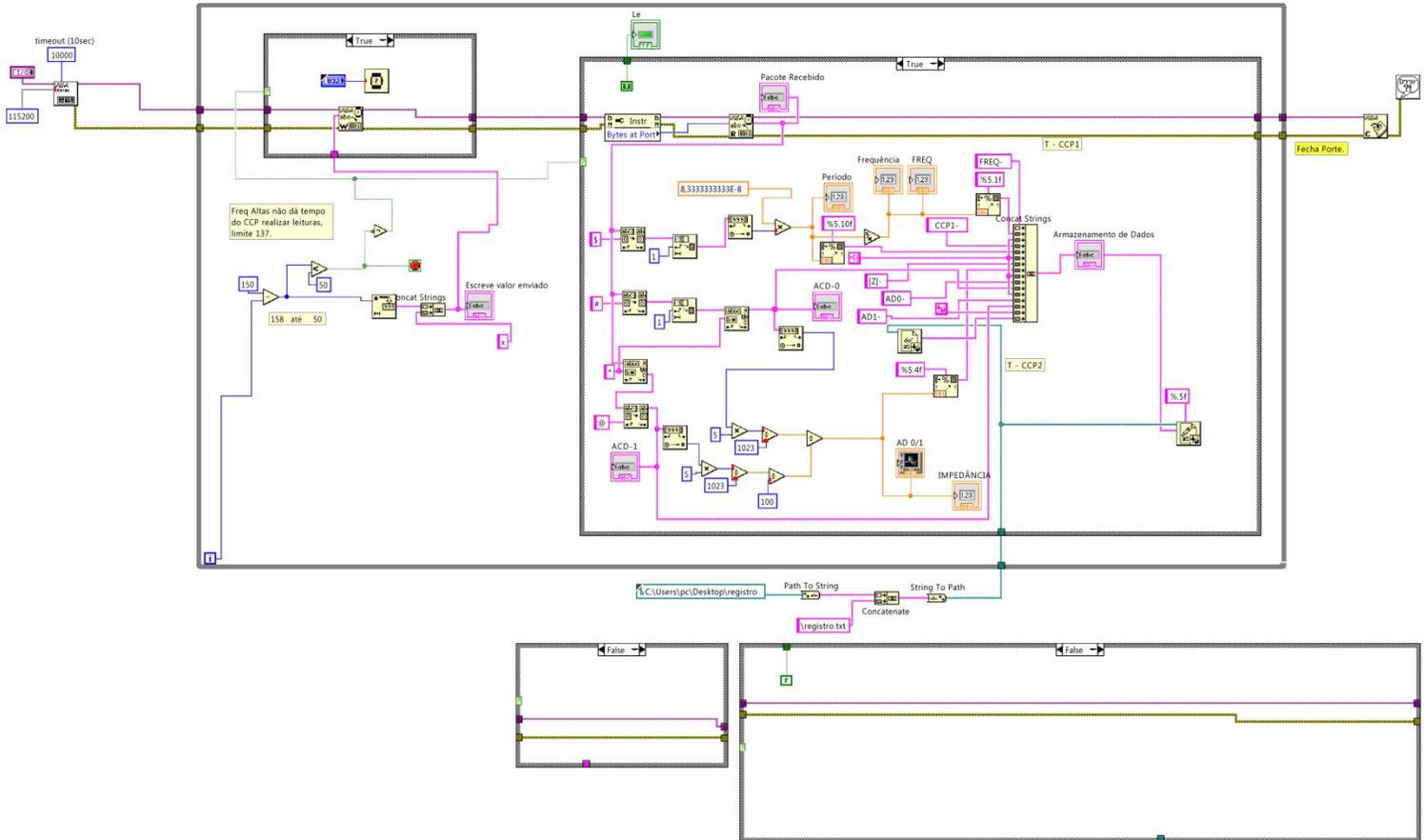
El Nache, S., Brissaud, M.; Noterman, D. (1992). Limitations du modèle de Mason pour l'identification des paramètres complexes des céramiques piézoélectriques. Acustica, vol. 76; pp. 209-223.

Gallego-Juarez, J.A. (1989). Piezoelectric ceramics and ultrasonic transducers, J. Phys. E: Scient. Instrum, vol. 22, pp. 804-816.

- Horowitz, P.; Hill, W. (1989). *The Art of Electronics*, Cambridge University Press, New York - USA.
- Kazimierzczuk, M. K. (1991). Class D voltage-switching MOSFET power amplifier, *IEEE Trans. on IEE Proceedings-B*, vol. 138, n° 6, pp. 285-296.
- Kwok, K., Chan, H.; Choy, C. (1997). Evaluation of the Material Parameters of Piezoelectric Materials by Various Methods. *IEEE on Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 44, n° 4, pp. 733-742.
- Li, T., Chen, Y. H.; Ma, J. (2007). Frequency dependence of piezoelectric vibration velocity, *Sensors and Actuators A*, vol. 138, pp. 404-410.
- Peairs, D. M., Park, G.; Inman, D. J. (2004). Improving Accessibility of the Impedance-based Structural Health Monitoring Method. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol.15, pp. 129-139.
- Pérez, N., Andrade, M. A. B., Buiochi, F.; Adamovski, J. C. (2010). Identification of Elastic, Dielectric, and Piezoelectric Constants in Piezoceramic Disks, *IEEE on Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol.57, pp.2772-2783.
- Pertence, A. (1996). *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos*, Makron Books, 5ª Ed., São Paulo – Brasil.
- Schmid, M., Benes, E.; Sedlaczek, R. (1990). A computer-controlled system for the measurement of complete admittance spectra of piezoelectric resonators. *Measurements Scientific Technology*, vol.1, pp. 970-975.
- Sherrit, S., Wiederick, H.; Mukherjee, B. (1992). Non-iterative evaluation of the real and imaginary material constants of piezoelectric resonators. *Ferroelectrics*, vol.134, pp.111-119.
- Van Randerat, S., Setterington, R. (1974). *Piezoelectric Ceramics*, Philips Application Book, 2nd ed., Mullard Ltd. London.
- Wang, S. and You, C. (2008). A Circuit Design for Impedance-based Structural Health Monitoring. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. vol.19, pp. 1029-1040.

ANEXO – A

Abaixo é mostrada a programação gráfica no software Labview v.2011, Fabricante National Instruments.



Abaixo é mostrada a programação em linguagem C para o microcontrolador da Família PIC, modelo PIC18F4550. Compilador CCS Editor PCW.

```

#if defined(__PCH__)
#include <18F4550.h>
#FUSES HS
#FUSES HSPLL
#FUSES NOWDT
#FUSES HSPLL
#FUSES NOPUT
#FUSES NOPROTECT
#FUSES NOBROWNOUT
#FUSES NOLVP
#FUSES NODEBUG
#device ADC=10
#FUSES PLL5
#FUSES CPUDIV1
#FUSES VREGEN
#FUSES NOXINST

#use delay(clock=48000000)
#use rs232(baud=115200, xmit = PIN_C6, rcv = PIN_C7, parity = N, bits = 8, LONG_DATA, STREAM = RS232, errors)
#define RX_BUFFER_SIZE 20

#include <stdlib.h>
#include <math.h>
#include <spi.c>
#endif

long x1=0, x2=0, x4=0, x5=0, x6=0;
unsigned int8 flag=0, flag2=0, leitura1=0;
unsigned int32 estouro=0;

static int8 POT1, POT2, i;
static unsigned int16 potnum, adc_a, adc_b, adc_a1, adc_a2, adc_a3, adc_b1, adc_b2, adc_b3;
static unsigned int32 aux, aux2, valor, valor1, valor2, x;
char dadopot[5];

#int_ccp1
void ccp1()
{
    if (flag == 1)
    {
        x2 = abs(get_timer1());
        flag++;
    }

    if (flag == 0)
    {
        set_timer1(0);
        flag++;
    }
}

#int_timer1

```

```

void trata_t1()
{
    estouro++;
}

void main()
{

    char a;
    SET_TRIS_E (0b00);
    SET_TRIS_C (0b001111);
    SET_TRIS_D (0b0000);

    ///##### SETA O POT DIGITAL

    POT1 = 0b00000001;
    POT2 = 0b00000010;
    aux =0;
    aux2 =0;
    x=0;
    potnum = 1000;
    if (potnum < 1023)
        {
            aux = POT1;
            aux = aux << 16;
            aux = aux & 0b111111110000000000000000;
            valor = potnum;
            valor = valor << 6 ;
            valor = valor & 0b00000000111111111000000;
            valor1 = (aux|valor);
            output_low(PIN_B2);           // CS inicio
            spi_escreve_byte (valor1);
            output_high(PIN_B2);         // CS fim

            delay_ms(20);
            aux2 = POT2;
            aux2 = aux2 << 16;
            aux2 = aux2 & 0b111111110000000000000000;

            valor = 0;
            valor = valor << 6 ;
            valor = valor & 0b00000000111111111000000;
            valor2 = (aux2|valor);
            output_low(PIN_B2);           // CS inicio
            spi_escreve_byte (valor2);
            output_high(PIN_B2);         // CS fim

            delay_ms(20);

        }

    ///##### SETA O POT DIGITAL FIM

    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_1);
    setup_ccp1(CCP_CAPTURE_RE);
    setup_ccp2(CCP_CAPTURE_FE);

    enable_interrupts(GLOBAL);
    enable_interrupts (int_timer1);
    enable_interrupts(int_ccp1);
    enable_interrupts(int_ccp2);

    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL); // Conversor AD

```

```
setup_adc_ports(ALL_ANALOG); // Conversor AD
```

```
while (true)
{
    if (flag == 2 && leitura1 == 0)
    {
        x4 = x2;
        flag = 0;
        leitura1 = 1;
    }
    if (flag == 2 && leitura1 == 1)
    {
        if (x4 == x2)
        {
            flag = 5;
            leitura1 = 0;
        }
        else
        {
            flag = 0;
            leitura1 = 0;
            x2 = 0;
            x4 = 0;
        }
    }
}

if (flag == 5)
{
    //#####
    // RECEBE DA USB VALOR PARA SETAR O POT_DIGITAL
    //#####

    while(true)
    {
        if(kbhit())
        {
            a = fgetc(RS232);
            fputc(a, RS232);
            if(a == 'x' || a == 'y')
            {
                dadopot[i]='\0';
                i = 0;
                goto SAI;
            }
            else
            {
                dadopot[i++] = a;
            }
        }
    }

    SAI:

    potnum = atol(dadopot);

    //##### Zera o Capacitor do detector de PICO
    output_high(PIN_D0);
    output_high(PIN_D1);
    delay_ms(500);
    output_low(PIN_D0);
    output_low(PIN_D1);
}
```

```

//#####
// LÊ O ADC
//#####

delay_ms(300);

set_adc_channel(0);
adc_a1 = read_adc();
delay_ms(20);
adc_a2 = read_adc();
delay_ms(20);
adc_a3 = read_adc();
delay_ms(20);

set_adc_channel(1);
adc_b1 = read_adc();
delay_ms(20);
adc_b2 = read_adc();
delay_ms(20);
adc_b3 = read_adc();
delay_ms(20);

adc_a = ((adc_a1+adc_a2+adc_a3)/3);
adc_b = ((adc_b1+adc_b2+adc_b3)/3);

//#####
// IMPRIME EM USB
//#####

printf("$%Lu#%Lu*%Lu@",x2,adc_a,adc_b);

//#####
// SETA PARAMETROS NO POTDIGITAL
//#####

POT1 = 0b00000001;
POT2 = 0b00000010;
aux =0;
aux2 =0;
x=0;

if (potnum < 1023)
{
    aux = POT1;
    aux = aux << 16;
    aux = aux & 0b111111110000000000000000;

    valor = potnum;
    valor = valor << 6 ;
    valor = valor & 0b00000000111111111000000;
    valor1 = (aux|valor);

    output_low(PIN_B2); // CS inicio
    spi_escreve_byte(valor1);
    output_high(PIN_B2); // CS fim

    delay_ms(20);

    aux2 = POT2;
    aux2 = aux2 << 16;
    aux2 = aux2 & 0b111111110000000000000000;

    valor = 0;
    valor = valor << 6 ;
    valor = valor & 0b00000000111111111000000;

```

```

        valor2 = (aux2|valor);

        output_low(PIN_B2); // CS inicio
        spi_escreve_byte (valor2);
        output_high(PIN_B2); // CS fim

        delay_ms(20);
    }

    if (potnum > 1023)
    {
        aux2 = POT2;
        aux2 = aux2 << 16;
        aux2 = aux2 & 0b111111110000000000000000;

        valor = potnum;
        valor = valor << 6 ;
        valor = valor & 0b00000000111111111000000;
        valor2 = (aux2|valor);

        output_low(PIN_B2); // CS inicio
        spi_escreve_byte (valor2);
        output_high(PIN_B2); // CS fim

        delay_ms(20);

        aux = POT1;
        aux = aux << 16;
        aux = aux & 0b111111110000000000000000;

        valor = 1023;
        valor = valor << 6 ;
        valor = valor & 0b00000000111111111000000;
        valor1 = (aux|valor);

        output_low(PIN_B2); // CS inicio
        spi_escreve_byte (valor1);
        output_high(PIN_B2); // CS fim
        delay_ms(20);
    }

    ///##### Zera o Capacitor do detector de PICO
    output_high(PIN_D0);
    output_high(PIN_D1);
    delay_ms(50);
    output_low(PIN_D0);
    output_low(PIN_D1);

    estouro = 0;
    x1 = 0;
    x2 = 0;
    flag = 0;
    flag2 = 0;
    set_timer1(0);
}
}
}

```

```
#####  
SPI.c  
#####
```

```
#ifndef spi_clk  
// Definições dos pinos de comunicação  
#define spi_clk pin_b1 // pino de clock  
#define spi_dta pin_b0 // pino de dados  
#define spi_cs pin_b2 // pino de seleção  
#endif  
  
void spi_escreve_bit (boolean bit)  
// escreve um bit na interface SPI  
{  
output_bit (spi_dta,bit); // coloca o dado na saída  
output_high (spi_clk); // ativa a linha de clock  
delay_us(1);  
output_low (spi_clk); // desativa a linha de clock  
}  
  
void spi_escreve_byte (unsigned int32 dado)  
// escreve um byte na interface SPI  
{  
int conta = 24;  
// envia primeiro o MSB  
while (conta)  
{  
spi_escreve_bit ((shift_left(&dado,3,0)));  
conta--;  
}  
output_float (spi_dta); // coloca a linha de dados em alta impedância  
}
```