

17. Ciencia, Tecnología, e innovación

Avaliação de sensores para captação de corrente em um sistema para medição de impedância elétrica em ressonadores piezelétricos

Joseanne Viana, Francisco Arnold

josi_ocroch@hotmail.com; arnold@ft.unicamp.br

Faculdade de Tecnologia

Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP)

Resumo

A medição de impedâncias elétricas é um procedimento bastante comum em laboratórios de Física, química e biologia. Por meio de um procedimento convencional de medições de tensão elétrica em um circuito divisor de tensão pode-se determinar a impedância elétrica de um dispositivo qualquer. Todavia, este procedimento permite que as impedâncias só possam ser medidas em faixas de valores restritas. Em componentes, como transdutores piezelétricos, que apresentam larga faixa de magnitude de impedância os resultados obtidos com este procedimento não são satisfatórios. Neste trabalho foi realizada uma avaliação de quatro metodologias para determinação de impedância de transdutores piezelétricos usados em aplicações de ultrassom de potência com intuito de conceber um sistema simples, de baixo custo, de fácil operação, mas com larga faixa de determinação das impedâncias. Os sistemas foram testados e os resultados obtidos foram comparados com os de um analisador de impedâncias comercial. Os resultados obtidos com um dos sistemas permitiu medir impedâncias entre dezenas de Ω e dezenas de $k\Omega$ satisfatoriamente na faixa de dezenas de kHz.

Palavras chave: Módulo digital, automatização, impedância elétrica.

Introdução

A medição de impedâncias em circuitos RLC e em transdutores piezelétricos é um procedimento bastante comum em áreas de desenvolvimento de sensores, medições químicas e nas atividades da eletroeletrônica. O desenvolvimento de sistemas para essas medições estão cada vez mais presente nos Laboratórios de

Ensino e Pesquisa. Particularmente, a medição de impedâncias tem vasta aplicação em desenvolvimento de transdutores piezelétricos. Para o completo entendimento dos parâmetros físicos desses transdutores é necessário obter as suas curvas de impedâncias. Todavia, como os transdutores piezelétricos, dependendo de suas aplicações, apresentam-se com

diferentes características espectrais, os usados em ultrassom de potência operam em faixas de dezenas de kHz, com variações de impedância elétrica entre dezenas de Ω e dezenas de $k\Omega$, em virtude disso a medição da impedância torna-se um desafio de ser realizada (Baptista, Filho, 2009).

A esta dificuldade de medição alia-se também, por meio de uma análise de seu circuito equivalente proposto por *Butterworth - Van Dyke* (Figura 1), a alternância entre características capacitiva e indutiva dependendo da variação de frequência (IEEE Standard, 1987).

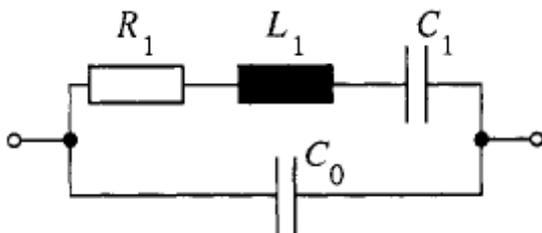


FIGURA 1 – Circuito equivalente *Butterworth - Van Dyke* [4].

A medição de impedância elétrica de um transdutor piezelétrico pode ser feita usando-se analisadores de impedância comerciais como, por exemplo, o HP4294A, fabricado pela Agilent. Entretanto, o elevado custo e suas largas dimensões físicas desses equipamentos nem sempre são adequadas para que os mesmos sejam utilizados em laboratórios com poucos recursos e em aplicações industriais e de campo. Sendo assim, é necessário, em muitos casos, buscar alternativas para a

medição da impedância elétrica dos transdutores piezelétricos. (Arnold et al., 2014). Entre os métodos comumente utilizados para realizar a medição de impedâncias, o mais simples e convencional é formado por um circuito em série composto por um transdutor piezelétrico e um resistor *shunt*. O experimento utiliza uma fonte de tensão de frequência variável e realiza a medição da tensão na fonte e no *shunt*. A teoria prevê a circulação da mesma corrente em ambos os componentes e é possível determinar a impedância do piezelétrico na faixa de frequências da fonte de tensão.

Outras técnicas mais complexas de resolução de medição da impedância também são utilizadas. Uma delas é, a partir do circuito série convencional, determinar a transformada de Fourier (FFT) da variação de tensões de entrada e saída do circuito série apresentada por Peairs et al (Peairs, D. M et al, 2004).

Posteriormente, foi utilizada uma técnica de medição de sinais provenientes de uma ponte H onde o autor (Wang, S et al (2008)) propõe o uso de detectores de pico, amplificadores diferenciais e comparadores do tipo janela. Esta foi uma das primeiras aplicações com controle automático do gerador de sinais.

Chabowski et al (Ref. 10) também descreve um procedimento de medição de impedância elétrica em amplas faixas de frequência que consiste na utilização do

circuito integrado AD5933 conectado con un circuito digital utilizando el microcontrolador ATmega32 y un circuito analógico para aplicaciones de microbiología y de química.

A introducción de dispositivos de adquisición de señales para medición de sensores piezolétricos fue la forma encontrada para resolver el problema de las grandes variaciones de tensión medidas en el sensor de acuerdo con su impedancia en diversas bandas de frecuencia. Batista (Batista F. G., 2009) utiliza el DAQ USB-6211 de *National Instruments* conectado a una interfaz LabView a través de la puerta USB para hacer la adquisición de señales y cálculos referentes a impedancia en sensores piezolétricos consiguiendo resultados satisfactorios.

Objetivos

No laboratorio de la Facultad de Tecnología de la Unicamp se desarrolló un sistema de medición eléctrica para transductores piezolétricos capaz de captar los valores de pico de tensión y corriente en una banda de frecuencia de utilización de los transductores. Sin embargo, este equipo presentó algunas limitaciones en la medición de impedancia, mostrando valores coherentes con el equipo HP4294A solo en las bandas de entre 100Ω y 10 kΩ, utilizando frecuencias de hasta 43 kHz (Arnold, F. J. et al., (2014)).

En este contexto, este trabajo de investigación busca investigar posibles prototipos para medir impedancias en transductores piezolé

tricos presentando un estudio con cuatro circuitos diferentes de sensores y circuitos de acondicionamiento de señales como posibles sustitutos para el actual. Son ellos: circuito con resistor *shunt*, circuito con el transformador de corriente LA25-NPSP14, circuito con el sensor INA 195 y, por último un circuito con amplificadores operacionales. Además, se pretende utilizar soluciones computacionales integradas con un generador de funciones modelo AFG3021C de *Tektronik* y una placa digitalizadora modelo NI5132 de *National Instruments*. Un segundo objetivo de este trabajo es desarrollar un programa interactivo en LabView (*National Instruments*) que pueda ser utilizado para fines didácticos en las disciplinas que involucran conocimientos en corriente alterna, tales como: Física III, electrónica y circuitos eléctricos.

Materiales e Métodos

Se utilizaron cuatro circuitos diferentes con el objetivo de definir cuál es la forma más eficiente de medir sensores piezolétricos, considerando la variación de impedancia cuando se somete a diversos valores de frecuencia, siendo ellos: circuito con resistor *shunt*, circuito con el sensor de corriente LA25-NPSP14, circuito con el sensor INA 195 y, por último, un circuito con

amplificadores operacionais. Todos eles foram analisados em conjunto com programa desenvolvido para o

processamento dos sinais adquiridos pelo NI USB5132 que realiza os cálculos necessários. O diagrama de blocos do projeto proposto é mostrado na Figura 2.

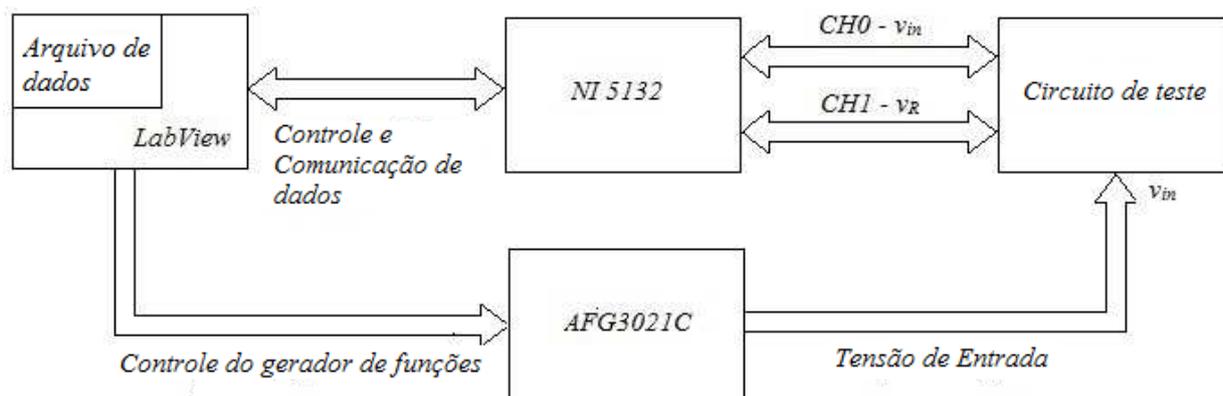


FIGURA 2- Diagrama de blocos do projeto proposto. NI5132 – placa digitalizadora da National Instruments; AFG3021C – gerador de funções Tektronic.

Nesta seção são mostrados mais detalhes do programa desenvolvido e dos circuitos testados no projeto.

IV. 1. Programa desenvolvido

O programa desenvolvido para o processamento dos sinais adquiridos pelo NI USB5132 realiza os cálculos necessários e disponibiliza em forma de gráficos os resultados de impedância (parte real e imaginária), bem como, de magnitude e fase do circuito testado de forma indireta, a partir dos sinais das amplitudes na saída do gerador de sinais (V_{in}) e no respectivo lugar de teste (V_R) da diferença de fase lida em seus dois canais disponíveis. Os dados de amplitude do gerador, range de frequência a ser testada, valor de resistência ôhmica, resistor de teste e o número de amostras a

serem analisadas foram deixadas disponíveis para alteração por parte do usuário. A interface dimensionada em LabView é vista na Figura 3.

Também foi implementada a opção de salvamento de dados em formato .csv (Comma Separated Values) para análises e comparações posteriores dos valores lidos



FIGURA 3-Tela de interface do usuário desenvolvida no LabView.

IV. 2. Resistor Shunt

Primeiramente, foi utilizada a configuração resistor *shunt*, apresentada na Figura 4, conectada com o digitalizador e o gerador de frequências conforme o diagrama de blocos do sistema proposto na Figura 2.

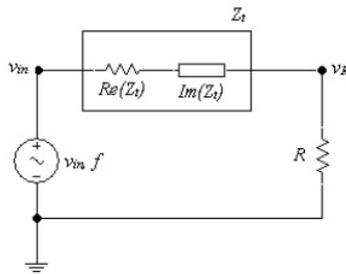


FIGURA 4 Configuração com Resistor Shunt (R).

A impedância Z_t é descrita pela equação (1)

$$Z_t = Re(Z_t) + Im(Z_t) \quad (1)$$

No qual $Re(Z_t)$ e $Im(Z_t)$ são as partes real e imaginária da impedância do componente medido e $j^2 = -1$

A amplitude da tensão medida no resistor *shunt* é definida na teoria de circuitos elétricos como divisor de tensão e pode ser calculada utilizando a equação (2)

$$V_R = V_{in} \frac{R}{\sqrt{(R_t + R)^2 + X_t^2}} \quad (2)$$

As partes real e imaginária da impedância também podem ser descritas por R_t e X_t respectivamente. A diferença de fase entre V_{in} e a corrente do circuito é a mesma diferença entre a V_{in} e V_R e pode ser calculada a partir da equação (3)

$$\tan \theta = \frac{X_t}{(R_t + R)} \quad (3)$$

Após algumas manipulações matemáticas, obtêm-se os valores de X_t e R_t através das equações (4) e (5), respectivamente.

$$X_t = \frac{V_{in}}{V_R} R \sin \theta \quad (4)$$

$$R_t = \sqrt{Z^2 - X_t^2} - R \quad (5)$$

No qual Z é a impedância total do circuito, vista pela fonte de tensão. Com esses valores é possível determinar os valores de Z_t e θ_t do componente medido a partir das equações (6) e (7), respectivamente.

$$Z_t = \sqrt{R_t^2 - X_t^2} \quad (6)$$

$$\theta_t = \tan^{-1} \left(\frac{X_t}{R_t} \right) \quad (7)$$

Esse último procedimento é necessário para corrigir os efeitos resistivos produzidos pelo resistor *shunt*.

IV 3. Transformador de corrente LA25-NPSP14

Nesta configuração o *shunt* da anterior é substituído pelo transformador de corrente LA25-NPSP14, produzido por LEM Co. Apesar desse transformador produzir uma interferência de característica indutiva devido a sua construção no circuito, ele poderia ser útil uma vez que fornece uma variação de tensão na sua saída, através do resistor R_M na saída, conforme a corrente que circula em núcleo, e essa interferência poderia ser corrigida dentro do programa desenvolvido. O circuito sugerido pelo fabricante é apresentado na Figura 5. O

indutor utilizado em sua construção tem uma indutância $L = 0,5\text{mH}$.

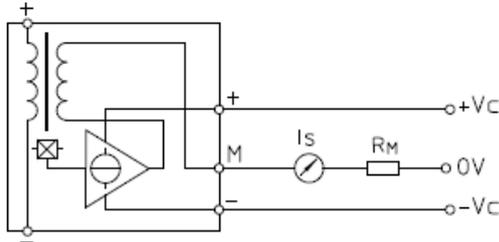


FIGURA 5— Circuito equivalente do Transdutor de Corrente LA25- NPSP14 [5].

IV. 4. Sensor INA 195

O sensor de corrente INA 195, produzido pela Texas Instruments, utilizado para realização do terceiro teste dessa aplicação foi confeccionado de forma a obter a leitura de corrente tanto em corrente contínua como em corrente alternada, ou seja, em sua forma bidirecional. Essa construção prevê o uso de dois INA195 e um amplificador na saída do INA152, como apresentado na Figura 6. Essa montagem garante o funcionamento do circuito sensor na faixa positiva e negativa do sinal, garantindo o funcionamento do sensor em corrente alternada de acordo com o fabricante.

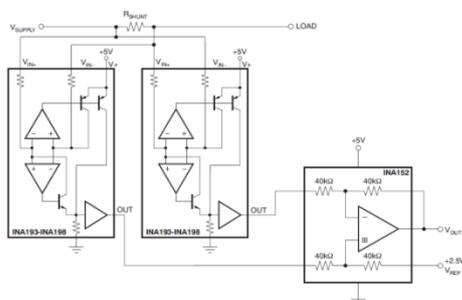


FIGURA 6- Esquema elétrico da placa do sensor de corrente. [6]

O sensor foi alimentado com 16V e foi implementada uma resistência de *shunt* $R_{SHUNT} = 100\Omega$. Após a montagem do sensor, ele foi utilizado como parte integrante da Ponte de Wheatstone, como mostra a Figura 7, e foram dimensionados os resistores restantes de forma que a ponte desbalanceada gerasse entre os terminais do sensor, tensões entre 0,02V e 0,1V de acordo com a variação de corrente em seus terminais, sendo que 0,02V seriam para o menor valor de corrente medido e 0,1V para o maior valor de corrente medido, esses limites foram determinados de acordo com o *datasheet* do sensor.

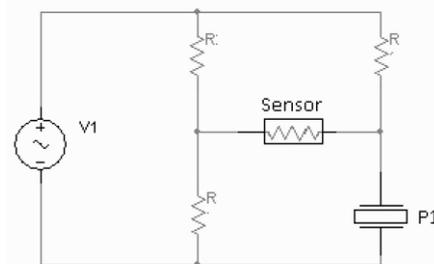


FIGURA 7—Circuito de teste utilizando o sensor INA 195.

IV. 5. Circuito com amplificadores operacionais

Como último teste, utilizou-se o circuito com amplificadores operacionais apresentado na Figura 8. A operação desse circuito está fundamentada em uma transformação linear para determinação da tensão de saída apresentada na equação 8 que fornece uma compensação para quando os valores de tensão no piezelétrico atinjam extremos como a tensão mínima no qual não é possível realizar os cálculo da parte real e

imaginária da impedância em virtude da amplitude do sinal ser muito baixo e a tensão máxima que pode gerar a saturação do amplificador dificultando a medida.

$$V_{out} = AV_t + B \quad (8)$$

Onde A e B são constantes a serem determinadas em função dos resistores do circuito e V_t é a amplitude da tensão no piezolétrico (P1) em relação ao terra que varia entre valores estabelecidos pela relação de R_4 e $P1$;

A operação definida pela Equação 8 é feita por um circuito composto pelos amplificadores operacionais: U1A que promove a multiplicação e U2B que executa a soma. A teoria sobre amplificadores operacionais e suas configurações típicas são apresentadas em [11]. A determinação de A e B é feita considerando os extremos das faixas de tensão previstas no projeto. Assim se obtém um sistema de equações lineares dado em (12):

$$V_{out\ min} = AV_{tmin} + B$$

$$V_{out\ máx} = AV_{tmáx} + B \quad (9)$$

Os resistores R_5 e R_1 compõem um divisor de tensão que são definidos a partir do valor de B . O valor de B é uma constante calculada pela Equação 10.

$$B = V_{in} \frac{R_5}{R_1 + R_5} \quad (10)$$

R_9 e R_{10} são os resistores que definem o ganho do amplificador operacional U1A na configuração não inversora, dado pela Equação 11 e que fornecem a componente para o circuito somador.

$$A = 1 + \frac{R_{10}}{R_9} \quad (11)$$

Para o funcionamento do circuito, primeiramente, o amplificador UD3 de ganho positivo conectado a fonte de tensão V_3 amplifica a tensão de entrada de $V_{pp}=10V$ para $V_{pp}=28V$. Em seguida, o amplificador U1A amplifica o sinal que se encontra o componente a ser medido e amplifica-o deslocando o coeficiente angular da reta de ganho do amplificador, e por fim, o último amplificador U2B, de ganho negativo, insere uma componente DC no sinal. Como resultado tem-se uma conversão de valores de tensão menores que $0,157mV$ para valores maiores do que esse limiar fazendo com que impedâncias até 10Ω sejam medidas com facilidade apesar da tensão baixa sobre o componente medido. Cabe citar aqui que a tensão nos amplificadores foi dimensionada para variar do limite inferior de $0,3V$ até o valor máximo de $25V$, de forma que o amplificador evite as regiões de saturação durante os testes.

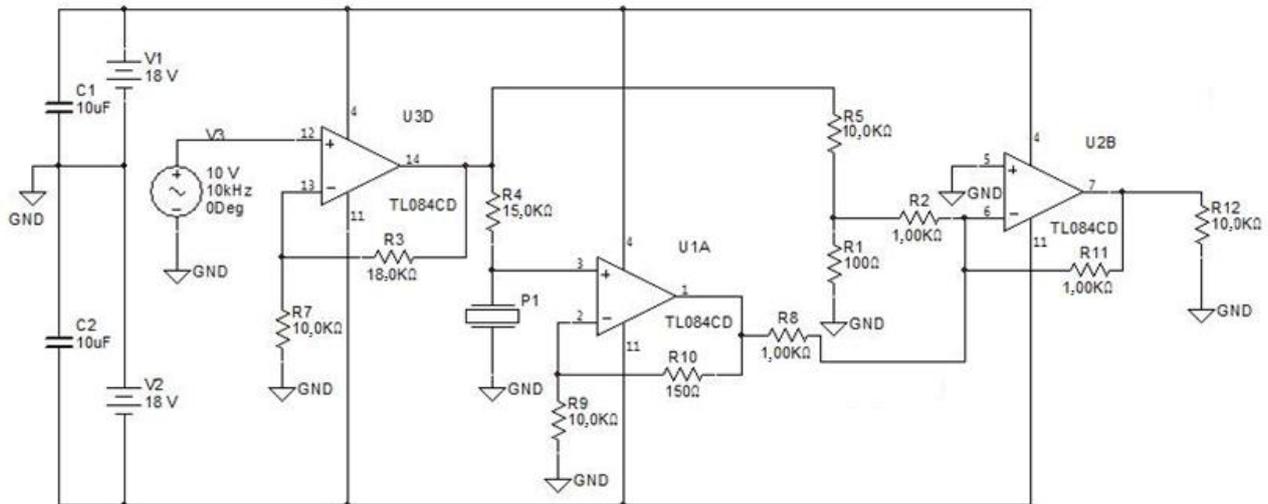


FIGURA 8 - Esquema elétrico da placa do sensor de corrente.

O circuito visto pelo amplificador U1A pode ser simplificado pelo circuito mostrado na Figura 9

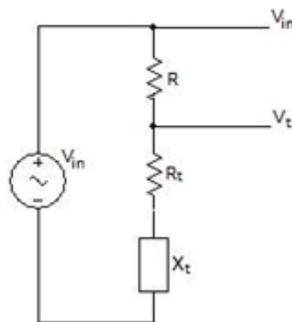


FIGURA 9 – Circuito visto pelo amplificador U1A.

Como o circuito apresentado na Figura 9 é o mesmo circuito resultante apresentado no circuito do teste do resistor *shunt*, as equações iniciais [1] a [7] são as mesmas.

A impedância Z_t é descrita pela equação (12)

$$Z_t = Re(Z_t) + Im(Z_t) \quad (12)$$

No qual $Re(Z_t)$ e $Im(Z_t)$ são as partes real e imaginária da impedância do componente medido e $j^2 = -1$. A amplitude da tensão

medida no resistor *shunt* é definida na teoria de circuitos elétricos como divisor de tensão e pode ser calculada utilizando a equação (13)

$$V_R = V_{in} \frac{R}{\sqrt{(R_t + R)^2 + X_t^2}} \quad (13)$$

A diferença de fase entre V_{in} e a corrente do circuito é a mesma diferença entre a V_{in} e V_R e pode ser calculada a partir da equação (14)

$$\tan \theta = \frac{X_t}{(R_t + R)} \quad (14)$$

Sabe-se ainda que $X_t < 0$ representa um circuito capacitivo e um $X_t > 0$, um circuito indutivo, com isso tem-se o diagrama de fasores da Figura 10 para as duas situações.

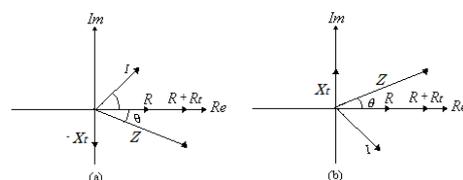


FIGURA 10 – (a) Representação fasorial entre a corrente I e a Impedância Z para circuitos capacitivos

($X_t < 0$). (b) Representação fasorial entre corrente I e Impedância Z para circuitos indutivos ($X_t > 0$).

De acordo com o diagrama de fasores de corrente e impedância da Figura 10, outra forma de encontrar os valores teóricos de V_R e V_t é encontrada considerando também as equações (15), (16) e (17):

$$I = \frac{V_{in}}{Z \angle \theta} \rightarrow I = \frac{V_{in}}{Z} \angle -\theta \quad (15)$$

Adotando-se a tensão de entrada V_{in} sem deslocamento de fase $V_{in} = V_{in} \angle 0$

Obtém-se o valor de V_R e V_t através das equações (13) (15)

$$V_R = IR = \frac{V_{in}}{Z} R \angle -\theta \quad (16)$$

$$V_t = IZ_t \angle \theta_t = \frac{V_{in}}{Z} R \angle (\theta_t - \theta) \quad (17)$$

E $-90^\circ < \theta_t < 90^\circ$ e $-90^\circ < \theta < 90^\circ$.

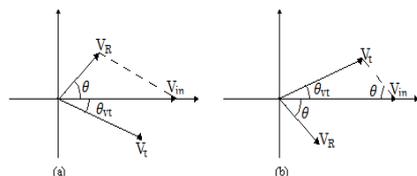


FIGURA 11 - (a) Representação fasorial entre tensões para circuitos capacitivos ($X_t < 0$). (b) Representação fasorial entre tensões para circuitos indutivos ($X_t > 0$).

Um terceiro caminho que pode ser adotado para ao cálculo das tensões V_R e V_t é encontrado através do gráfico fasorial de tensões visto na Figura 11, trata-se de uma simples regra dos cossenos, vista nas equações (18) e (19). Dessa forma, também é possível determinar a diferença de fase θ_t entre V_t e V_{in} , com manipulações algébricas, como visto nas equações (19) e (21).

$$V_R^2 = V_{in}^2 + V_t^2 - 2 * V_{in} V_t \cos \theta_{vt} \quad (18)$$

$$\cos \theta_{vt} = \frac{V_R^2 - V_{in}^2 - V_t^2}{-2 V_{in} V_t} \quad (19)$$

$$V_t^2 = V_R^2 + V_{in}^2 - 2 * V_R V_{in} \cos \theta \quad (20)$$

$$\cos \theta_t = \frac{V_{in} - V_t \cos \theta_{vt}}{V_R} \quad (21)$$

O último método teórico foi adotado para elaboração do programa em LabView pois os parâmetros para a realização de cálculos eram a tensão de entrada (V_{in}), a tensão no componente de testes (V_t) e a diferença de fase entre V_{in} e V_t (θ_{vt}). Como a corrente em R e em Z_t ($Z_t = R_t + jX_t$) são iguais, tem-se a equação (22)

$$Z_t = R \frac{V_t}{V_R} \quad (22)$$

Tomando-se os fasores de tensão e dividindo por $I \angle -\theta$, temos um giro nos fasores de impedância e resistência apresentados na Figura 12.

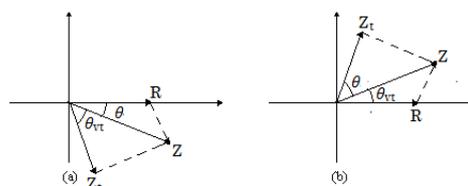


FIGURA 12 - (a) Representação fasorial entre impedância e resistência para circuitos capacitivos ($X_t < 0$). (b) Representação fasorial entre impedância e resistência para circuitos indutivos ($X_t > 0$).

Portanto o ângulo de fase de Z_t é $\theta_{vt} + \theta = \theta_t$. Para determinar-se θ_t usa-se a equação (19), no entanto, como θ_{vt} e θ devem ter o mesmo sinal, ao aplicar (19) o resultado é $\cos \theta_t > 0$ sempre.

Assim, para $X_t < 0$, $\theta_{vt} < 0$, $\theta_t = -\theta_{vt} - \theta$, logo $\theta_t < 0$;

para $X_t > 0$, $\theta_{vt} > 0$, $\theta_t = \theta_{vt} + \theta$, logo $\theta_t > 0$
Considerando ainda a inversão de fase inserida no circuito pela ligação do amplificador inversor tem-se

$$\theta_{V_{out}} = \theta_{vt} + 180^\circ$$

$$\theta_{vt} = \theta_{V_{out}} - 180^\circ$$

Com os valores de V_R e V_t definidos teoricamente, esses cálculos foram utilizados na implementação do programa no LabView de medida e correção do sinal.

Resultados e discussões

Uma primeira comparação foi realizada entre os dados coletados pelo programa proposto utilizando o circuito resistor shunt, sem circuitos ou sensores de aprimoramento, e os dados produzidos pelo analisador de impedâncias da Hewlett-Packard (HP4294A). A partir dos resultados experimentais encontrados notou-se que devido às diferenças de impedância que podem ocorrer num transdutor piezolétrico, esse circuito apresenta limitações que levam a imprecisões nas medições principalmente em faixas extremas de tensão.

Posteriormente, o resistor shunt foi substituído pelo sensor de corrente LA25-NPSP14, produzido por LEM Co. Entretanto, após algumas simulações observou-se que a resposta em frequência desse dispositivo é atenuada (-3 dB) a partir de 40 kHz. Esta atenuação limitou o uso como sensor de um medidor de impedância a apenas frequências abaixo do valor de 40 kHz. Portanto, sua utilização para caracterizar transdutores

piezolétricos é muito limitada e não foram feitos os testes de validação utilizando o Hewlett-Packard (HP4294A).

O teste subsequente utilizando o INA 195 na configuração de ponte de Wheatstone conforme Figura 7, apresentou problemas, pois não foi possível dimensionar valores de resistências que compõem a ponte de forma que o sensor variasse a tensão dentro dos limites estabelecidos no datasheet, isso aconteceu em virtude da proporcionalidade encontrada nos cálculos da ponte e inviabilizou o teste de validação utilizando o Hewlett-Packard (HP4294A).

Em contraposição aos testes 2 e 3, o teste com amplificadores em cascata atingiu os objetivos propostos e foi possível validar a medição de três transdutores piezolétricos (P1, P2 e P3) utilizados no experimento, tanto em relação à impedância parte real, quanto em relação à impedância parte imaginária, como o visto nas Figuras 15, 16 e 17.

Na Figura 15, em que o transdutor piezolétrico utilizado foi o P1, observa-se que a divergência dos valores entre o HP4294A e o experimento é pequena em baixas frequências e para valores de impedância elevados, ou seja, a possibilidade de erros de medida aumenta com a frequência. Esse efeito pode ser explicado pelo efeito indutivo demonstrado por componentes eletrônicos em altas frequências, especialmente resistores na faixa de k Ω . Também é verificada a

dificuldade de medir valores de pico, quando a impedância atinge valores extremos positivos ou negativos, a causa

disso está relacionada a imprecisão do ajuste de frequência de um medidor em relação ao outro.

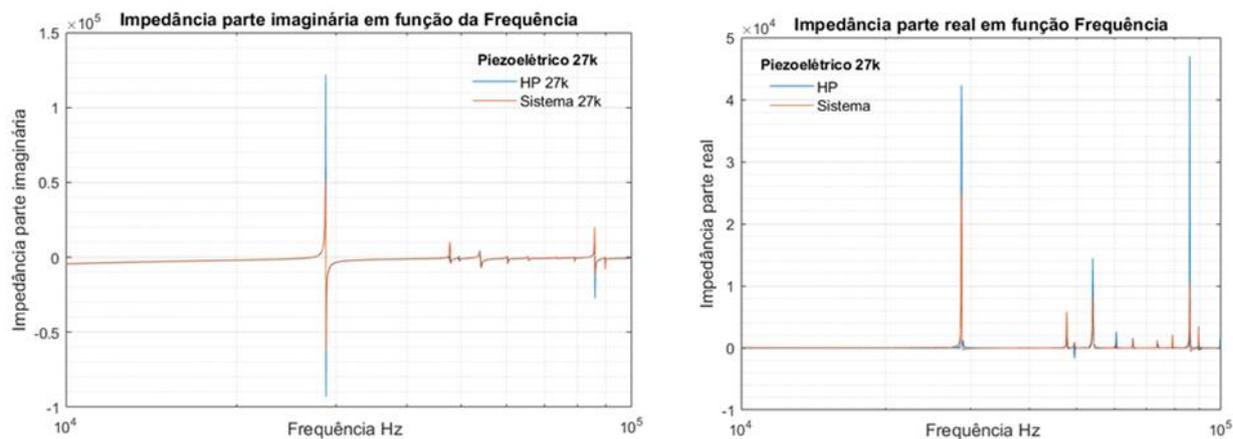


FIGURA 13- (a) Impedância parte imaginaria na frequência (b) Impedância parte real na frequência, P1, entre 10 kHz e 100k kHz(HP4294A –traço azul ; programa proposto – traço - vermelho-).

Na Figura 16 são apresentados os gráficos de impedância parte real e parte imaginária do HP4294A e do experimento proposto, respectivamente, para o piezolétrico P2. Novamente, observa-se que os valores do experimento propostos apresentam uma divergência significativa nos valores de pico quando comparados

com valores medidos pelo HP4294A o que corrobora para a mesma análise da Figura 15.

Os resultados do transdutor piezolétrico P3 referentes aos gráficos de impedância parte real e imaginária e de fase do HP4294A e do experimento proposto são apresentados na Figura 16.

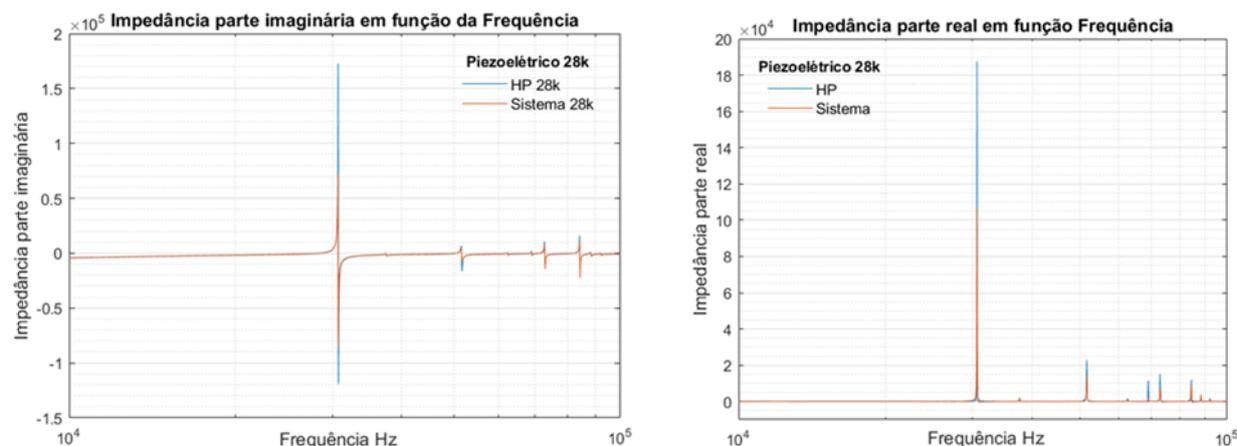


FIGURA 14- (a) Impedância parte imaginaria na frequência (b) Impedância parte real na frequência, P2, entre 10 kHz e 100k kHz(HP4294A –traço azul ; programa proposto – traço - vermelho-).

Analogamente aos resultados apresentados pelos outros transdutores, observa-se que os valores do experimento propostos destoam dos valores medidos pelo HP4294A principalmente nos valores extremo do gráfico o que também corrobora para a mesma análise da Figura 15. Porém, neste caso, é possível notar que diferença de impedância parte imaginária medida pelo HP4294A e pelo projeto proposto no trecho do pico principal do piezolétrico é menor, pois o experimento proposto apresenta uma

curva de transição de fase suave enquanto que o HP4294A faz uma mudança abrupta de -90° para 90° . Essa transição suave de fase ocorre porque o experimento corrige a fase a partir dos valores de tensão medidos de acordo com a equação 14, como em valores muito próximos do especificado o valor de tensão medida é muito baixo, existe uma maior probabilidade de erro. É importante ressaltar que todos os experimentos apresentaram esse efeito, porém nos anteriores ocorreu em menor grau.

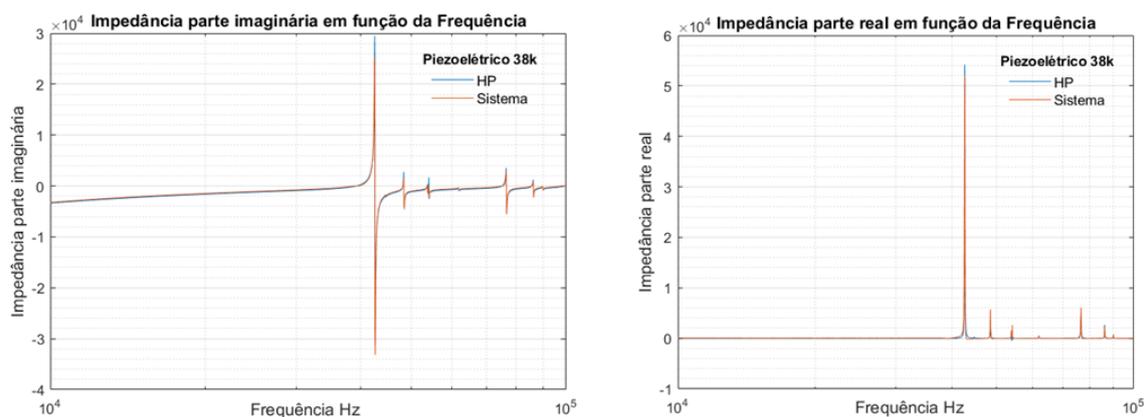


FIGURA 17- (a) Impedância parte imaginária na frequência (b) Impedância parte real na frequência, P3, entre 10 kHz e 100k kHz(HP4294A –traço azul ; programa proposto – traço - vermelho-).

Os erros médios relativos à impedância parte real (ERZP) e impedância parte imaginária (ERZI) calculados com as edições feitas com o sistema desenvolvido são apresentados na Tabela 1.

Tabela 1: Erros médios relativos da impedância parte real e imaginária (ERZP) e ERZI dos transdutores P1, P2 e P3

	P1	P2	P3
ERZP(%)	6.35	5.98	4.52
ERZI(%)	4.98	5.22	4.36

Uma das vantagens da configuração utilizando o amplificador operacional é a possibilidade de adequar a faixa de valores de impedância medidos alterando-se os valores de alguns resistores. Para tal, basta que se definam outros limites de tensão de saída e se refaçam os cálculos do sistema de equações (Equação 12). Também é possível usar este sistema em aplicações de campo, pois o gerador de funções, na forma de equipamento,

utilizado neste trabalho pode ser substituído por um circuito integrado que realize a operação. A fonte de alimentação do sistema também pode ser substituída por baterias, uma vez que a corrente consumida é da ordem de dezenas de mA.

Conclusões

As limitações da configuração com resistor *shunt* são manifestadas quando o valor da impedância medida é muito maior que o valor da resistência do *shunt*. Nas condições em que essas tensões são pequenas, há um maior erro na determinação da impedância parte real no circuito de medição.

No caso do circuito utilizando o transformador de corrente LA25-NPSP14, após alguns testes observou-se que a resposta em frequência desse dispositivo é atenuada (-3 dB) a partir de 40 kHz, em contradição com o exposto no *datasheet* do fabricante (150 kHz). Esta atenuação limitou o uso como sensor de um medidor de impedância a apenas frequências abaixo do valor de 40 kHz. Portanto, sua utilização para caracterizar transdutores piezelétricos é muito limitada. A Figura 4 mostra um desses testes, um resistor de 100Ω foi utilizado como carga.

O teste utilizando o INA 195 apresentou limitações, pois não foi possível calcular o valor dos resistores da ponte de *Wheatstone* de modo que o circuito

fornecesse os valores de tensão desejados devido a proporcionalidade da ponte.

Os resultados obtidos com o sistema desenvolvido são adequados para aplicações didáticas, pois o usuário pode controlar o número de amostras lidas, a resolução do sistema e consegue determinar o módulo de impedâncias entre 100Ω e 50kΩ, aproximadamente.

O circuito amplificador operacional é satisfatório entre uma variação de impedâncias de 10Ω até 70kΩ e a forma com que o projeto foi desenvolvido pode ser replicada para outras faixas de valores de magnitude da impedância e outras frequências. Para tal, basta estabelecer os parâmetros e utilizar componentes semicondutores adequados para operações nas faixas de frequência e impedâncias elétricas consideradas. Observa-se que divergência dos valores entre o HP4294A e o experimento é pequena em baixas frequências e para valores de impedância elevados, porém conforme o incremento de frequências e a diminuição dos valores de impedância as divergências são mais acentuadas. Também se observou valores anômalos de fase no gráfico do HP4294A que são situações inesperadas provavelmente causadas por um mau funcionamento.

Referências Bibliográficas

- [1] Arnold, F. J., Ximenes, R. L., Arthur, R. and Santos, T. S. (2014), Um sistema simples para medição de impedância

elétrica de transductores piezolétricos, Anais do XX Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte.

[2] Baptista, F. G. and Vieira Filho, J. (2009), A New Impedance Measurement System for PZT-based Structural Health Monitoring. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 58(10); pp. 3602-3608.

[3] J. C. O. Viana, F. J. Arnold, Desenvolvimento de um sistema automatizado para medição de impedância elétrica, Revista Brasileira de Ensino de Física, vol.39, n.2, e2503, (2016).

[4] M. Schmid, E. Benes and R. Sedlaczek A computer-controlled system for the measurement of complete admittance spectra of piezoelectric resonators

[5] *Datasheet* LA25-NPSP14, Disponível em:
<http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/lem/LA25-NPSP14.pdf> (Acessado em novembro de 2015).

[6] *Datasheet* INA195, Disponível em:
<http://www.ti.com/product/INA195/datasheet> (Acessado abril de 2016).

[7] ANSI/IEEE (1987). Standard on Piezoelectricity 176.

[8] Peairs, D. M., Park, G. and Inman, D. J. (2004), Improving Accessibility of the Impedance-based Structural Health Monitoring Method. Journal of Intelligent Material Systems and Structures.

[9] Wang, S. and You, C. (2008), A Circuit Design for Impedance-based Structural

Health Monitoring. Journal of Intelligent Material Systems and Structures.

[10] Chabowski, K. , Piasecki, T. et al. Simple Wide Frequency Range Impedance Meter Based on AD5933 Integrated Circuit, Metrol. Meas. Syst., Vol. XXII (2015), No. 1, pp. 13–24

[11] A. Pertence, Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos (Makron Books, São Paulo, 1996), 5ªed

Apoio

Este projeto teve suporte do Laboratório de Instrumentação Eletrônica (LABIEL) da Faculdade de Tecnologia (FT) da UNICAMP e apoio financeiro pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), uma agência do Ministério da Ciência, Tecnologia e Inovação, Brasil.

Agradecimentos

Gostaria de agradecer ao Prof. Dr. Francisco José Arnold, orientador deste projeto de pesquisa, por sua disponibilidade, conhecimento, tempo e dedicação, compartilhados durante esse período, e por proporcionar essa oportunidade durante o curso de graduação, na área de instrumentação eletrônica e piezeletricidade.

Agradeço também à Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP), pelo apoio financeiro dado à pesquisa na FT e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento científico e Tecnológico (CNPq) pelo incentivo financeiro ao projeto.