



## SISTEMA ELETRÔNICO PARA CONDICIONAMENTO DE SINAIS DE CÉLULAS DE CARGA

Diego Luiz de Oliveira Batista\*<sup>1</sup>, Ricardo Gouveia Teodoro<sup>1</sup> e Aurasil Ferreira Garcia Junior<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Instituto Federal do Paraná - IFPR Paranavaí

**Resumo** - Em medições de grandezas físicas é comum se utilizar transdutores e sensores, onde os sinais elétricos são direcionados para sistemas de aquisição de dados e posterior análise computacional. Mas para que o sinal analógico proveniente do transdutor seja corretamente enviado ao sistema de aquisição de dados, é necessário o desenvolvimento de um circuito para realizar a conexão entre o transdutor e o sistema em questão. Tal procedimento é conhecido como condicionamento de sinais. O presente trabalho apresenta um circuito para calibração e obtenção dos sinais de células de carga, sendo tais sinais direcionados para o sistema de aquisição de dados USB-6001 para posterior análise no software LabVIEW, ambos da National Instruments Corporation. O arranjo de circuito apresentado neste trabalho foi utilizado no processo de calibração e medição de força em dois modelos diferentes de células de carga.

**Palavras-Chave**- Calibração de Células de Carga, Condicionamento de Sinais, Instrumentação Eletrônica, Transdutores, USB-6001.

### ELECTRONIC SYSTEM FOR CONDITIONING SIGNALS OF LOAD CELLS

**Abstract** - In measurements of physical magnitude it is common to use transducers and sensors, where the electrical signals are directed to data acquisition systems and later computational analysis. But for the analog signal coming from the transducer to be correctly sent to the data acquisition system, it is necessary to develop a circuit to make the connection between the transducer and the system in question. Such procedure is known as signal conditioning. The present work presents a circuit for calibrating and obtaining the load cell signals, which signals are directed to the USB-6001 data acquisition system for further analysis in the LabVIEW software, both from the National Instruments Corporation. The circuit arrangement presented in this work was used in the calibration and force measurement process in two different load cell models.

**Keywords** - Load Cell Calibration, Signal Conditioning, Electronic Instrumentation, Transducers, USB-6001.

\*diego.lui236@gmail.com

### I. INTRODUÇÃO

Com o avanço tecnológico, pode-se medir diversas grandezas físicas por meio de transdutores. Transdutores são dispositivos que podem alterar uma forma de energia em outra [1]. Para um transdutor funcionar adequadamente, é necessário dimensionar um circuito de condicionamento de sinais. O condicionamento de sinais refere-se a modificações ou alterações necessárias para corrigir variações nas características de entrada/saída de um transdutor [1], como amplificação e filtragem do sinal.

As células de carga são componentes que empregam extensômetros fixados na superfície de uma peça [2]. A mudança de resistência em um elemento de célula de carga é proporcional ao grau de deformação elástica do componente estrutural do material no qual o extensômetro está fixado [1]. A variação da tensão elétrica obtida na saída de uma célula de carga é muito baixa, sendo importante o uso de amplificadores operacionais para elevar o nível de tensão e, assim, garantir o maior uso possível da faixa de operação previamente configurada do conversor ADC (Analog to Digital Converter [2]. Por se tratar de um sinal DC (Direct Current) de baixa intensidade, tipicamente se utiliza amplificadores de instrumentação para aumentar sua amplitude [1]. Um amplificador de instrumentação pode fornecer um alto ganho de tensão, uma alta razão de rejeição em modo comum (CMRR - Common Mode Rejection Ratio), offsets de entrada baixos e uma impedância de entrada alta [3].

No presente trabalho, optou-se por utilizar o amplificador de instrumentação AD620. O AD620 é um amplificador de instrumentação de baixo custo e alta precisão que requer apenas um resistor externo, denominado  $R_G$ , para definir ganhos entre 1 e 10000 [4]. Além disso, com sua alta precisão de 40 ppm de não linearidade máxima, baixa tensão de offset de entrada de 50  $\mu V$  e CMRR mínimo de 100 dB, é ideal para uso em sistemas de aquisição de dados precisos, como balanças e interfaces de transdutores [4].

Sendo o ruído um sinal puramente aleatório, o valor instantâneo e/ou a fase da forma de onda não podem ser previstos em qualquer momento [5]. Para minimizar seus efeitos no circuito, utilizou-se dois filtros passa baixa. Os filtros são componentes que possuem diversas aplicações dependendo da sua

localização no circuito [6]. Podem ser empregados em conversores ADC como anti-aliasing [5], na área de telecomunicações com o objetivo de minimizar frequências indesejáveis [7] e na instrumentação eletrônica atenuando ruídos [6].

## II. OBJETIVO

O objetivo do presente trabalho é apresentar o desenvolvimento de um arranjo eletrônico que promova a calibração de células de carga que irão posteriormente formar um conjunto eletroeletrônico com aplicação em testes de precisão, onde os dados serão adquiridos pelo sistema de aquisição de dados USB-6001 da National Instruments Corporation.

O circuito contará com um estágio formado por uma fonte simétrica responsável pela alimentação dos componentes eletrônicos do circuito e da célula de carga, um amplificador de instrumentação encarregado de aumentar a intensidade do sinal elétrico, filtros para eliminar possíveis sinais de ruídos e um regulador de offset.

## III. MATERIAIS E MÉTODOS

Para o desenvolvimento do circuito e para testes experimentais para o levantamento de dados, montou-se uma fonte simétrica com duas baterias de 12 V e reguladores lineares de tensão, LM7805CV e LM7905CV, para obtenção de +5 V e -5 V na saída. Dois modelos diferentes de células de carga foram testados. O primeiro modelo será aplicado para forças de tração, sendo seu fundo de escala (valor máximo ao qual o sensor/transdutor pode ser submetido) de aproximadamente 100 N e sensibilidade de saída de 2 mV/V. O segundo modelo de célula de carga atuará com forças de compressão e possui um fundo de escala de 500 N, sendo que no presente trabalho utilizou-se de duas células para obter-se um fundo de escala maior, de 1000 N. A sensibilidade de saída do segundo modelo que foi submetido à forças de compressão é de 1 mV/V.

A baixa amplitude do sinal, devido aos esforços propositalmente inseridos nas células de carga, requer a sua amplificação. No presente trabalho utilizou-se o amplificador de instrumentação AD620 alimentado com +5 V e -5 V com o propósito de se obter uma elevada precisão para sinais DC [8]. Como os dois modelos de células foram alimentados com +5 V e sabendo-se da sensibilidade de saída de cada célula, com a finalidade de tornar o sistema menos sensível à ruídos e garantir que o sistema não sature, definiu-se um ganho,  $G$ , de 50, a partir da equação (1), para o AD620, com o resistor  $R_G$  igual à, aproximadamente, 1 kΩ. Portanto, a tensão máxima de saída no AD620 será de 0,5 V quando a célula de tração, que possui maior sensibilidade, for submetida ao seu fundo de escala, garantindo que o AD620 não irá atingir a saturação.

$$R_G = \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{G - 1} \quad (1)$$

Na entrada do amplificador AD620 montou-se um filtro passivo diferencial passa baixas de primeira ordem especificamente para interferência de radio frequência (RFI), devido aos amplificadores de instrumentação não possuírem, virtualmente, rejeição em modo comum para sinais acima de

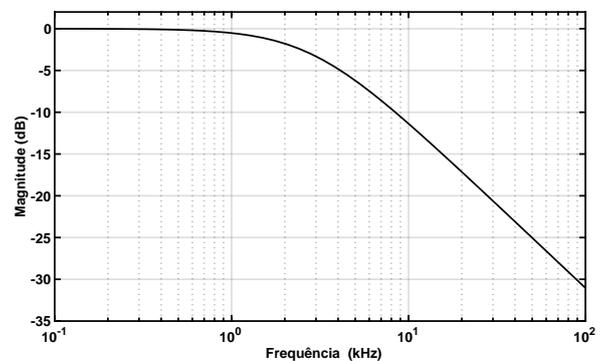
20 kHz [9]. Recomenda-se que o bandwidth (largura de banda) em modo comum do filtro passivo seja inferior a 10% do bandwidth do amplificador de instrumentação com um ganho unitário [9]. Para definir-se os valores dos resistores e capacitores que integram o filtro, utilizou-se as equações (2) e (3), onde  $C_D$  se refere ao capacitor para sinais diferenciais e  $C_C$  se refere ao capacitor para sinais comuns as duas entradas do amplificador. É recomendável que o valor do capacitor  $C_C$  seja, pelo menos, dez vezes maior que o valor do capacitor  $C_D$  [9].

$$FilterFreq_{DIFF} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot (2 \cdot C_D + C_C)} \quad (2)$$

$$FilterFreq_{CM} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C_C} \quad (3)$$

Com a equação (2) configura-se a frequência de corte para sinais diferenciais, sendo o sinal diferencial utilizado para determinar-se a reposta em frequência do filtro. Já com a equação (3), determina-se a frequência de corte para sinais em modo comum, ou seja, para sinais de RFI. No presente trabalho, estipulou-se uma frequência de corte para sinais diferenciais, com base na equação (2), de, aproximadamente, 2,8 kHz. Para sinais em modo comum, definiu-se uma frequência de corte, a partir da equação (3), de, aproximadamente, 58,95 kHz, o que está abaixo de 10% do valor de largura de banda do AD620 com um ganho unitário. Por meio da função de transferência do filtro passivo diferencial, obteve-se o diagrama de Bode mostrado na Figura 1.

Figura 1: Resposta em frequência do filtro passivo diferencial passa baixas.

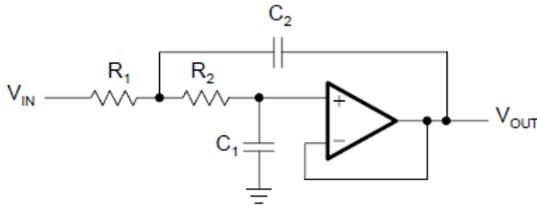


O sinal amplificado na saída do AD620 é direcionado para a entrada de um filtro ativo passa baixas de quarta ordem. Calculou-se os componentes do filtro de forma a obter-se uma resposta Butterworth que possui, como principais características, um ganho unitário e sem ripple para sinais abaixo da frequência de corte, e uma atenuação de 80 dB por década para um filtro de quarta ordem [10]. Definiu-se uma frequência de corte de, aproximadamente, 40 Hz. Para se determinar os valores dos componentes, como resistores, a partir da frequência de corte de 40 Hz, utilizou-se a equação (4) com base no modelo de filtro ativo de segunda ordem mostrado na Figura 2, onde para se obter um filtro de quarta ordem, simplesmente conectou-se dois filtros de segunda ordem em série. Na equação (4),  $a_i$  e  $b_i$ , são valores tabelados conforme o tipo de resposta que se deseja no filtro ativo e  $f_c$  é a frequência de corte.  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_1$ , e  $R_2$  na equação (4), são os capacitores e resistores

mostrados na Figura 2. Ressalta-se que, no presente trabalho, todas as casas decimais da função  $\pi$  da calculadora foram consideradas nos cálculos na equação (4).

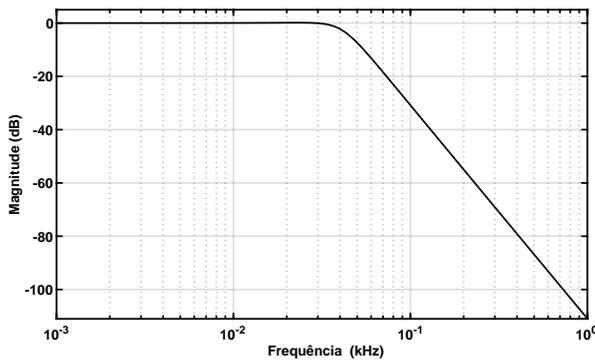
$$R_{1,2} = \frac{a_i \cdot C_2 \mp \sqrt{a_i^2 \cdot C_2^2 - 4 \cdot b_i \cdot C_1 \cdot C_2}}{4 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_1 \cdot C_2} \quad (4)$$

Figura 2: Filtro ativo passa baixas de segunda ordem [5].



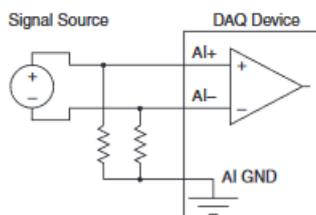
Após a definição dos valores dos componentes, a partir da função de transferência do filtro ativo, obteve-se a resposta em frequência, mostrada na Figura 3, para o filtro ativo de quarta ordem.

Figura 3: Resposta em frequência do filtro ativo passa baixas de quarta ordem.



Durante os testes experimentais, para a aquisição dos sinais de ambas as células de carga provenientes da saída do circuito de condicionamento de sinais e posterior análise computacional, utilizou-se o sistema de aquisição de dados USB-6001 da National Instruments Corporation. Trata-se de um dispositivo com uma taxa de amostragem máxima de 20 kS/s e um ADC com 14 bits de resolução [11]. Possui 8 entradas analógicas para conexão simples e 4 para conexão em modo diferencial, com uma faixa de tensão máxima de  $\pm 10V$  [11]. No presente trabalho, conectou-se os sinais ao USB-6001 em modo diferencial. Para conexões em modo diferencial, a National Instruments Corporation recomenda a configuração mostrada na Figura 4 para sistemas alimentados por baterias, por exemplo.

Figura 4: Configuração de ligação em modo diferencial [11].



Os dados digitalizados provenientes do USB-6001 foram interpretados e apresentados pelo software LabVIEW. Na Figura 5 é possível observar o esquemático completo do circuito de condicionamento de sinais que foi montado para os testes práticos, feito no software gratuito EasyEDA, sendo possível notar cada estágio que o compõe.

Uma força desconhecida pode ser mensurada pelos seguintes meios [10]:

1. Equilibrar a força desconhecida contra uma massa padrão através de um sistema de alavancas.
2. Medindo a aceleração de uma massa conhecida.
3. Igualando-a a uma força magnética gerada pela interação de uma bobina e um ímã.
4. Distribuir a força em uma área específica para gerar pressão e depois medir a pressão.
5. Convertendo a força aplicada na deformação de um elemento elástico.

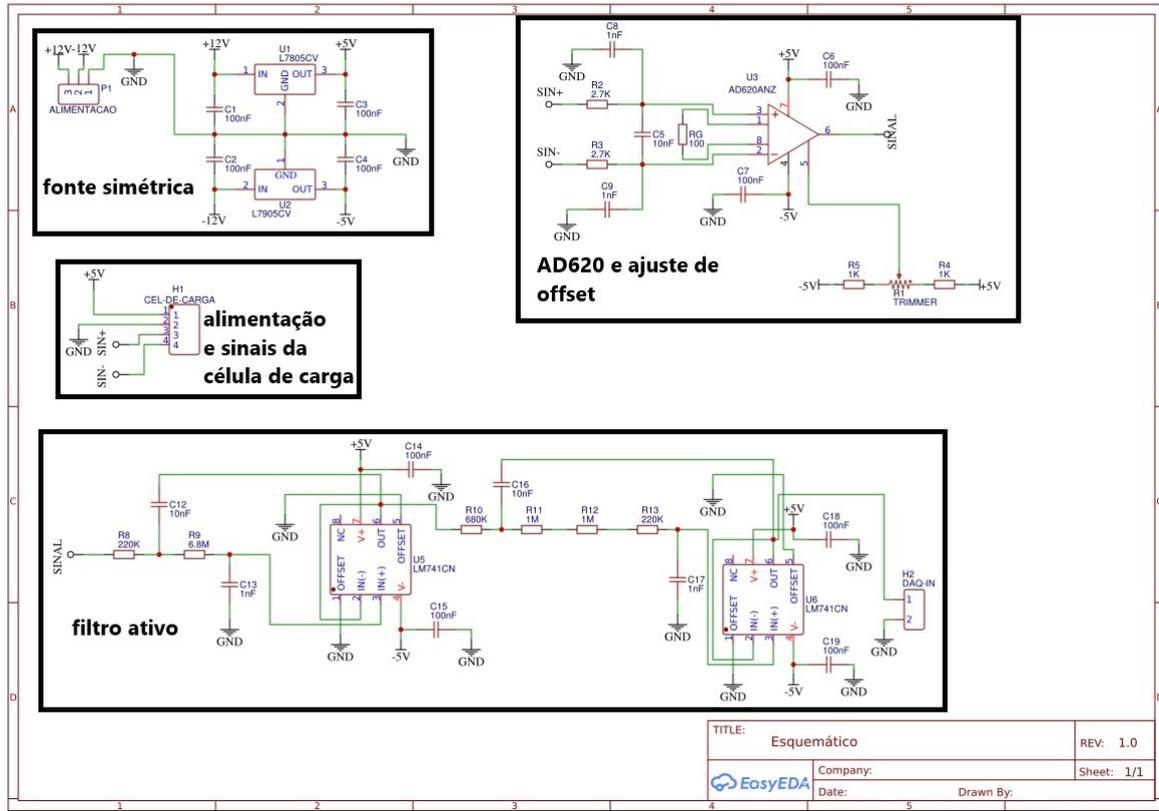
No presente trabalho, as células de carga utilizadas empregam o quinto método para medição de força, uma vez que são estruturas que se deformam de forma elástica conforme uma força é aplicada sobre sua superfície, sendo essa deformação convertida em um sinal elétrico por um conjunto de resistores instalados em sua superfície em configuração de ponte de Wheatstone.

Para se realizar a calibração das duas células de carga, primeiramente determinou-se os valores das forças de referência por meio de uma balança de precisão adotando-se  $9,81 m/s^2$  como a aceleração da gravidade. A acurácia do arranjo eletrônico, composto pelo circuito de condicionamento de sinais e transdutor, informa a capacidade de se obter valores próximos aos valores de referência [12]. Para o cálculo da acurácia relativa ( $ER$  - Erro Relativo), tanto em relação ao fundo de escala ( $ER_{FE}$ ) quanto em relação ao valor de referência ( $ER_{VR}$ ), utilizou-se a equação (5) e (6), onde, primeiramente, calculou-se os erros relativos de cada média e cada valor de referência e, posteriormente, tirou-se a média dos erros. O erro de repetibilidade,  $E_r$ , dado que descreve a incapacidade de um sensor/transdutor apresentar o mesmo valor sob condições idênticas, foi determinado com base na equação (7), onde  $max(\Delta_r)$  é a maior diferença entre duas medidas sob condições idênticas, ou seja, presentes no mesmo ciclo de carga e descarga. A precisão  $P$  de uma  $n$ -ésima medida foi calculada por meio da equação (8), onde  $x_n$  se refere à  $n$ -ésima medida que se deseja conhecer sua precisão e  $\bar{x}$ , é a média das medidas realizadas em todos os ciclos de carga e descarga. A histerese máxima,  $H_m$ , dado que descreve a maior diferença entre duas medidas obtidas no processo de carga e descarga no mesmo ciclo, foi calculada usando-se a equação (9), onde  $max(\Delta_r)$  é a maior diferença entre duas medidas sob condições idênticas, ou seja, presentes no mesmo ciclo de carga e descarga.

$$ER_{VR} = \frac{\text{valor medido} - \text{valor real}}{\text{valor real}} \cdot 100 \quad (5)$$

$$ER_{FE} = \frac{\text{valor medido} - \text{valor real}}{\text{fundo de escala}} \cdot 100 \quad (6)$$

Figura 5: Esquemático do circuito de condicionamento de sinais.



$$E_r = \frac{\max(\Delta_r)}{\text{fundo de escala}} \cdot 100 \quad (7)$$

$$P = \left(1 - \left| \frac{x_n - \bar{x}}{\bar{x}} \right| \right) \cdot 100 \quad (8)$$

$$H_m = \max(\Delta_r) \quad (9)$$

Para o primeiro modelo de célula de carga, inicialmente realizou-se o processo de calibração por meio de carga e descarga até atingir a força máxima de 48,10 N e, logo em seguida, retirou-se progressivamente os pesos, voltando a condição de força nula, ou seja, 0 N. O ajuste de offset foi realizado somente uma única vez antes de se iniciar o processo de calibração do primeiro modelo de célula de carga para se obter 0 V quando a célula se encontrava com 0 N. Para a calibração do segundo modelo de célula de carga seguiu-se os mesmos procedimentos anteriormente descritos para o primeiro modelo, com uma força mínima de 4,27 N e máxima de 137,21 N. Novamente, o ajuste de offset para se obter 0 V enquanto a célula se encontrava com força nula foi realizado somente uma única vez antes do processo de calibração.

#### IV. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Após a calibração do primeiro modelo de célula de carga, obteve-se a equação  $F = 202,05 \cdot V - 0,30$  com coeficiente de correlação 0,999546. A equação foi utilizada para medições de forças em Newton, onde se submeteu a célula de cargas às

mesmas forças utilizadas anteriormente, seguindo a sequência de carga e descarga três vezes. Os dados podem ser vistos na Tabela I, onde C se refere à carga, D, é descarga e DP, é desvio padrão. Para o primeiro modelo, o maior desvio padrão observado foi para a média de 26,31 N. A acurácia relativa média em relação ao fundo de escala,  $ER_{FE}$ , é de 0,21%. No entanto, a acurácia relativa média em relação aos valores de referência,  $ER_{VR}$ , é de aproximadamente 1,78%. O erro de repetibilidade,  $E_r$ , é de aproximadamente 2,02%, onde tomou-se como base de cálculo as forças de 25,97 N e 27,99 N que se encontram no processo D2 e D3, respectivamente. A precisão,  $P$ , da maior parte das medidas realizadas é de 100%, sendo que a precisão da força de 25,97 N é de, aproximadamente, 98,71% e, da força mensurada de 27,99 N, de, aproximadamente, 93,61%. A histerese máxima,  $H_m$ , é de 2,02 N entre as força de 27,99 N e 25,97 N referentes ao terceiro ciclo de carga e descarga.

Já para o segundo modelo, obteve-se a equação  $F = 1886,47 \cdot V - 15,03$  com coeficiente de correlação de 0,999819. Como no primeiro modelo, a equação foi utilizada para o mesmo processo já descrito. Os dados são mostrados na Tabela II. Obteve-se desvio padrão nulo para todas as médias, conforme mostrado na Tabela II. A acurácia relativa média em relação ao fundo de escala,  $ER_{FE}$ , é de -0,0005%. Já em relação à força de referência,  $ER_{VR}$ , é de -2,36%. O erro de repetibilidade,  $E_r$ , é de 0,00% devido ao fato de nenhuma medida apresentar diferença em condições idênticas, tanto em relação ao processo de carga quanto em relação ao processo de descarga. A precisão,  $P$ , de todas as medidas é de 100%, já

Tabela 1: Resultados experimentais da célula de carga de tração

Força [N] - Referência	C1 [N]	D1 [N]	C2 [N]	D2 [N]	C3 [N]	D3 [N]	Média	DP
0	-0,30	-0,30	-0,30	-0,30	-0,30	-0,30	-0,30	0,00
13,03	13,84	13,84	13,84	13,84	13,84	13,84	13,84	0,00
26,59	25,97	25,97	25,97	25,97	25,97	27,99	26,31	0,80
48,10	48,19	48,19	48,19	48,19	48,19	48,19	48,19	0,00

Tabela 2: Resultados experimentais da célula de carga de compressão

Força [N] - Referência	C1 [N]	D1 [N]	C2 [N]	D2 [N]	C3 [N]	D3 [N]	Média	DP
4,27	3,83	3,83	3,83	3,83	3,83	3,83	3,83	0,00
60,01	60,43	60,43	60,43	60,43	60,43	60,43	60,43	0,00
115,70	117,02	117,02	117,02	117,02	117,02	117,02	117,02	0,00
137,21	135,89	135,89	135,89	135,89	135,89	135,89	135,89	0,00

que nenhuma medida apresentou diferença em relação à média. A histerese máxima,  $H_m$ , é nula, pois as medidas entre os processos de carga e descarga são iguais em todos os ciclos.

A sensibilidade do sistema, constituído pelo circuito e célula de carga, é de  $0,005 V/N$  para o primeiro modelo de célula de carga, e  $0,0006 V/N$  para o segundo modelo de célula de carga. No entanto, a resolução do conjunto, dado que mostra o menor valor detectável, está condicionado à resolução do conversor ADC do sistema de aquisição de dados USB-6001. Como a faixa de operação do ADC é de  $20 V$  e possui um número de bits de  $2^{14}$ , sua resolução é de, aproximadamente,  $1,22 mV$ . Portanto, a resolução da célula de carga para tração é dada pela equação (10), e para a célula de carga de compressão, pela equação (11).

$$\frac{1,22 mV}{5 mV/N} = 0,244 N \quad (10)$$

$$\frac{1,22 mV}{0,6 mV/N} = 2,033 N \quad (11)$$

O filtro ativo de quarta foi testado em diversas frequências e, como esperado com base em seu gráfico na Figura 2 de resposta em frequência, pode-se confirmar seu correto funcionamento. A implementação do filtro passivo para diminuição de RFI se mostrou funcional durante o uso do circuito, para o levantamento dos dados já apresentados, em laboratório.

## V. CONCLUSÃO

Satisfatoriamente o circuito condicionador de sinal propôs uma nova metodologia de calibração de célula de carga por meio das equações e do coeficiente de correlação de cada elemento analisado. Além disso, apesar dos dados obtidos nos processos de carga e descarga não possuírem exatidão em relação aos valores de referência, pode-se notar uma boa precisão nas medidas realizadas. No entanto, o sistema apresenta uma acurácia relativa (erro relativo) em relação aos valores de referência,  $ER_{VR}$ , razoavelmente baixa para os dois modelos de células de carga.

Como possível melhoria, pretende-se transferir o circuito para uma placa de circuito impresso protegida por uma *case*.

Os resistores utilizados possuíam uma variação de fábrica em torno de 5%, sendo recomendado o uso de resistores de precisão com variação menor ou igual à 1%. Capacitores com pouca variabilidade na sua capacitância em função da temperatura também são recomendados na construção de filtros. Além de transferir o circuito para uma placa de circuito impresso, a utilização de cabos blindados com aterramento torna o sistema menos suscetível de sofrer interferência eletromagnética radiada através dos cabos.

Os dados obtidos experimentalmente mostrados na Tabela I e Tabela II, não atingiram o fundo de escala de ambas as células de carga devido a indisponibilidade no laboratório de algum equipamento capaz de simular forças entre  $100 N$  e  $1000 N$ . No entanto, para as futuras aplicações das células de carga, os valores máximos aplicados nas células de carga ultrapassam aquelas em que serão submetidas.

Com a implementação das melhorias sugeridas, pretende-se utilizar o circuito em duas propostas diferentes. A primeira, para a célula de carga de compressão, consistirá em um sistema para medição da potência líquida de motores elétricos. Já a segunda proposta, com a célula de tração, trata-se de um arranjo para a mensuração da força de preensão palmar.

## REFERÊNCIAS

- [1] W. C. Dunn, *Introduction to instrumentation, sensors and process control*. Artech House, 2006.
- [2] E. O. Doebelin and D. N. Manik, "Measurement systems: application and design," 2007.
- [3] A. P. Malvino and D. J. Bates, *Eletrônica-Vol. 2: 8ª Edição*. McGraw Hill Brasil, 2016.
- [4] A. Devices, "Instrumentation amplifiers," *AD620 Datasheet*, 2011.
- [5] R. Mancini, *Op amps for everyone: design reference*. Newnes, 2003.
- [6] T. R. Padmanabhan, *Industrial instrumentation: Principles and design*. Springer Science & Business Media, 2012.

- [7] A. Pertence Jr, *Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos-8*. Bookman Editora, 2015.
- [8] H. Zumbahlen *et al.*, *Linear circuit design handbook*. Newnes, 2011.
- [9] C. Kitchin, L. Counts, and M. Gerstenhaber, "Reducing rfi rectification errors in in-amp circuits," *Analog Devices Inc, Application Note (AN-671)*, 2003.
- [10] J. G. Webster, *The Measurement, Instrumentation, and Sensors: Handbook*. Springer Science & Business Media, 1999.
- [11] N. Instruments, "User guide ni usb-6001/6002/6003," 2014. [Online]. Available: <http://www.ni.com/pdf/manuals/374259a.pdf>
- [12] R. Pallas-Areny and J. G. Webster, *Sensors and signal conditioning*. John Wiley & Sons, 2012.