

A Methodology to Assist in Improvements of Low-Cost Electrical Impedance Tomography Systems

Bruno Furtado de Moura, Adriana Machado Malafaia da Mata, Marcio Ferreira Martins, Francisco Sepulveda Palma, Rogerio Ramos

Abstract—Electrical Impedance Tomography (EIT) is a technique that enables the reconstruction of the impedance distributions inside a vessel in a multiphase flow of industrial processes. Such a technique combines a data acquisition (DAQ) system to inject a current and to measure the voltages on the sensors and an inverse problem technique to reconstruct the image properly. This problem is highly ill-conditioned, causing errors to produce instabilities. Therefore, when performing the acquisition, the DAQ system must have adequate accuracy to allow the reconstruction of images with good quality. To avoid these measurement inaccuracies, this paper introduces a methodology that aid in the process of development of low-cost systems. It consists of investigating the errors in the current version of the system. Further, predicting the systematic errors of each subsystem by modeling its frequency response by Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis (SPICE). From this information, it is possible to perform critical analysis, aiding design decisions.

Index Terms—Electrical Impedance Tomography (EIT), Data Acquisition Design, Error Analysis, Instrumentation, Measurement.

I. INTRODUÇÃO

A reconstrução de imagem pela técnica da Tomografia por Impedância Elétrica, *Electrical Impedance Tomography* (EIT) é possível através da estimulação de um potencial elétrico dentro de um reservatório, ou tubo, no caso de medições de escoamentos multifásicos. Este processo ocorre nos sensores fixados na superfície das paredes internas de uma tubulação, onde a tensão superficial é medida e usada para resolver um problema inverso. O resultado é uma imagem seccional correspondente a distribuição de condutividade elétrica do domínio em questão [1].

Para medir essas tensões, é necessário a utilização de um sistema de aquisição de dados, *Data Acquisition System*

Laboratory for Computational Transport Phenomena (LFTC), Department of Postgraduate Studies in Mechanical Engineering, Universidade Federal do Espírito Santo (UFES)/Brazil, Faculty of Engineering, Universidade Federal de Catalão (UFCAT)/Brazil, bruno.moura@ufcat.edu.br

Laboratory for Computational Transport Phenomena (LFTC), Department of Postgraduate Studies in Mechanical Engineering, Universidade Federal do Espírito Santo (UFES)/Brazil, adriana.damata.prof@gmail.com

Laboratory for Computational Transport Phenomena (LFTC), Department of Postgraduate Studies in Mechanical Engineering, Universidade Federal do Espírito Santo (UFES)/Brazil, marcio.martins@ufes.br

Laboratorio de Metrología Térmica, Mechanical Engineering Department, Universidad de Santiago de Chile (Usach)/Chile, francisco.sepulveda.p@usach.cl

Nucleus for Oil and Gas Flow Measurement (NEMOG), Department of Postgraduate Studies in Mechanical Engineering, Universidade Federal do Espírito Santo (UFES)/Brazil, rogerio.ramos@ufes.br

(DAQ). A estrutura convencional desses sistemas é baseado no trabalho de Brown and Seagar [2]. Consiste em um subsistema que injeta uma corrente bidirecional, de uma fonte de corrente controlada pela tensão; chaves para aplicar um protocolo de medição; um subsistema voltímetro para receber as medições, normalmente obtidas diferencialmente; demodulador para extrair a informação da amplitude da onda. Essas medidas são digitalizadas depois por um conversor analógico-digital (A/D).

Os supracitados subsistemas apresentam um comportamento real diferente do ideal, o que resulta na introdução de erros sistemático e randômico às medições, e por consequência, tais erros causam instabilidade à solução do modelo de reconstrução da imagem, que no que lhe concerne, é um problema mal posto. Portanto, anomalias na reconstrução das imagens podem, eventualmente, resultar em um equívoco na interpretação dos resultados [3]. Dessa forma, os subsistemas devem ser projetados de forma a minimizar essas características no processo de desenvolvimento, resultando assim em medidas mais precisas e exatas [4].

O processo de desenvolvimento do sistema DAQ é, portanto, iterativo, e antes de chegar ao desenho final, muitos passos podem ser necessários. Diversos pesquisadores apresentaram o projeto final dos seus sistemas EIT ao longo dos anos, com suas especificidades [5]–[9]. No entanto, muitos autores não descrevem os passos necessários para o desenvolvimento dos sistemas, quando muito, apresentam somente metodologias para avaliação do desempenho dos sistemas [10]. Uma explicação para isso pode ser as razões de confidencialidade.

Geralmente, os principais aspectos que são inspecionados num sistema DAQ são: a acurácia das medida [6]; a razão sinal-ruído, *Signal-to-Noise Ratio* (SNR), que afeta diretamente a reconstrução, e mencionada por quase todos os autores; a razão de rejeição de modo comum, *Common-Mode Rejection Ratio* (CMRR) [5], [7]; o erro de reciprocidade devido às diferenças dos canais de medição [5]–[8]; e o erro de coincidência [7], [8], que mede o erro causado pelo *drift* do sistema num intervalo de tempo.

A partir dos testes supramencionados é possível avaliar o desempenho do sistema DAQ, o que também é um meio de prover informações importantes sobre os problemas do sistema. Outra maneira, complementar, de avaliar as falhas do sistema é modelar o canal do DAQ [11]. Com o modelo é possível avaliar as escolhas da iteração atual do projeto, como também pode ser usado como ponto inicial do processo de desenvolvimento.

O sistema EIT tem uma grande vantagem com relação a outras categorias de tomógrafos por ser considerado uma aplicação de baixo custo [12] e alguns têm sido apresentados na literatura [13]–[18]. No desenvolvimento de um EIT baixo custo, necessariamente, deve ser priorizada uma diminuta complexidade de arquitetura, o que pode ocasionar num menor desempenho (e.g., o número de eletrodos menor para reconstrução, uma baixa resolução temporal, a relação sinal-ruído inferior) quando comparado a sistemas comerciais e de alto desempenho. De uma maneira geral, as informações sobre o SNR, a frequência de aplicação e a resolução temporal nem sempre são reportadas nos trabalhos, e podem variar significativamente de sistema para sistema. Existem trabalhos apresentando um SNR de 47 dB [18] até 60 dB [13] e depende do número de eletrodos utilizados. Sistemas como o apresentado por [17] apresentam uma frequência entre 1 e 30 kHz, mas muitos são desenvolvidos para trabalhar em uma única frequência pela simplicidade.

Com o advento dos sistemas de baixo custo, a importância de balancear o desempenho com a complexidade não é uma tarefa trivial. Sob essa perspectiva, decisões devem ser tomadas sobre qual opção é mais desejável. Dessa forma, o objetivo do presente trabalho é propor uma metodologia que assista o desenvolvimento de sistemas de baixo custo destinados à medição multifásica com boa relação acurácia e precisão. A metodologia proposta servirá de guia para desenvolvedores/pesquisadores nas fases iniciais do projeto.

II. METODOLOGIA

A partir da primeira versão do sistema, é possível executar uma análise crítica do sistema. Dessa maneira, a metodologia é dada em três passos, de acordo com a Fig. 1. Essa metodologia é posteriormente demonstrada com detalhes nas próximas seções para cada um desses passos:

- 1) Investigação experimental da resposta em frequência para avaliar a precisão do sistema, inspecionando a influência do ruído, a reciprocidade dos canais e o erro máximo do sistema. Essa inspeção pode demonstrar necessidades adicionais de projeto. Por exemplo, corrente com magnitude inadequada (para a condutividade do meio) podem apresentar o aumento de ruído; resistores inadequados podem aumentar o ruído térmico; e também a necessidade de utilizar proteções contra esse efeito. A reciprocidade demonstra erros aleatórios advindos da resistência de contato dos eletrodos e impedância do meio. O erro é um parâmetro que demonstra de forma geral a quantificação de cada um desses erros, além de demonstrar necessidades de calibração, problemas com a demodulação.
- 2) Modelagem do canal de medição diferencial do DAQ para a avaliação da acurácia do sistema. O procedimento é feito através da análise de SPICE. A contribuição de cada subsistema pode ser avaliada separadamente nesse modelo. A fonte de corrente é modelada de acordo com as impedâncias de saída (tanto a parte resistiva quanto capacitiva). São considerados nos multiplexadores os erros advindo da utilização de sinais CA, como as capacitâncias parasitas e a resistência *on*. Nos cabos e traços

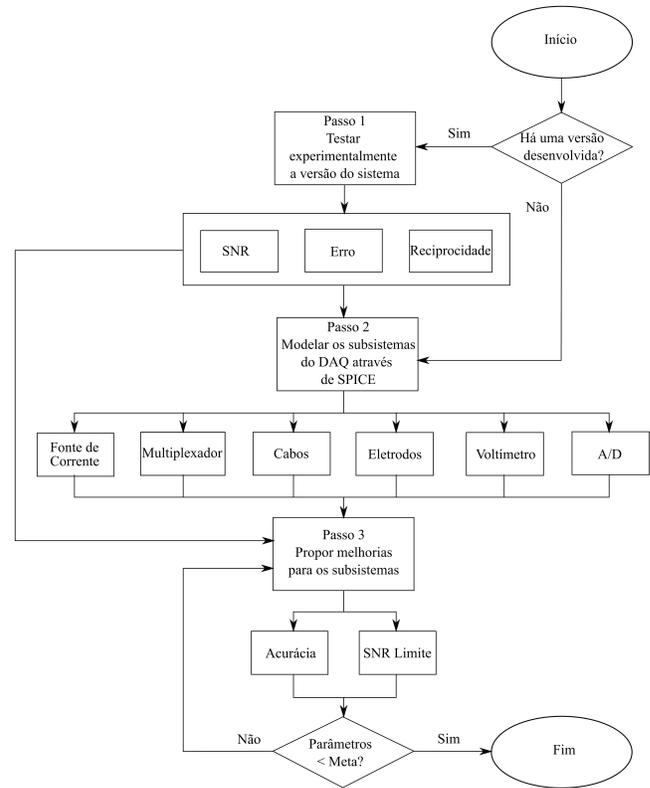


Fig. 1. Fluxograma da metodologia de desenvolvimento do sistema EIT de baixo custo.

é considerado o efeito de atraso de sinal, modelado como circuitos RC. Nos eletrodos são consideradas a resistência de transferência de carga e a capacitância da dupla camada. O CMRR dos voltímetros é modelado para avaliar o sinal adicional na medição. O A/D é avaliado para verificar o limite teórico de SNR. Após validado, o modelo é utilizado para investigar os erros sistemáticos presentes devido a cada subsistema.

- 3) Propor melhorias para os subsistemas e verificação se o sinal modelado corresponde às metas estipuladas. Essas são a acurácia do sistema, quantificado pelo erro máximo admitido a uma frequência e o limite teórico do SNR, definido pela quantificação do A/D. Como o desenvolvimento de um sistema de baixo custo é um compromisso entre complexidade da arquitetura e custo, é necessário avaliar no modelo cada escolha, de acordo com essas restrições e como irão impactar no sistema.

III. INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL

O teste experimental tem o objetivo de investigar a influência dos subsistemas na precisão e acurácia do sistema completo. Os testes são avaliados em duas cargas diferentes: um anel de resistores e um recipiente de água. A resposta em frequência do erro e as incertezas do sistema são medidas nas duas cargas.

O erro do sistema é mensurado pela comparação dos valores medidos e valores do modelo, [6]. A referência para o anel de

resistores pode ser obtida através da simulação por SPICE. O recipiente com água é modelado em 2D pelo Modelo do Eletrodo Completo, *Complete Electrode Model* (CEM), e resolvido pelo Método dos Elementos Finitos. Detalhes dessa implementação é dada em [19]. O erro do sistema é dado pela Eq. 1.

$$\epsilon_n = \frac{|V_n - V_{ref,n}|}{V_{ref,n}} \quad (1)$$

Onde V_n é a tensão para a n -ésima medição, $V_{ref,n}$ é a tensão de referência calculada com o EIDORS para a condutividade elétrica da solução.

É importante verificar os resultados quando modelando o domínio real, 3D, é modelado em 2D. Nessa situação, discrepâncias maiores que 80% na tensão no reservatório de água [20]. Dessa forma, ajustes são necessários para adequar o sinal.

O efeito físico mais proeminente que afeta o sinal é o ruído. Para essa avaliação, o teste de SNR, Eq. 2, é o mais importante devido à acurácia da reconstrução estar diretamente relacionada a esse fator [21]. O SNR compara a potência da potência do sinal pela a potência do ruído do sinal. Esse também pode ser visto como uma razão quadrática entre as amplitudes do sinal e do ruído. Pode ser calculado através das médias e do desvio padrão de acordo com a Eq. 2 [22].

$$SNR_n = 10 \cdot \log \left(\frac{P_S}{P_N} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{A_S}{A_N} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{\bar{V}_n}{dV_n} \right) \quad (2)$$

onde P_S é a potência do sinal, P_N é a potência do ruído, A_S é a amplitude do sinal, A_N é a amplitude do ruído, \bar{V}_n é o sinal esperado e dV_n é o desvio padrão medido para a n -ésima medição.

A informação do SNR, Eq. 2, é um indicador da presença de ruído no sistema, comparando-se o nível do sinal com o nível de ruído. Essa informação é indicada o sistema por completo, não sendo avaliada para cada subsistema. Para avaliar essa informação, Meeson et al [23] propõe um simples modelo linear para a estimativa da contribuição do ruído num sinal de EIT, descrito na Eq. 3.

$$dV^2 \approx \bar{V}^2 \left(\frac{dR^2}{R^2} + \frac{di^2}{i^2} \right) + dv \quad (3)$$

onde R e dR são a resistividade e o desvio padrão do meio aquoso respectivamente; i e di são a corrente de entrada e o desvio padrão respectivamente; e dv é o desvio padrão do sistema de medição. A Equação 3 se apresenta na forma de uma reta, variância do sinal pelo o sinal médio ao quadrado.

A consistência [6] ou, de forma equivalente, o teste de reciprocidade [6]–[8] podem avaliar as diferenças entre os canais de medição. Essas avaliações, no que lhe concerne, podem ser relacionados ao desempenho do processo de demodulação [24].

Para o anel de resistores, cada canal diferencial possui o mesmo valor, se garantirmos que nenhum erro na origem está presente. Dessa forma, o erro de reciprocidade, *Reciprocity Error* (RE) é dado pela Eq. 4.

$$RE_{rr,n} = \left| \frac{V_n - \bar{V}_n}{\bar{V}_n} \right| \quad (4)$$

Para o recipiente de água, é importante enfatizar que os protocolos de injeção de corrente mais comuns provêm duas vezes mais medições que as requeridas para a reconstrução. Isso é devido ao sistema de medição de 4 eletrodos fornecer a mesma informação para o par de medição e seu recíproco [25]. Portanto, a tensão V e a corrente elétrica i com os canais ab e cd, a reciprocidade mostra que a Eq. 5 é satisfeita.

$$\frac{i_{ab}}{i_{cd}} = \frac{V_{cd}}{V_{ab}} \quad (5)$$

O erro de reciprocidade é descrito a partir das Eq. 4 e 5, e mostrado na Eq. 6.

$$RE_{wv,n} = \left| \frac{V_n - V_{rec,n}}{V_n} \right| \quad (6)$$

Onde $V_{rec,n}$ é a tensão recíproca para a n -ésima medição.

IV. MODELAGEM

O sistema DAQ de EIT utiliza o método de 4 eletrodos para injetar a corrente e medir as tensões elétricas. O comportamento ideal considera somente a versão ideal da fonte de corrente controlada por tensão, *Voltage Controlled Current Source* (VCCS), um voltímetro ideal e dois canais de medição. Entretanto, o circuito real desvia das condições ideais devido às não idealidades presentes em cada subcircuito [11]. Esses elementos introduzem erros que atingem diretamente a acurácia do sistema DAQ. A origem desses erros estão (i) na fonte de corrente, (ii) nos multiplexadores (MUX), (iii) nos cabos, (iv) nos eletrodos e, (v) no voltímetro. O circuito equivalente para o comportamento ideal e real são apresentados na Fig. 2(a) e 2(b) respectivamente.

A. Fonte de Corrente de Howland

Fonte de corrente de Howland é um circuito que entrega na saída, através de uma fonte de tensão na entrada, uma corrente bidirecional. Esse circuito consiste de um amplificador operacional, *Operational Amplifier* (op-amp) com realimentações positivas e negativas. No presente trabalho, foi utilizado a versão com um seguidor na realimentação positiva, que confere a um dos resistores a capacidade de ser o ganho do sistema. O circuito pode ser observado em [26].

Três efeitos colaboram para a impedância de saída do VCCS que precisam ser considerados para quantificar o erro: o desequilíbrio das resistências nas realimentações positivas e negativas, $RO1$; o ganho em malha aberta finito para o op-amp, $RO2$; e a largura de banda finita do op-amp, CO [26], [27]. Esses elementos efetivamente desviam parte da corrente para o terra. As resistências efetivamente em frequências mais baixas e a capacitância em frequência mais alta, por criar um divisor de correntes e trabalhar como um *shunt*, não passando pela carga Z_L , causam erros na saída. O modelo de impedância de saída é mostrado na Fig. 2.

Os resistores da realimentação positiva e negativa devem se igualar para manter a acurácia do sistema. Logo, os resistores

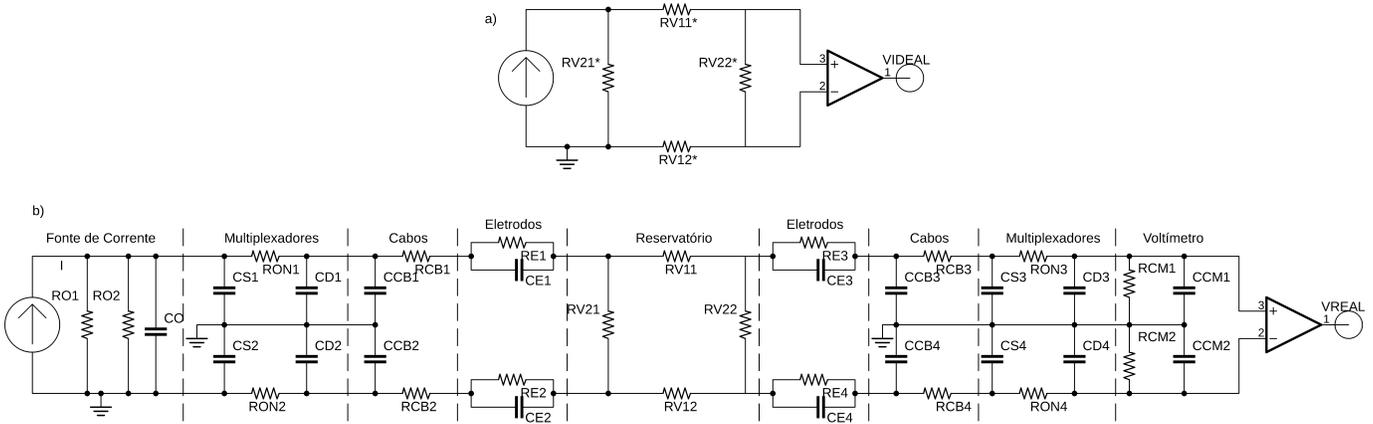


Fig. 2. O sistema de medição de 4 eletrodos. (a) O circuito ideal, (b) O circuito equivalente que inclui todas as fontes de erro do canal diferencial EIT.

R devem possuir uma tolerância estreita ou casarem bem os valores nominais. Além disso, um esquema de ajuste é desejável para prover uma boa calibração do sistema. O efeito da tolerância T na resistência de saída da VCCS, R_{O1} , para a topologia escolhida é dada pela Eq. 7, [26].

$$R_{O1} = \frac{1}{4T} \frac{R_g}{1 - \beta_{fb}} \quad (7)$$

R_g é o resistor que ajusta o ganho da VCCS, e β_{fb} é a razão de realimentação.

Aplicando uma análise de circuitos, a relação para a resistência de saída do ganho em malha, R_{O2} , é dado pela Eq. 8 [26].

$$R_{O2} = \frac{R_g(1 + Aol_1\beta_{fb})}{\left(\frac{Aol_1Aol_2}{1+Aol_2}\beta_{fb} - Aol_1\beta_{fb} - 1\right)} \quad (8)$$

onde Aol_1 é o ganho em malha aberta do op-amp da VCCS e Aol_2 é o ganho em malha aberta do seguidor.

O ganho em malha aberta depende da banda de frequência do op-amp. Considerando que o sistema opera em frequências médias a altas, o *roll-off* desse parâmetro não pode ser negligenciado. Dessa forma, o capacitor C_{O1} é adicionado para modelar esse comportamento. Considerando que os resistores R da VCCS são iguais e o ganho de banda do op-amp, f_{gbw} , a capacitância de saída, C_{O1} , pode ser calculada pela Eq. 9 [27].

$$C_{O1} = \frac{1}{2\pi f_{gbw}(R||R_g)} \quad (9)$$

B. Multiplexador

MUX são tipos comuns de chaves baseados na tecnologia de MOSFET complementares. O comportamento ideal dos MUX inclui uma resistência *on* nula e uma impedância *off* infinita, um tempo de abertura e fechamento nulo, uma corrente de fuga de abertura e fechamento nula, dissipação de potência nula [28]. Os MOSFET apresentam um comportamento não linear da resistência controlada por tensão que aumenta com a mesma. Para minimizar esse efeito, são combinados um MOSFET tipo N com um MOSFET tipo P [28].

Algumas características afetam mais o sinal CC, enquanto outras afetam mais sinais CA. Outras não idealidades afetam os dois tipos de sinal. Como é esperado um sinal senoidal em cada canal do sistema, o desempenho em CA é considerado no modelo. Essas características são as resistências *on*, R_{ON} , que varia não linearmente com a fonte de alimentação, as capacitâncias parasitas da fonte e do dreno, C_S , C_D , que desviam o sinal formando um divisor de tensões, e o isolamento não-ideal, C_{DS} , quando as chaves do MUX estão desligadas.

C. Cabos e Traços

Idealmente, cabos e traços precisam ter um caminho de zero impedância para transmitir o sinal de ponto a ponto adequadamente. Entretanto, um atraso de sinal é presente devido a capacitâncias parasitas entre o caminho e o terra [29]. Um método de modelar esse efeito é considerar uma rede de circuitos RC. Nesse trabalho, somente um circuito RC é considerado para simplificar o modelo e pode ser observado na Fig. 2.

D. Eletrodos

Quando um potencial é aplicado ao eletrólito através de um eletrodo, um movimento iônico em direção ao eletrodo é criado. Esse fenômeno leva a formação de uma dupla camada iônica [30]. Dessa forma, três efeitos são observáveis nesse conjunto: a resistência de transferência de carga, a capacitância da dupla camada, e a resistência do meio [31].

A transferência de carga é o efeito da transferência dos íons do eletrodo para o eletrólito. Esse processo oferece uma resistência que deve ser considerada. A dupla camada formada na interface entre o eletrodo e o eletrólito armazena cargas elétricas. Uma maneira de representar e modelar essas cargas é considerar um capacitor de duas placas paralelas, onde a primeira placa é a superfície do eletrodo e a placa oposta é o eletrólito.

A resistência do meio modela o efeito de transferência dos eletrodos da solução para a interface do sistema. É importante

ênfatisar que essa resistência é relacionada a condutividade elétrica do meio pela Eq. 10 [32].

$$R_B = \frac{K}{\sigma} \quad (10)$$

onde K é uma constante geométrica dependente do efetivo comprimento pela área, e σ é a condutividade do eletrólito.

De acordo com Hassibi *et al.* [32], o ruído gerado numa interface de um eletrodo não faradáica, i.e. nenhuma corrente é transferida, depende primariamente do ruído térmico das resistências.

E. Voltímetro

O amplificador de instrumentação, *Instrumentation Amplifier* (in-amp) é um circuito constituído de op-amps para executar medições diferenciais. É comum utilizar circuitos integrados, *Integrated Circuit* (IC) com a topologia de 3 op-amps. Consiste em dois seguidores na entrada e um op-amp recebendo os sinais na entrada inversora e não inversora. A razão dessa configuração é para aprimorar a impedância de entrada do circuito [33]. O comportamento ideal do in-amp é medir a tensão diferencialmente, de acordo com a Eq. 11.

$$V_{IAideal} = A_D (V_+ - V_-) \quad (11)$$

onde $V_{IAideal}$ é a tensão de saída ideal para o in-amp, V_+ é a entrada não inversora e V_- é a entrada inversora, A_D é o ganho do in-amp. Entretanto, um termo adicional é adicionado à saída de um sistema real, a tensão em modo comum, *Common-Mode Voltage* (CMV), definido como o segundo termo da Eq. 12. Essa CMV está presente na medição e a tensão real na saída, V_{DReal} , é dada de acordo com a Eq. 12.

$$V_{IAreal} = A_D (V_+ - V_-) + A_{CM} \frac{(V_+ + V_-)}{2} \quad (12)$$

onde A_{CM} é o ganho em modo comum. O parâmetro que indica a habilidade de rejeitar esse CMV é o CMRR, que é a razão entre os ganhos. Um voltímetro ideal tem um CMRR infinito devido à amplificação de modo comum ser efetivamente zero.

F. Conversor Analógico-Digital

O A/D é um sistema não-linear e probabilístico responsável por converter o sinal analógico para digital, para assim poder ser processado com mais facilidade. O sinal contínuo no tempo é quantizado para um sinal discreto, formado por um grupo de bits. O processo de quantização apresenta erros quando os sinais são CA, formando um ruído de quantização [22]. Um aspecto desses sistemas é que existe um limite de SNR quando o sinal CA entra no sistema, devido a esse fenômeno. O SNR limite é dado pela Eq. 13.

$$SNR_{lim} = 1.76 + 6.02 \cdot N \quad (13)$$

Onde o SNR_{lim} é o máximo teórico de SNR para um A/D que satisfaz o critério de Nyquist, N é o número de bits de resolução do A/D.

V. PROPOSIÇÃO DAS MELHORIAS

Após analisar as falhas, são numerados os problemas que podem ser aprimorados e novas soluções são propostas. A resposta em frequência do novo sistema é modelado por SPICE para avaliar o erro máximo admitido em determinada frequência e o SNR limite dado pela escolha do número de bits do A/D. Os seguintes subsistemas são considerados como exemplo nesse artigo: impedância de saída da fonte de corrente, não idealidades para cada multiplexadores escolhido, possíveis métodos para anular as capacitâncias parasita dos cabos, o CMRR dos voltímetro, e a possibilidade da utilização de outros tipos de demoduladores.

VI. RESULTADOS E DISCUSSÃO

A. Dispositivo sob Teste

O DAQ apresentado, desenvolvido por [16], é submetido à metodologia desenvolvida para avaliar o nível de erro sistemático e randômico. Através dessa informação, é possível propor aprimoramentos para a próxima versão a ser desenvolvida. O dispositivo sob teste, *Device Under Test* (DUT) possui os seguintes subsistemas: gerador de onda senoidal, VCCS, MUX, sensores, in-amp, filtro passa-baixa, demodulador conversor *root mean square* (RMS), e uma placa de prototipação microcontrolada Arduino Due com os periféricos, e.g. o A/D. O sistema injeta corrente pelo padrão adjacente e é capaz de medir com 8 ou 16 eletrodos. A Fig. 3 mostra o sistema construído e as minúcias deste podem ser encontradas em [16].

B. Avaliação Experimental

Para avaliar os erros do sistema, são efetuadas medições no anel de resistores primeiramente, contendo um total de 16 resistores, avaliado entre as frequências de 5 kHz a 100 kHz. Um total de 500 conjuntos de medidas são usados para avaliar o desvio padrão. A sequência de medição é feita de acordo com o protocolo adjacente [1]. Três valores nominais de resistência são utilizados: 100 Ω , 511 Ω , and 1000 Ω com resistores de 1% de tolerância com um ganho do in-amp gain de 7,25 devido à demodulação ser sensível ao sinal de entrada [34]. O valor de referência é calculado via simulação de SPICE. O valor de tensão na entrada da demodulação esperado é 44.2 mV para 100 Ω , enquanto para 511 Ω e 1000 Ω é esperado que seja uma tensão de 226,0 mV e 442,4 mV respectivamente.

A resposta em frequência é mostrado na Fig. 4. É possível observar um erro dependente da carga e da frequência. Medições com 1000 Ω apresentaram uma correspondência mais adequada entre 20 kHz e 50 kHz, enquanto medições com 100 Ω apresentaram o maior erro nesse intervalo. Também, pode-se observar um erro acentuado causado pela frequência. A baixas frequências, o IC AD536 produz um erro médio dependente da frequência causado pelo tempo de acomodação da demodulação que se torna proeminente quando a frequência decresce. Por outro lado, à frequências mais altas, o erro é dependente não devido ao demodulador e sim pelas capacitâncias parasitas do sistema de aquisição de dados e o filtro passa-baixa ativo antes da entrada do demodulador.

Apesar do baixo erro presente com 1000Ω , a incerteza aumenta com a frequência e carga. Para inspecionar as causas desse comportamento, o SNR é avaliado na Fig. 5. O ruído está mais presente para as frequências mais baixa, considerando todas as cargas avaliadas. Percebe-se que o SNR aumenta com a carga, devido à magnitude do sinal que é maior. Dessa forma, conclui-se que a incerteza é devido à reciprocidade entre os canais, mostrado na Fig. 5. Outra observação é que a demodulação introduz muitos erros que são dependente da carga e da frequência.

A análise é feita também para o reservatório de água. Uma solução salina aquosa de 1 L é preparada aumentando a salinidade com 5 diferentes condutividades, medidos com um condutivímetro. Foram testados conjuntos de 500 conjuntos de medidas variando a frequência de 5 kHz a 100 kHz. O intervalo de condutividade é restrito a 74-1129 $\mu\text{S}/\text{cm}$, de σ_1 a σ_5 . O ganho do sistema DAQ é modificado para aproveitar-se do alcance dinâmico do A/D. Um recipiente de acrílico com 14,4 cm de diâmetro é utilizado como reservatório. Os 16 sensores confeccionados de aço inoxidável são no formato de calota esférica com um diâmetro de 36 mm, posicionados a 40 mm do fundo do reservatório. O CEM é resolvido com o software *Electrical Impedance Tomography and Diffuse Optical Tomography Reconstruction Software* (EIDORS) [35], utilizando uma malha com 88031 nós e 175280 elementos para evitar erros computacionais.

Visto que o conjunto de tensões contém 208 medidas, a resposta em frequência é analisado calculando, da Eq. 1, o erro médio do conjunto. Os resultados para o erro e RE são

mostrados na Fig. 6. O erro aumenta em frequências mais altas devido as capacitâncias parasitas. Além disso, o aumento da salinidade da água reduz a parte imaginária da condutividade da água [36], que é representado pela redução do erro a altas condutividades. Para a reciprocidade é observado o mesmo erro quando testado no anel de resistores a cargas com altas resistências. Esses desvios devem ser considerados para estabelecer uma condutividade de trabalho para o equipamento.

A avaliação do ruído é feita na forma de SNR e através da Eq. 3. Os resultados são mostrados na Fig. 7. A variabilidade versus o sinal ao quadrado é plotado e ajustado numa linha reta na Fig. 7(a). Esse ajuste só é possível com baixas condutividades para esse sistema, σ_1 . Na Fig 7(b), o SNR é mostrado e pode ser observado que essa condutividade apresenta valores mais elevado quando comparado a outras condutividades maiores. Isso pode ser explicado pelo fato de, para a primeira condutividade, o ruído é dominado pela resistência do meio do eletrólito, $V^2 \frac{dR^2}{R^2}$, e essa quantidade depende da distância entre o sinal e o eletrodo, Eq. 10 [32]. Dessa forma, a variabilidade do sinal tem a forma do mesmo, em U, mostrado na Fig. 7(c). Para o σ_2 , as medições possuem uma magnitude menor antes do in-amp, então o termo dv se torna gradualmente mais dominante, perdendo a forma até que se torna totalmente constante para σ_5 .

Os resultados com 8 eletrodos apresentaram uma correlação maior para as condutividades σ_1 e σ_3 , de $R^2 = 0,71$ e $R^2 = 0,83$. Os resultados com σ_4 é a transição entre os dois tipos dominantes de ruído. De fato, esse apresenta uma baixa correlação, de $R^2 = 0,34$, indicando essa transição.

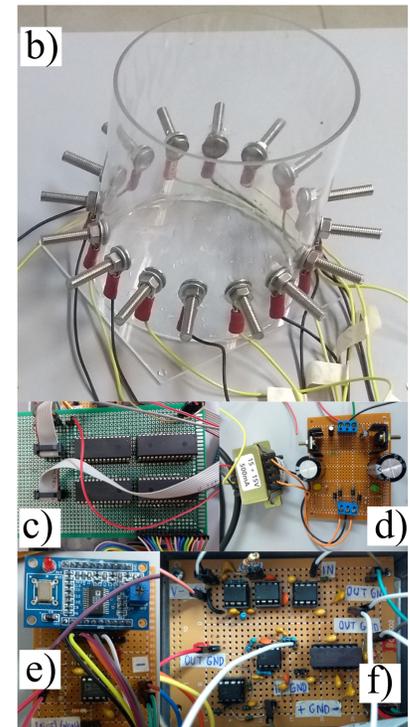
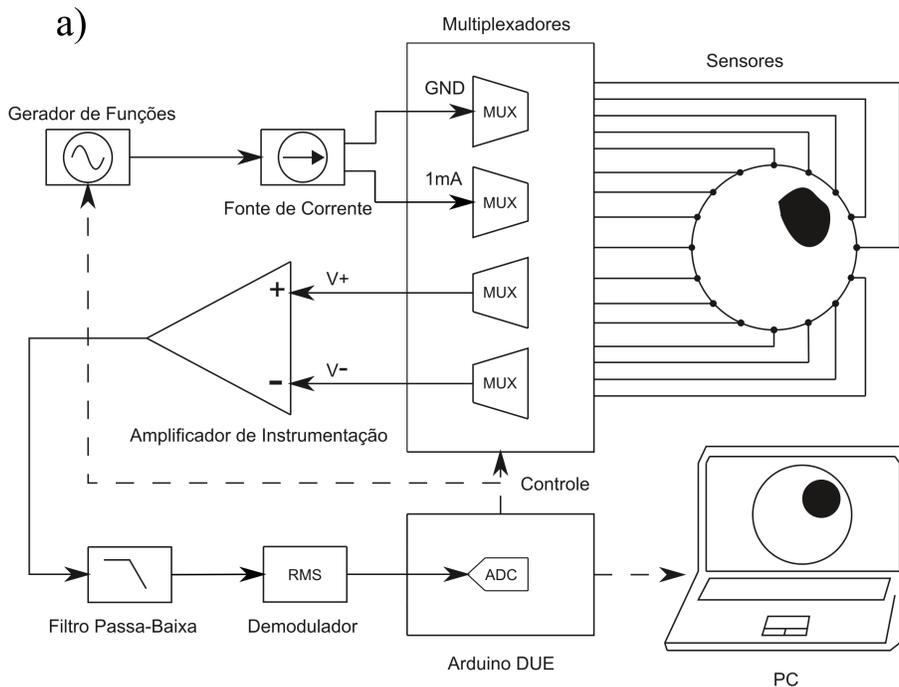


Fig. 3. O dispositivo sob teste [16]. (a) Diagrama de blocos, (b) O tanque de testes, (c) Os multiplexadores, (d) A fonte de alimentação, (e) O gerador de sinais, (f) O condicionamento de sinal, com o HCS, amplificador de instrumentação, filtro, demodulador RMS.

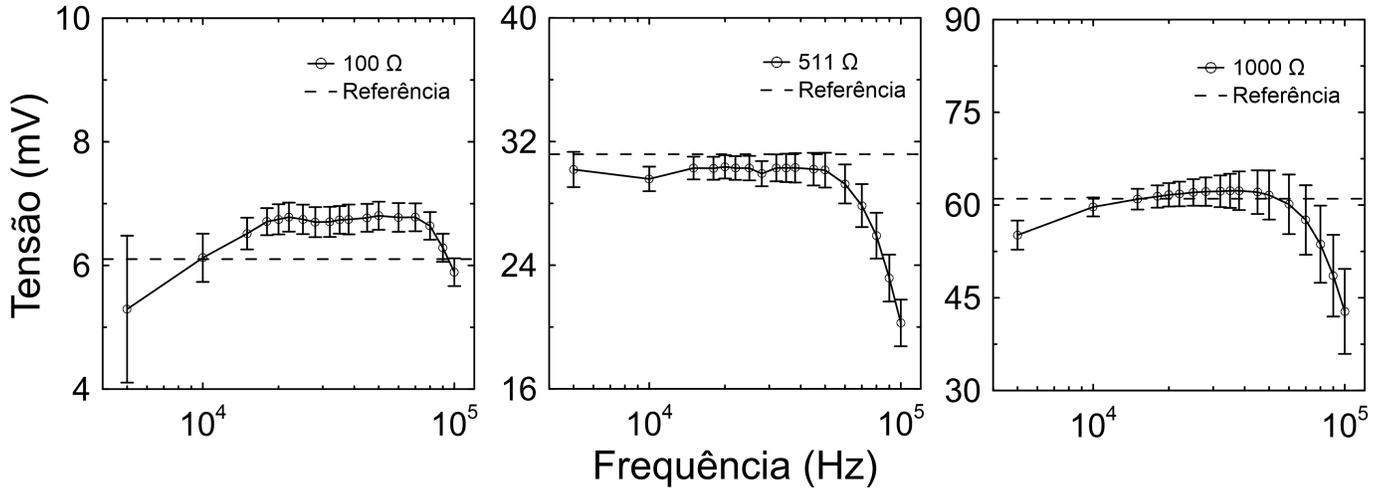


Fig. 4. A resposta em frequência medida e referência para 100 Ω, 511 Ω e 1000 Ω.

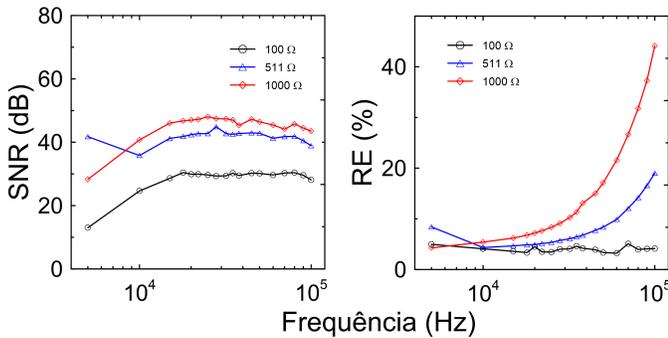


Fig. 5. O SNR e RE para diferentes valores de resistores de carga.

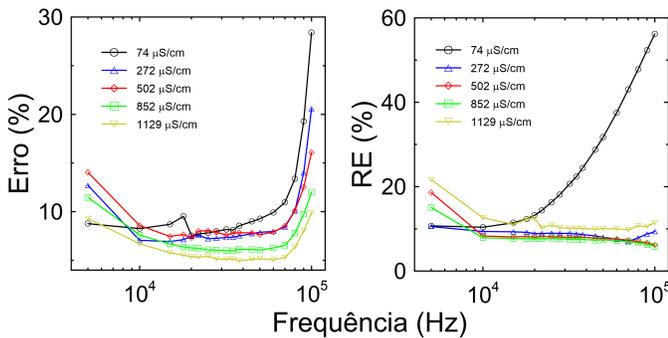


Fig. 6. O erro e RE para diferentes valores de condutividade.

Para medições com 16 eletrodos, o termo $\bar{V}^2 \left(\frac{dR^2}{R^2} + \frac{di^2}{i^2} \right)$ é negativo quando testado no σ_2 , indicando um ponto de inflexão da importância do ruído, mostrado na Fig 7(c). Dessa forma, a análise é somente válida quando esse termo é positivo e dominante. Para evitar esse ruído, o sinal deve ter uma magnitude adequada. O modo mais comum de atingir isso é ajustando a magnitude da corrente de injeção pelo VCCS. De fato, os resultados com medições feitas com 8 eletrodos apresentaram menos ruído devido a dois fatores principais: o sinal médio do conjunto de tensões é maior e as distâncias entre os eletrodos e o eletrodo de trabalho são maiores,

aumentando o termo de transimpedância do ruído. Então, para cada condutividade do meio, um sinal correspondente com a magnitude correta deve ser injetado para evitar que introduza ruídos na medição.

C. Avaliação do Modelo

O canal do DAQ é modelado através de SPICE de acordo com a Fig. 2(b). Além disso, o filtro passa-baixa ativo é incluído na saída do in-amp. A resposta em frequência do anel de resistores é utilizada para validar o modelo. A influência do ruído, do demodulador, do A/D e outras fontes são desconsideradas no presente modelo.

Os valores equivalentes dos componentes são dados na Tabela I. As resistências de saída da VCCS são calculadas pela Eq. 7 e 8, considerando uma tolerância de 1% e um ganho em malha aberta de 75 dB do op-amp AD827. A capacitância de saída é calculada pela Eq. 9, considerando um produto ganho-largura de banda de 50 MHz. A capacitância do dreno e fonte e a resistência *on* do MUX, C_S , C_D , R_{ON} , são dados pelo *datasheet* do ADG506 [37]. O capacitor de isolamento não ideal é desconsiderado devido à aplicação utilizar frequências médias. A impedância do eletrodo é desconsiderada devido à ausência da interface eletrodo/eletrólito. A resistência de carga para o anel de resistores é 1 kΩ. Assume-se um valor de 1 MΩ para o voltímetro, que é o resistor do circuito de acoplamento limitando a impedância de entrada do voltímetro. A capacitância de entrada é dada pelo *datasheet* do INA128 [38].

A tensão entre o experimento e o modelo são comparadas para validar o método computacional. Os resultados mostraram uma boa conformidade entre os sinais medidos e modelados. Podem ser observados algumas diferenças que devem ser causadas pela subestimação da resistência de saída da fonte de corrente, visto que a Eq. 7 é relacionada ao pior cenário estatístico para 1% de tolerância.

Analisando o modelo computacional, alguns aspectos são relevantes para aprimorar o projeto. A resistência de saída da VCCS apresenta uma influência relevante no erro do

TABELA I

VALORES CONSIDERADOS NA AVALIAÇÃO DO ERRO PARA O CIRCUITO EQUIVALENTE.

Subsistema	Quantidade	Componente
VCCS	Ro1 (Ω)	50 k
	Ro2 (Ω)	1,875 M
	Co (pF)	9
MUX	Cs (pF)	44
	Ron (Ω)	600
	Cd (pF)	5
Cabos	Rcb (Ω)	0,05
	Ccb (pF)	33
Eletrodos	Re (Ω)	-
	Ce (nF)	-
Resistor de Carga	Rv1 (Ω)	1 k
	Rv2 (Ω)	7 k
Voltímetro	Rcm (Ω)	1 M
	Ccm (pF)	9

sistema, calculado através da diferença relativa, Eq. 1, entre as medições ideais, Fig. 2(a), e as medições reais, Fig. 2(b). O objetivo é obter uma impedância de saída da VCCS que é próximo de infinito, para que a corrente permaneça sem mudança. A Fig. 9(a) mostra o erro dependente da resistência de saída relativo ao casamento entre resistores. A tolerância deve ser bem casada para aprimorar a acurácia do sistema. Se a tolerância for de 0,1%, assegurada através do casamento ou de ajustes dos resistores da realimentação do VCCS, uma redução substancial do erro é observada, de 4,69% a 1,05%

a 20 kHz. Aumentando a tolerância para 0,01% decresceria o erro para 0,67%. Da visão dos sistemas de baixo custo, reduzindo para 0,1% seria suficiente, pois as reduções maiores diminuiriam marginalmente o erro, a um alto custo. Uma ponte de Wheatstone pode auxiliar no casamento dos resistores, de forma a evitar o alto custo dos resistores de alta precisão.

O ganho em malha aberta para o op-amp tem um impacto, apesar de esse ser muito menos sensível. A resistência dominante da resistência de saída é a representada pelo casamento entre os resistores. O efeito real dessa resistência é reduzir a resistência de saída por um certo valor relacionado a $R_{o1} || R_{o2}$. Essa redução representa um decréscimo do erro no sistema de 4,69% a 4,58% a 20 kHz quando as tolerâncias são 1% para 75 dB e 120 dB respectivamente. Mesmo assim, é importante priorizar op-amps com um alto ganho em malha aberta como uma boa prática para sistema com alta acurácia.

A banda do op-amp é diretamente relacionada com a capacitância de saída do VCCS. O erro causado por essa limitação de banda é mostrado na Fig. 9(b). Uma baixa largura de banda seria prejudicial para o sistema, introduzindo um erro considerável, como pode ser visto para 1 MHz.

Uma outra topologia de VCCS frequentemente utilizada é a fonte de corrente de Howland espelhada e diferencial. Esta combina duas versões de fontes *single-ended* para formar uma fonte *dual*. A consequência primária é a adição das duas impedâncias de saída [39] e a consequente redução do CMV,

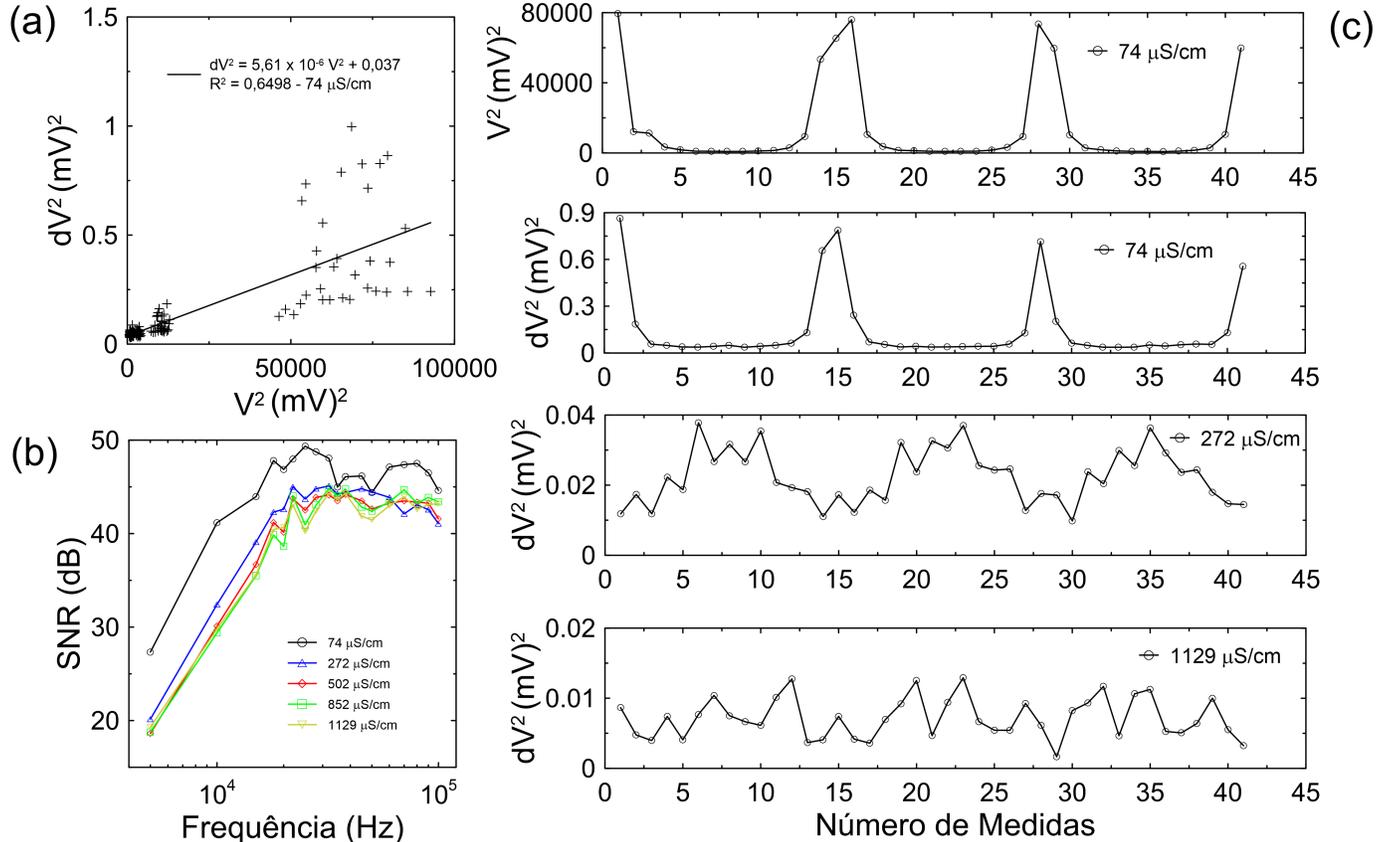


Fig. 7. Avaliação do ruído através da testagem num reservatório de água com 16 eletrodos. (a) O ajuste do ruído, (b) O SNR, (c) A variabilidade da tensão comparado com o sinal para a injeção 16-1.

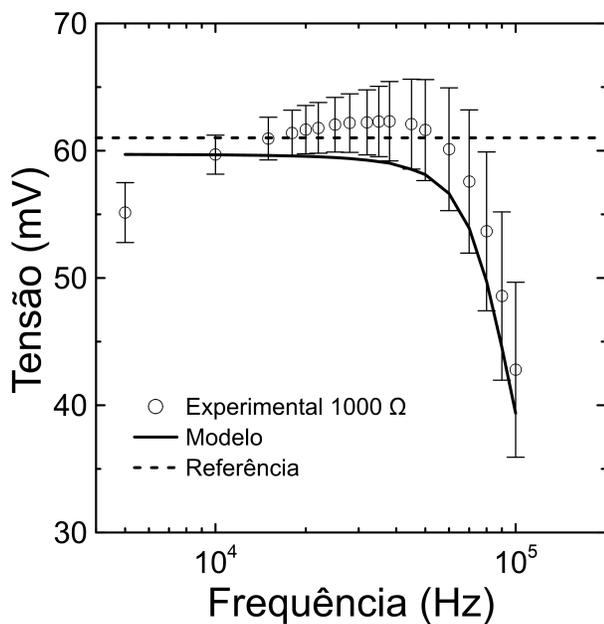


Fig. 8. Medição experimental com o anel de resistores de 1000 Ω comparado com a resposta do modelo de SPICE.

de 1,43 V para 86 mV a 20 kHz, mostrado na Fig. 9(d). Para uma topologia *single-ended*, o erro é 6,82% enquanto para a topologia diferencial é 2,41%, que é um decréscimo significativo. O desequilíbrio entre as duas fontes de corrente causa um acréscimo do erro dependente da frequência do CMV, mostrado na Fig. 9(c), apesar de a topologia apresentar um CMV menor mesmo com um desequilíbrio de 2% na fonte de corrente.

Os MUX são importantes para prover simplicidade para o *hardware*, mas isso ocorre às custas da acurácia pois as não idealidades introduzem erros no sistema de aquisição [11]. Uma comparação do erro entre o MUX adotado no DUT e outros dois disponíveis comercialmente são mostrados na Fig. 10(a). O ADG1206, que reduz a resistência *on* e as capacitâncias de dreno e fonte, apresenta um erro de 3,28% a 20 kHz, enquanto o ADG506 do DUT apresenta um erro de 4,69% a 20 kHz. O outro MUX, o ADG1406, tem uma resistência *on* menor, com capacitâncias mais altas. Essa combinação apresenta um decréscimo do erro a baixas frequências, de 4,69% para 2,62%, porém aumenta o erro a frequências mais altas, para 5,79% a 50 kHz. Como esperado, o CMV está diretamente relacionado a resistência *on* dos MUXs, mostrado na Fig. 10(b).

O voltímetro é uma parte essencial do projeto. A CMRR precisa ser alta para rejeitar e evitar os erros causados pelo CMV. É comum utilizar um circuito de acoplamento para evitar componentes CC no sinal medido. O desequilíbrio entre as impedâncias leva a degradação do CMRR do voltímetro [33]. Além disso, uma maneira de aprimorar o CMRR do voltímetro pode ser através do voltímetro com dois estágios de amplificação [7]. É possível visualizar na Fig. 11 o CMRR do voltímetro comum e o de 2 estágios, considerando também o desequilíbrio entre as impedâncias de entrada. Como pode ser visto, o voltímetro de 2 estágios aprimora o CMRR

em altas frequências, mesmo com um desequilíbrio entre as impedâncias de entrada no voltímetro comum.

D. Propondo Aprimoramentos

É listado a seguir todas as modificações que devem ser consideradas após os dois primeiros passos. O sistema é modelado por SPICE para avaliar a acurácia. Algumas simplificações são adotadas nessas implementações, e.g. a capacitância negativa do Conversor de Impedância Negativa não depende da frequência, sendo um valor constante; as blindagens do cabo removem grande parte da capacitância parasita [40]. A meta é obter um sinal menor que 1% de erro sistemático. Portanto, deve ser considerado para o Sistema 2:

- 1) A seleção de uma fonte de corrente de Howland *dual* que case os resistores numa tolerância de 0,1% , utilizando op-amps com uma banda de 140 MHz e ganho em malha aberta de 126 dB com um desequilíbrio de 1% entre as duas partes da VCCS com uma magnitude de corrente ajustável.
- 2) O desenvolvimento de um Conversor de Impedância Negativa para cancelar as capacitâncias parasitas do VCCS [41].
- 3) A utilização do MUX IC ADG1206.
- 4) A redução das capacitâncias parasitas devido às blindagens de cabos [40].
- 5) O uso de um voltímetro de 2 estágios com o IC AD8421 para aprimorar o CMRR e a banda.
- 6) O emprego de um amplificador *Lock-in* digital para evitar erros com a demodulação do conversor RMS-DC.
- 7) A escolha de um A/D com 12 bits para possibilitar a conversão com um SNR_{lim} de 74 dB.

É mostrado na Fig. 12(a) que o projeto proposto apresenta erros menores que 0,3%. O erro aumenta em frequências mais altas, pois não é possível eliminar completamente as capacitâncias parasitas do sistema. Além disso, o erro causado pelo CMV também não é rejeitado totalmente nessas frequências. O CMV é mostrado na Fig. 12(b).

A Tabela II mostra a contribuição de cada subsistema no erro. é perceptível que a fonte de corrente é responsável pela maior parte do erro para o sistema considerando a injeção de corrente e os MUX considerando a medição da tensão. Percebe-se que o erro diminui consideravelmente para cada subsistema no novo DAQ e, para a configuração mostrada anteriormente, os MUX se tornam as maiores fontes de erro.

VII. CONCLUSÃO

Uma metodologia para assistir no processo de desenvolvimento de sistemas DAQ EIT de baixo custo é mostrada nesse trabalho. Essa abordagem consiste em delinear a precisão do sistema experimentalmente e a acurácia através da modelagem via SPICE do canal do sistema DAQ. Desses resultados, é possível entender o impacto de cada subsistema e parâmetro de projeto na medição. Através da inspeção da influência da SNR no erro do sistema, é observado que a magnitude da corrente do VCCS precisa ser amplificada para diminuir o ruído gerado no voltímetro em condutividades mais altas. O RE demonstrou um erro dependente da carga e da frequência

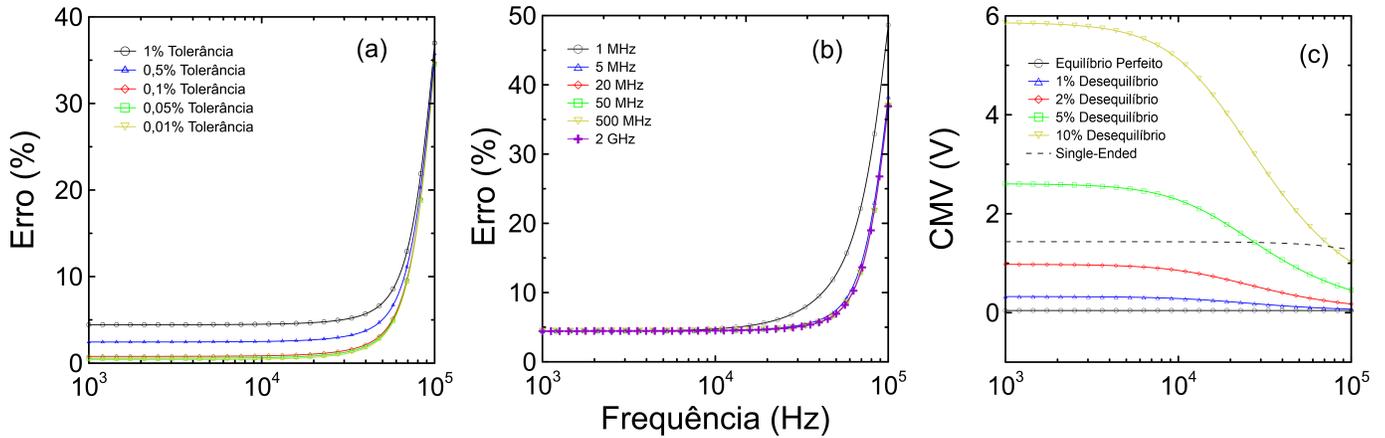


Fig. 9. Comparação de diferentes aspectos e configurações para o VCCS. (a) O casamento entre resistores, (b) A banda do op-amp do VCCS, (c) CMV considerando um desequilíbrio entre VCCS de uma configuração em pares.

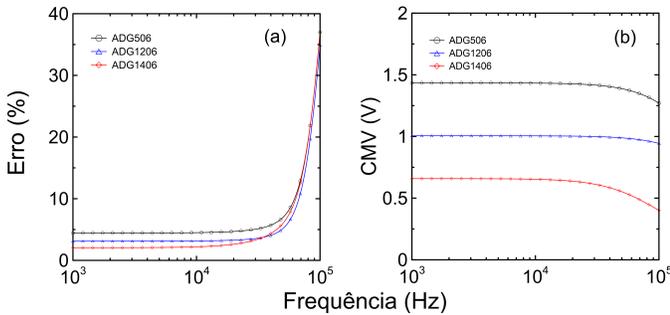


Fig. 10. Comparação entre diferentes MUX. (a) Erro, (b) CMV.

TABELA II
EFEITO DO DESVIO DE CORRENTE DA CARGA E ATENUAÇÃO DE TENSÃO DA SAÍDA EM CADA SUBSISTEMA.

Fonte de Erros nos Subistemas				
Subsistema de	Referência Ideal (mA)			
	1.414			
Injeção de Corrente	Desvio de Corrente Sistema 1 (μA)		Desvio de Corrente Sistema 2 (μA)	
	20 kHz	50 kHz	20 kHz	50 kHz
Fonte de Corrente	59.389	59.388	2.173	2.408
MUX	17.269	42.895	3.018	7.543
Cabos	8.605	21.333	0.009	0.021
Referência Ideal (mV)				
Subsistema de	213.4			
	Medição Atenuada Sistema 1 (μV)		Medição Atenuada Sistema 2 (μV)	
Medição de Tensão	20 kHz		20 kHz	
	50 kHz	2.208	50 kHz	0.04
Cabos	0.911	2.208	0.017	0.04
MUX + Voltímetro	1943	4306	58	139

no subsistema de demodulação. Adicionalmente, a influência das não idealidades dos outros subsistemas é verificada por modelagem via SPICE, como os efeitos da impedância de saída e desequilíbrio entre as resistências do VCCS, capacitâncias parasitas dos cabos e traços, não-idealidades dos MUXs. O modelo concorda com os dados experimentais e, selecionando os componentes adequadamente num novo projeto, o erro é esperado para reduzir de 4,69% para menos

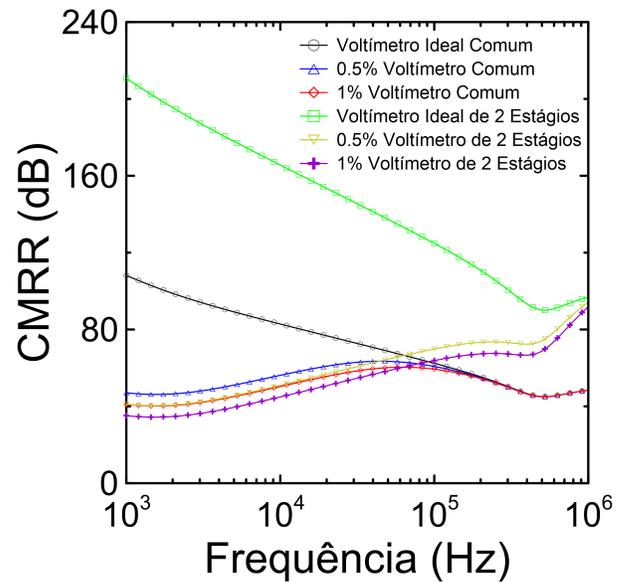


Fig. 11. Comparação entre os CMRRs do voltímetro comum e de 2 estágios com diferentes desequilíbrios entre os circuitos de acoplamento.

de 0,3% a 20 kHz. A metodologia pode ser aprimorada, pois esta não engloba a modelagem do ruído do sistema e nem do demodulador. Para trabalhos futuros, deve-se focar num modelo global do ruído do sistema.

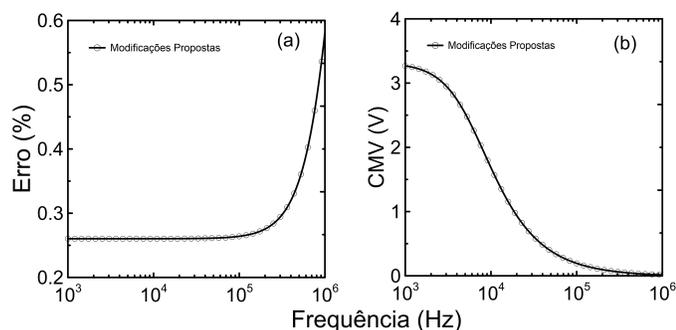


Fig. 12. O desempenho do sistema proposto. (a) O erro, (b) O CMV.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à Petrobras pelo suporte financeiro e à agência brasileira Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES).

REFERÊNCIAS

- [1] F. Dickin and M. Wang, "Electrical resistance tomography for process applications," *Measurement Science and Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 247–260, mar 1996.
- [2] B. H. Brown and A. D. Seagar, "The Sheffield data collection system," *Clinical Physics and Physiological Measurement*, vol. 8, no. 4A, pp. 91–97, nov 1987.
- [3] V. Kolehmainen, M. Vauhkonen, P. A. Karjalainen, and J. P. Kaipio, "Assessment of errors in static electrical impedance tomography with adjacent and trigonometric current patterns," *Physiological Measurement*, vol. 18, no. 4, pp. 289–303, 1997.
- [4] A. M. M. da Mata, B. F. de Moura, M. F. Martins, F. H. S. Palma, and R. Ramos, "Parasitic capacitances estimation of an electrical impedance tomography data acquisition system by bayesian inference," *Measurement*, vol. 174, p. 108992, 2021. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263224121000270>
- [5] T. I. Oh, H. Wi, D. Y. Kim, P. J. Yoo, and E. J. Woo, "A fully parallel multi-frequency EIT system with flexible electrode configuration: KHU mark2," *Physiological Measurement*, vol. 32, no. 7, pp. 835–849, jun 2011.
- [6] Mi Wang, Yixin Ma, N. Holliday, Yunfeng Dai, R. A. Williams, and G. Lucas, "A high-performance EIT system," *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 2, pp. 289–299, April 2005.
- [7] X. Shi, W. Li, F. You, X. Huo, C. Xu, Z. Ji, R. Liu, B. Liu, Y. Li, F. Fu, and X. Dong, "High-precision electrical impedance tomography data acquisition system for brain imaging," *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 14, pp. 5974–5984, July 2018.
- [8] W. Li, J. Xia, G. Zhang, H. Ma, B. Liu, L. Yang, Y. Zhou, X. Dong, F. Fu, and X. Shi, "Fast high-precision electrical impedance tomography system for real-time perfusion imaging," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 61 570–61 580, 2019.
- [9] R. D. Cook, G. J. Saulnier, D. G. Gisser, J. C. Goble, J. C. Newell, and D. Isaacson, "Act3: a high-speed, high-precision electrical impedance tomograph," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 41, no. 8, pp. 713–722, 1994.
- [10] Y. Mamatjan, S. Bohm, P. Gaggero, and A. Adler, "Evaluation of eit system performance," *Physiological measurement*, vol. 32, pp. 851–65, 07 2011.
- [11] K. G. Boone and D. S. Holder, "Current approaches to analogue instrumentation design in electrical impedance tomography," *Physiological Measurement*, vol. 17, no. 4, pp. 229–247, nov 1996.
- [12] D. Holder, *Electrical Impedance Tomography: Methods, History and Applications*, ser. Series in Medical Physics and Biomedical Engineering, CRC Press, 2004.
- [13] S. Wang, Y. Liu, K. Andrikopoulos, and W. Yin, "Design of a low-cost integrated electrical resistance tomography(ert) system based on serial bus," in *2016 IEEE International Conference on Imaging Systems and Techniques (IST)*, 2016, pp. 273–277.
- [14] M. Soleimani, "Electrical impedance tomography system: an open access circuit design," *Biomedical engineering online*, vol. 5, 2006.
- [15] M. Khalighi, B. Vosoughi Vahdat, M. Mortazavi, W. Hy, and M. Soleimani, "Practical design of low-cost instrumentation for industrial electrical impedance tomography (eit)," in *2012 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, 2012, pp. 1259–1263.
- [16] B. F. de Moura, M. F. Martins, F. H. S. Palma, W. B. da Silva, J. A. Cabello, and R. Ramos, "Design of a low-cost acquisition system to reconstruct images through electrical resistance tomography," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 18, no. 09, pp. 1592–1598, 2020.
- [17] V. Damasceno, D. Fratta, and P. Bosscher, "Development and validation of a low-cost electrical resistivity tomographer for soil process monitoring," *Canadian Geotechnical Journal*, vol. 46, pp. 842–854, 07 2009.
- [18] V. Mosquera, A. Arregui, R. Bragós, and C. Rengifo, "Implementation of a low cost prototype for electrical impedance tomography based on the integrated circuit for body composition measurement afe4300," in *1th International Joint Conference on Biomedical Engineering Systems and Technologies (BIOSTEC 2018)*, 01 2018, pp. 121–127.
- [19] M. Vauhkonen, D. Vadasz, P. A. Karjalainen, E. Somersalo, and J. P. Kaipio, "Tikhonov regularization and prior information in electrical impedance tomography," *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 17, no. 2, pp. 285–293, April 1998.
- [20] E. Fransolet, M. Crine, G. L'Homme, D. Toye, and P. Marchot, "Electrical resistance tomography sensor simulations: comparison with experiments," *Measurement Science and Technology*, vol. 13, no. 8, pp. 1239–1247, jul 2002.
- [21] A. Adler and R. Guardo, "Electrical impedance tomography: regularized imaging and contrast detection," *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 15, no. 2, pp. 170–179, 1996.
- [22] M. Pelgrom, *Analog-to-Digital Conversion*, ser. SpringerLink : Bücher, Springer New York, 2012.
- [23] S. Meeson, B. H. Blott, and A. L. T. Killingback, "EIT data noise evaluation in the clinical environment," *Physiological Measurement*, vol. 17, no. 4A, pp. A33–A38, 1996.
- [24] A. J. Fitzgerald, D. S. Holder, L. Eadie, C. Hare, and R. H. Bayford, "A comparison of techniques to optimize measurement of voltage changes in electrical impedance tomography by minimizing phase shift errors," *IEEE Transactions on Medical Imaging*, vol. 21, no. 6, pp. 668–675, 2002.
- [25] M. Wang, *Industrial Tomography: Systems and Applications*, 1st ed. Woodhead Publishing, Limited, 2015.
- [26] A. Mahnam, H. Yazdani, and M. M. Samani, "Comprehensive study of howland circuit with non-ideal components to design high performance current pumps," *Measurement*, vol. 82, pp. 94 – 104, 2016.
- [27] A. S. Tucker, R. M. Fox, and R. J. Sadleir, "Biocompatible, high precision, wideband, improved howland current source with lead-lag compensation," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 7, no. 1, pp. 63–70, Feb 2013.
- [28] N. Kularatna, *Electronic Circuit Design: From Concept to Implementation*. CRC Press, 2017.
- [29] J. Rubinstein, P. Penfield, and M. A. Horowitz, "Signal delay in RC tree networks," *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 2, no. 3, pp. 202–211, 1983.
- [30] P. B. Ishai, M. S. Talary, A. Caduff, E. Levy, and Y. Feldman, "Electrode polarization in dielectric measurements: a review," *Measurement Science and Technology*, vol. 24, no. 10, p. 102001, 2013.
- [31] M. Wang, "Electrode models in electrical impedance tomography," *Journal of Zhejiang University-SCIENCE A*, vol. 6, no. 12, pp. 1386–1393, 2005.
- [32] A. Hassibi, R. Navid, R. Dutton, and T. Lee, "Comprehensive study of noise processes in electrode electrolyte interfaces," *Journal of Applied Physics*, vol. 96, 2004.
- [33] L. Counts and C. Kitchen, *A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers*, 3rd ed. Analog Devices, 2006.
- [34] *AD536A: Integrated Circuit True RMS-to-DC Converter Data Sheet (Rev. G)*, Analog Devices, 2019.
- [35] A. Adler and W. R. B. Lionheart, "Uses and abuses of EIDORS: an extensible software base for EIT," *Physiological Measurement*, vol. 27, no. 5, pp. S25–S42, apr 2006.
- [36] D. Gadani, V. Rana, S. Bhatnagar, A. Prajapati, and A.D.Vyas, "Effect of salinity on the dielectric properties of water," *Indian Journal of Pure and Applied Physics*, vol. 50, pp. 405–410, 06 2012.
- [37] *ADG506A/ADG507A: CMOS 8-/16-Channel Analog Multiplexers Data Sheet (Rev. C)*, Analog Devices, 1998.
- [38] *INA12x Precision, Low-Power Instrumentation Amplifiers datasheet (Rev. E)*, Texas Instruments, 2019.

- [39] P. Bertemes-Filho, A. Felipei, and V. C. Vincence, "High accurate Howland current source: Output constraints analysis," *Circuits and Systems*, vol. 4, no. 7, pp. 451–458, 2013.
- [40] K. Sakamoto, T. J. Yorkey, and J. G. Webster, "Some physical results from an impedance camera," *Clinical Physics and Physiological Measurement*, vol. 8, no. 4A, pp. 71–76, nov 1987.
- [41] D. Bouchaala, O. Kanoun, and N. Derbel, "High accurate and wide-band current excitation for bioimpedance health monitoring systems," *Measurement*, vol. 79, pp. 339 – 348, 2016.



Bruno de Moura received the B.Eng. and M.Sc. degrees in Mechanical Engineering from the Federal University of Espírito Santo (UFES), Vitória, Espírito Santo, Brazil, in 2012 and 2014, and received the D.Sc. degree in Mechanical Engineering Computational Methods from the same university in 2020. In the same year he graduated, he joined and is currently Assistant Professor at the Federal University of Catalão. His topics of interest are inverse problem applied to engineering processes, and thermal and fluid flow modeling and instrumentation, such as

electrical impedance tomography development.



Adriana da Mata is a Ph.D. student in Mechanical Engineering at UFES. Her work focuses specifically on Electrical Impedance Tomography (EIT) and its application in multiphase mixtures. She was born in Minas Gerais (Brazil) and studied Chemical Engineering at UCL, ES-Brazil (B.Eng. 2015). Then she joined Mechanical Engineering at UFES (M.Sc. 2017 and Ph.D. in progress).



Marcio Martins is a Professor of Thermal Science at the Department of Mechanical Engineering of UFES. His research is centered on multiphase reactive processes in thermal systems. His work aims to study alternative paths to reduce energy waste by developing measurement devices and analysis methods for high-temperature processes and systems. He was born in Amazon (Brazil). He studied Mechanical Engineering at the Federal University of Para (B.Eng. 2003, M.Sc. 2005), and after at the University of Toulouse (Ph.D. 2008). Marcio joined

UFES in 2009.



Francisco Sepúlveda Palma obtained his bachelor's degree in applied physics in 2004 and an M.Sc. degree in engineering physics in 2005 from the University of Santiago de Chile (Usach), Santiago, Chile. He received a Ph.D. from the University of Toulouse, in 2009. Since 2012, he is an Associate professor at the Department of Mechanical Engineering at Santiago University of Chile. He works on heat transfer modeling and their implementation in the field of inverse problems for infrared images. Also on ultrasonics and automation and control.



Rogério Ramos is Professor of Thermal Science and head of the Nucleus for Oil and Gas Flow Measurement (NEMOG) at the Department of Mechanical Engineering at UFES. His research is centered on flow measurement for the petroleum industry, developing techniques of measurements for multiphase systems. He was born in Vitoria-ES (Brazil) and studied Mechanical Engineering at UFES (B.Eng 1988, M.Sc. 1993), and after held his Ph.D. at the Federal University of Rio de Janeiro/ Cardiff University (1999). Rogério joined UFES in 1994.