



TRANSDUTOR DE DISTÂNCIA DE ELEMENTOS METÁLICOS COM SENSOR INDUTIVO PLANAR

Lucas J. da Rosa¹, Pablo D. da Silva²

Instituto Federal de Santa Catarina

Câmpus Jaraguá do Sul - Rau - Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: lucaslee4800@gmail.com, pablo.silva@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso - 30/06/2022

Resumo – Nos processos de produção industriais modernos a medição de movimento de materiais metálicos é idealmente detectada sem contato e sem desgaste. Os requisitos de confiabilidade, robustez, resistência à sujeira, entre outros, são cruciais. Estes são completamente atendidos pelos transdutores de distância indutivos. O presente trabalho apresenta os procedimentos adotados para o desenvolvimento de um medidor de deslocamento de princípio indutivo. Primeiramente é determinado o tipo de indutor a ser utilizado. Após é descrito detalhadamente o desenvolvimento do circuito de medição utilizando amplificadores operacionais. É realizado o confronto entre resultados reais e simulados. É obtido um comportamento linear com erro percentual máximo de 0,3% para deslocamentos de 0,7 a 1 mm, com a variação da tensão de saída de 5,08 a 4,38 V, respectivamente.

Palavras-Chave – Indutores Planares, Medição de Deslocamento, Transdutor Indutivo, Transdutor Indutivo de Deslocamento, Pequenos Deslocamentos.

METALLIC ELEMENTS DISTANCE TRANSDUCER WITH PLANAR INDUCTIVE SENSING

Abstract – In modern industrial production processes, the position of moving metal objects is ideally detected without mechanical contact. The requirements for reliability, robustness, dirt resistance, etc., are crucial. These are completely fulfilled by inductive distance transducers. The present paper presents the procedures for the development of an inductive displacement meter. First, the type of inductor to be used is determined. After that, the development of the measurement circuit using operational amplifiers is described in detail. The comparison between real and simulated results is carried out. A linear behavior is obtained with a maximum error of 0,3% for displacements

from 0,7 to 1 mm, with the variation of the output voltage from 5,08 to 4,38 V, respectively.

Keywords – Inductive Displacement Transducer, Displacement Measurement, Planar Inductor, Small Displacement.

NOMENCLATURA

ρ	Coefficiente de preenchimento.
d_{out}	Diâmetro externo.
d_{in}	Diâmetro interno.
d_{avg}	Diâmetro médio.
μ_0	Permeabilidade Magnética do ar.
n	Número de espiras.
L_{mw}	Indutância pelo método modificado.
L	Indutância medida.
X_L	Reatância indutiva.
X_C	Reatância capacitiva.
r	Resistência série equivalente do indutor.
s	Operador de frequência complexa.
A	Ganho de malha fechada.
V_{osc}	Tensão de saída do oscilador.
V_{LP}	Tensão de saída do filtro.
f_0	Frequência de ressonância do tanque LC.
V_o	Tensão de saída do transdutor.
V_{ref}	Tensão de saída do retificador.
V_{offset}	Tensão de offset.
ω	Frequência angular fixa.
V_{in}	Sinal senoidal.
V_L	Tensão no indutor.

I. INTRODUÇÃO

Nos processos de produção industriais modernos a medição de movimento de materiais metálicos é idealmente detectada sem contato e sem desgaste. Os requisitos de confiabilidade, robustez, resistência à sujeira, entre outros, são cruciais. Estes são completamente atendidos pelos transdutores de distância indutivos. [1]



Transdutores são dispositivos que convertem uma grandeza física, podendo ser temperatura, pressão, posição, entre outras, tipicamente em um sinal elétrico. Estes transdutores têm diversas finalidades no meio industrial, sendo algumas delas a contagem de peças, segurança dos trabalhadores, separação de produtos, entre outros [2].

Um exemplo a ser citado da aplicação de transdutores de distância indutivos é a medição da posição de eixo em mancais magnéticos ativos. Os mancais magnéticos ativos geram forças por meio de campos magnéticos para a levitação de um eixo, não havendo contato entre o mancal e rotor, o que permite a operação sem lubrificação e desgaste mecânico. Como consequência, essas propriedades permitem novos projetos, de altas velocidades com a possibilidade de controle ativo de vibração, operação sem desgaste mecânico, menos manutenção e, portanto, menores custos [3].

A detecção indutiva funciona com base no princípio do acoplamento eletromagnético entre uma bobina do sensor e o alvo de metal a ser detectado. Quando este entra no campo eletromagnético variante no tempo induzido pelo indutor, parte da energia eletromagnética é transferida para o metal [4]. Esta energia gera uma corrente rotacional no material metálico que possui um campo magnético de sentido oposto ao primeiro, respeitando a lei da conservação de energia. Como consequência deste campo reverso, a impedância da bobina do sensor é alterada [5].

Medidores de proximidade tradicionais utilizam componentes discretos com um núcleo magnético para formar o indutor. Esta estratégia resulta em sensores com maior volume e custo. Para se adequar a esta problemática, indutores planares confeccionados diretamente em placas de circuito impresso (PCI) são introduzidos, conforme descrito em [5] e fundamentado em [6-8].

O indutor pode ser associado com demais componentes passivos formando um oscilador, que proverá a excitação variante no tempo, resultando no fenômeno anteriormente descrito.

Circuitos osciladores são utilizados para gerar sinais periódicos em diversas aplicações. Estes circuitos convertem potência DC em sinais periódicos sem a necessidade de uma entrada periódica [9]. Quando associado com um capacitor, formando um tanque LC, a presença e variação do entreferro entre bobina e material alvo altera a frequência de ressonância deste circuito, resultando em uma mudança na frequência de oscilação final do oscilador, o que possibilita uma medição deste entreferro através de uma grandeza elétrica.

Neste trabalho serão descritos os procedimentos adotados para o desenvolvimento de um medidor de entreferro de princípio indutivo para pequenos deslocamentos, inferiores a um milímetro, que provê um sinal de tensão contínua a depender desta distância. Também será explicada a definição do indutor a ser utilizado, uma descrição detalhada do circuito dimensionado, análise dos resultados obtidos e, por fim, conclusões e propostas futuras.

Na Fundamentação Teórica serão apresentadas as bases para o desenvolvimento do trabalho; na Metodologia serão descritos os procedimentos adotados para prototipagem e métodos de coleta de dados; na seção de Resultados e Discussões serão demonstrados os resultados e análises comparativas entre simulação, cálculo e comportamento real; a Conclusão apresentará o confronto em objetivos propostos e objetivos alcançados, bem como propostas de melhorias para futuros trabalhos.

II. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nesta seção será apresentado o referencial teórico utilizado para a definição do elemento sensor e circuito de medição.

A. Princípio de Funcionamento de Indutores Planares

Conforme descrito na introdução, a utilização de indutores planares impressos em PCI reduzem volume e custo final do projeto por conta de não utilizarem núcleos magnéticos e condutores externos. De acordo com o estudo realizado em [10], o modelo que apresenta a melhor relação entre linearidade e variação total de indutância a depender do acoplamento de um material metálico é o formato quadrático, conforme apresentado na Fig. 1.

Para o cálculo de indutância, Wheeler apresenta em [11] diversas equações para indutores planares discretos. Em [8] são apresentadas modificações nas equações originais de Wheeler que permitem o cálculo para estimar a indutância de indutores planares quadráticos com simetria entre espessura do condutor e gap entre espiras.

Dois parâmetros essenciais para a determinação do valor de indutância são o coeficiente de preenchimento ρ e o diâmetro médio d_{avg} . Estes são descritos pelas Eq. (1), (2) e seguidos pela equação modificada de Wheeler, (3).

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}}, \quad (1)$$

$$d_{avg} = \frac{d_{out} + d_{in}}{2}, \quad (2)$$

$$L_{mw} = 2,34 \cdot \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + 2,75 \cdot \rho}, \quad (3)$$

onde μ_0 é a permeabilidade magnética do ar, n é o número de espiras, d_{out} é o diâmetro externo e d_{in} o diâmetro interno medidos em milímetros. É importante notar que ρ indica quão preenchido é o centro do indutor. Quanto maior for este coeficiente, menor será a indutância, pois as trilhas do centro estarão mais próximas, o que aumenta indutâncias mútuas negativas, que contribuem para a redução da indutância total do indutor [8].

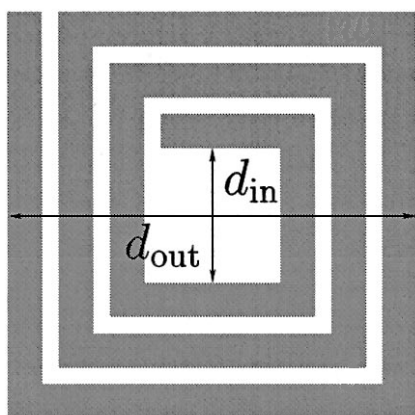


Fig. 1. Modelo de indutor planar quadrático, retirado de [10].

Indutância mútua negativa é um fenômeno resultante da interação entre dois ou mais condutores acoplados com sentidos de corrente diferentes. Cada condutor gera um campo magnético à sua volta a depender do sentido de corrente que por ele flui. Para condutores com sentido de corrente opostos, seus campos magnéticos também são opostos, resultando na diminuição da indutância final deste sistema. Para o caso de um mesmo fluxo de corrente, o campo magnético resultante é nulo. Nesta aplicação este fenômeno deve ser evitado. A Fig. 2 ilustra esse comportamento. O sentido da corrente é indicado pelas setas que acompanham as trilhas do indutor. As setas e o traço amarelo indicam o sentido do campo gerado. O símbolo em vermelho enfatiza os campos sendo anulados por conta da proximidade das trilhas.

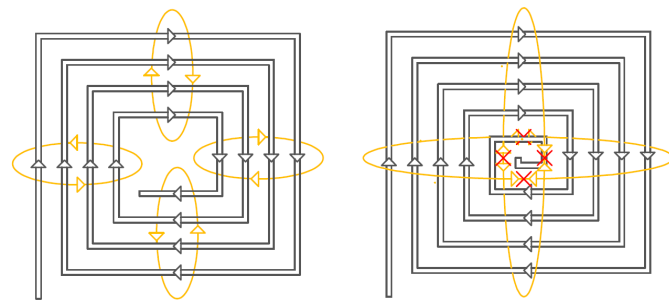


Fig. 2. Interação do fluxo magnético entre trilhas, do autor.

B. Sistema para medição da variação de impedância da bobina

Conforme descrito na introdução, para que a interação desejada entre o indutor e o material alvo ocorra é necessário que a bobina seja alimentada por um sinal variante no tempo. De acordo com [4], [1], [12] e [13] é possível obter este comportamento através da associação da bobina juntamente com um elemento capacitivo.

Quando conectados em paralelo, o indutor e o capacitor formam um tanque LC. Uma vez que excitados por um sinal externo, há uma constante troca de energia entre ambos, resultando em oscilações de acordo com sua frequência de ressonância. Como há a existência de resistências parasitas neste circuito, é necessário que esta estrutura seja constantemente realimentada para garantir oscilações em regime permanente. O resistor r presente na Fig. 3 simboliza a resistência parasita de maior relevância desta configuração, a resistência série equivalente do indutor.

A utilização de um circuito oscilador tendo como base a frequência de ressonância gerada pelo tanque LC é ideal para se obter uma grandeza elétrica em função do acoplamento da bobina. Conforme o indutor é acoplado, sua indutância muda, alterando a frequência de ressonância do tanque. Ao mesmo tempo, o circuito provê a realimentação de energia evitando que seja dissipada.

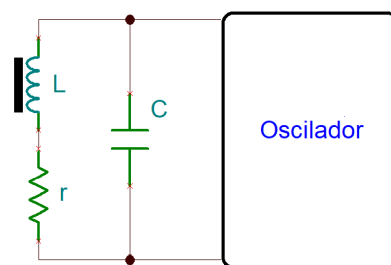


Fig. 3. Diagrama de bloco do oscilador LC, do autor.

Como o objetivo deste trabalho é obter um nível de tensão contínua em função do acoplamento do indutor com o material alvo, é necessário a implementação de

um filtro para o sinal do oscilador. Filtro é um circuito projetado para deixar passar sinais com frequências desejadas e rejeitar ou atenuar outras [14].

A utilização de um passa-baixas (PB) faz com que quanto maior for a frequência de entrada, menor será a amplitude de sua saída, pois nesta configuração, altas frequências são atenuadas, resultando em um sinal com amplitude inversamente proporcional à frequência, porém ainda contendo oscilações.

Por fim, para se obter o sinal contínuo, foi adicionada uma etapa de retificação do sinal filtrado juntamente com a aplicação de um ganho final e um ajuste de offset, garantindo o nível de tensão CC dependente do acoplamento do indutor. A Fig. 4 apresenta o diagrama para a medição da variação de indutância a depender do acoplamento do indutor.



Fig. 4. Diagrama de blocos da medição de entreferro, do autor.

C. Oscilador Utilizando Amplificador Operacional

A principal etapa de condicionamento do sinal é o circuito oscilador. Nele é utilizado um amplificador operacional (ampop) com realimentação positiva e negativa.

A realimentação positiva é responsável por suprir a energia para o tanque LC, compensando as perdas presentes nas resistências parasitas intrínsecas ao indutor e ao capacitor.

A realimentação negativa é responsável por aplicar um alto ganho ao sinal oscilante do tanque LC. Este sinal amplificado é utilizado pela realimentação positiva comentada anteriormente. Na Fig. 5 é apresentada a configuração discutida.

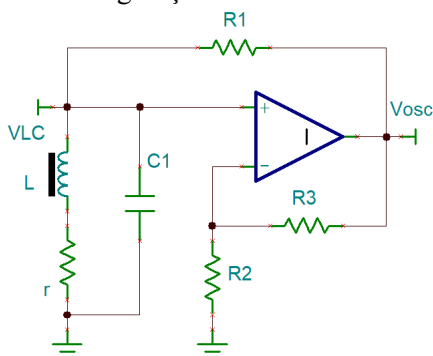


Fig. 5. Circuito oscilador com amplificador operacional, do autor.

No esquemático apresentado acima $R1$ é responsável por limitar a corrente de saída do amplificador, L é o indutor planar, $C1$ é o capacitor associado para formar o tanque LC e r simboliza a resistência série equivalente do indutor, responsável pelas perdas. O capacitor também apresenta uma resistência série equivalente comumente encontrada em folha de dados como r_{RSE} , porém como $r \gg r_{RSE}$, esta foi desprezada nas seguintes análises.

O ganho desta configuração é determinado pela razão de $R3$ por $R2$. A Eq. (4) descreve a relação do ganho,

$$A = \left(1 + \frac{R3}{R2}\right). \quad (4)$$

Analisando a malha de realimentação positiva é possível chegar na função de transferência β , que representa a parcela de V_{osc} que será realimentada, presente na Eq. (7),

$$X_L = r + s \cdot L, \quad (5)$$

$$X_C = \frac{1}{s \cdot C1}, \quad (6)$$

$$\beta = \frac{1}{R1 \cdot C1} \cdot \frac{s + \frac{r}{L}}{s^2 + \left(\frac{1}{R1 \cdot C1} + \frac{r}{L}\right) \cdot s + \frac{1}{L \cdot C1} \cdot \left(1 + \frac{r}{R1}\right)}. \quad (7)$$

Onde a frequência de ressonância deste circuito é determinada pela seguinte parcela,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C1} \cdot \left(1 + \frac{r}{R1}\right)}. \quad (8)$$

De acordo com [15], para que este circuito possa prover oscilações o produto de $A\beta$ deve ser igual ou superior a 1. Para o caso de um resultado unitário, o oscilador gera uma forma de onda senoidal, para valores superiores a 1 gera uma forma de onda quadrada cuja amplitude é limitada pela alimentação do amop. Sendo assim,

$$A\beta = 1,$$

$$\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) \cdot \frac{1}{R1 \cdot C1} \cdot \frac{s + \frac{r}{L}}{s^2 + \left(\frac{1}{R1 \cdot C1} + \frac{r}{L}\right) \cdot s + \frac{1}{L \cdot C1} \cdot \left(1 + \frac{r}{R1}\right)} = 1$$

Para a frequência de ressonância temos a seguinte relação,

$$s^2 = -\frac{1}{L \cdot C1} \cdot \left(1 + \frac{r}{R1}\right),$$

portanto é obtida a seguinte igualdade,

$$\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) \cdot \frac{1}{R1 \cdot C1} \cdot \frac{s + \frac{r}{L}}{\left(\frac{1}{R1 \cdot C1} + \frac{r}{L}\right) \cdot s} = 1$$

Considerando que r tende a 0, é possível obter a relação final,

$$\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) \cdot \frac{1}{R1 \cdot C1} \cdot \frac{s}{\left(\frac{1}{R1 \cdot C1}\right) \cdot s} = 1$$

$$\left(1 + \frac{R3}{R2}\right) \cdot 1 = 1 \quad (9)$$

A Eq. (9) demonstra que só é possível obter um comportamento senoidal na saída deste circuito caso $R3 = 0$ e $R2 = \infty$. Caso contrário, para qualquer valor de ganho provido pela razão não nula de $R3/R2$ resultará em uma forma de onda quadrada.

Um ponto crítico para garantir o funcionamento deste circuito é a determinação do valor de $R1$. Este resistor deve ser escolhido para que a corrente de saída do amplificador não exceda o limite descrito pelo fabricante. Ao mesmo tempo sua queda de tensão não pode ser elevada, pois V_{LC} deve ser superior a tensão de offset do ampop utilizado.

D. Filtro Ativo Passa-Baixas de Primeira Ordem

A segunda etapa do condicionamento consiste em um filtro ativo passa-baixas de primeira ordem. A estrutura utilizada para o filtro é devidamente fundamentada em [14]. O circuito pode ser observado na Fig. 6.

A posição do polo deste filtro é determinada pelos valores de $R5$ e $C2$. O ganho estático é definido pela razão entre $R5$ e $R4$. Por possuir a realimentação negativa, o sinal de saída também é defasado 180° em

relação ao de entrada. A Eq. (10) expressa essas relações.

$$\frac{V_{LP}}{V_{osc}} = -\frac{R5}{R4} \cdot \frac{\frac{1}{R5 \cdot C2}}{s + \frac{1}{R5 \cdot C2}} \quad (10)$$

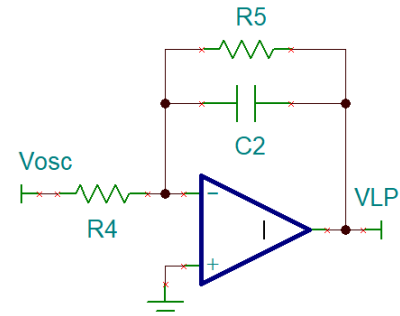


Fig. 6. Filtro ativo passa-baixas de primeira ordem, do autor.

E. Restaurador CC

A terceira etapa do condicionamento consiste em retificar o sinal provido pelo filtro, uma vez que a etapa anterior faz com que a amplitude seja inversamente proporcional à frequência.

Para isto foi utilizado um circuito Restaurador CC ou Detector de Pico, presente na Fig. 7. Seu funcionamento é baseado no armazenamento do pico da tensão de entrada no capacitor $C3$. O diodo $SD1$ impede que $C3$ seja descarregado em $R6$ e na baixa impedância de saída do ampop do estágio anterior. Dessa forma é possível obter um nível de tensão constante de magnitude igual a amplitude da forma de onda de saída da etapa antecessora. O resistor $R6$ é utilizado para limitar a corrente de saída do filtro. É importante que o diodo utilizado possua um rápido tempo de recuperação reversa para evitar transitórios indesejados durante a retificação. Para isso, um diodo Schottky foi utilizado.

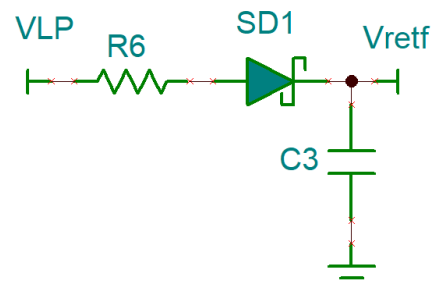


Fig. 7. Restaurador CC para etapa de retificação, do autor.

F. Ganho e Ajuste de Offset

A última etapa do condicionamento consiste em adequar o nível CC do estágio anterior e maximizar a variação de tensão em função das etapas antecessoras.

Seu funcionamento realiza a subtração do sinal condicionado com um nível de tensão fixa provido por um potenciômetro e a aplicação de um ganho final. Na Fig. 8 é possível observar o circuito utilizado. A operação matemática realizada é descrita pela Eq. (11), onde somente é válida se $R7 = R8$ e $R9 = R10$.

$$V_o = -\frac{R9}{R7} \cdot (V_{retf} - V_{offset}) \quad (11)$$

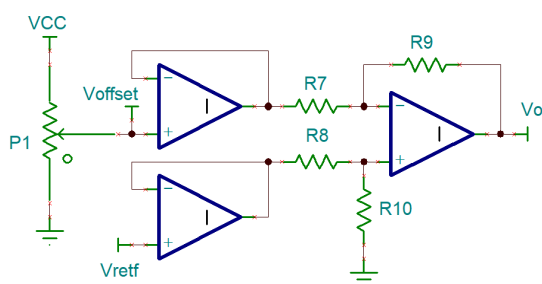


Fig. 8. Ganho final e ajuste de Offset, do autor

O sinal retificado e o offset são isolados do circuito subtrator através dos buffers para garantir que não haja interação entre estas impedâncias.

Com a definição do indutor a ser utilizado e o dimensionamento de cada etapa do circuito de medição é possível iniciar os procedimentos de montagem do protótipo.

III. METODOLOGIA

Nesta seção serão descritos os componentes utilizados, o processo de prototipagem do indutor, do circuito e da coleta dos dados.

A. Processo de confecção do protótipo

O indutor utilizado possui diâmetro externo (d_{out}) de 25 mm e o interno (d_{in}) de 11 mm, espessura das trilhas de 1 mm, espaçamento entre trilhas de 1 mm e número de espiras (n) de 7,5.

Na Fig. 9 é possível observar o *layout* do indutor utilizado. O traço vermelho indica as trilhas na face superior da placa de circuito impresso (PCI), o azul indica a face inferior e os pontos em verde as vias que interconectam ambas as faces.

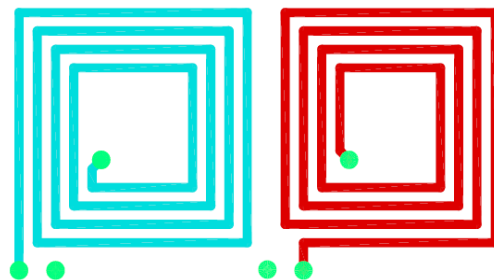


Fig. 9. *Layout* do indutor, software Eagle, do autor.

O circuito de medição foi desenvolvido em diferentes etapas, conforme apresentado no diagrama de blocos da medição, Fig. 4. O software TINA-TI foi utilizado para as simulações. Modelos SPICE de todos semicondutores e circuitos integrados foram utilizados para diminuir a divergência entre simulação e comportamento real do circuito.

O *layout* da PCI foi desenvolvido no software Eagle. Seu modelo foi então impresso em uma folha de papel fotográfico e transferido para uma placa de fibra de vidro com duas faces de cobre através de transferência por calor. Posteriormente foi corroído por submersão em uma solução de água e percloroeto de ferro. O resultado final pode ser observado na Fig. 11. O esquemático completo pode ser conferido no Apêndice I. A resistência série equivalente do indutor foi medida utilizando multímetro Fluke 28II.

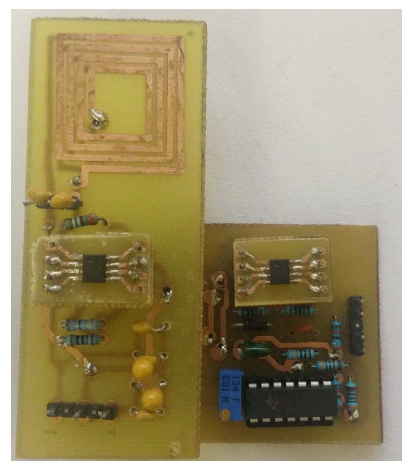


Fig. 11. Circuito completo prototipado, do autor.

B. Amplificadores Utilizados

Para o oscilador e o filtro foi utilizado o amplificador operacional LM7171, por possuir um *slew rate* de até 4100 V/us. Esta característica possibilita a operação em altas frequências sem a deformação da onda por conta do tempo de resposta da tensão de saída do ampop, ideal para aplicações com osciladores. Estes foram alimentados com uma tensão simétrica de $\pm 6V$, de acordo com sua especificação.

Para os buffers e o subtrator presentes no estágio final foi utilizado o amplificador de uso geral LM324, por ser de baixo custo, de fácil acesso, possuir até 4 ampops em um único encapsulamento e ter a capacidade de aplicar o ganho requisitado para a aplicação. Estes foram alimentados com uma tensão simples de +6V, por não haver a necessidade de prover tensão negativa em sua saída.

C. Coleta de Dados

Para a aquisição dos dados foram utilizadas duas fontes de corrente contínua para prover a alimentação requerida para os amplificadores operacionais e um osciloscópio de bancada Tektronix TBS1120B para a medição do nível CC final bem como a identificação de ruídos no sinal de saída. O potenciômetro P1 foi ajustado para que com a ausência do metal alvo a tensão de saída permanecesse em 5 V.

O protótipo foi posicionado paralelamente ao metal alvo. O alvo utilizado foi um bloco de aço carbono 1045 de dimensões 40x100x25 mm. A medição foi feita deslocando o transdutor de uma distância de 0,7 a 2,2 mm de distância a um passo de 0,05 mm utilizando o projetor de perfil Mitutoyo pj-a3000. A Fig. 12 demonstra o *setup* para a coleta dos dados. A indicação “a” demonstra a projeção da proximidade entre indutor e o alvo; o “b” indica a posição do metal alvo e o “c” o do transdutor.

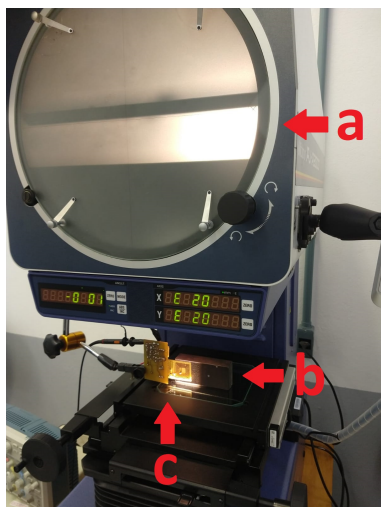


Fig. 12. *Setup* para coleta de dados.

IV. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Nesta seção serão analisados os resultados obtidos bem como as divergências encontradas entre simulação e resultado real.

O resultado obtido para o valor de indutância do indutor de acordo com as Eq. (1), (2) e (3) é de 1,439 μ H. O valor medido de resistência série equivalente r do indutor foi de 0,9 Ω . Estes valores foram utilizados para realizar as simulações do circuito.

As Fig. 13 e 14 apresentam as formas de onda das duas primeiras etapas do circuito de condicionamento sem a presença do bloco de aço 1045 próximo ao indutor. As Fig. 15 e 16 demonstram o comportamento da tensão de saída em função da proximidade do alvo.

Conforme observado na Fig. 13, o comportamento entre simulação e circuito real do circuito oscilador possui uma pequena diferença quanto ao tempo de subida, ruído em nível alto e baixo e frequência fundamental.

O tempo de subida do circuito real possui por volta de 300 ns enquanto o simulado possui apenas 100 ns. A diferença entre a frequência das curvas é de 0,17% considerando o circuito como valor exato. A simulação apresenta 574 kHz e o circuito 573 kHz. A variação da proximidade do metal alvo possui influência apenas na frequência deste sinal.

Em ambos os casos a forma de onda observada se aproxima de uma onda quadrada. Este comportamento é justificado por conta de $A\beta > 1$, relação demonstrada na Seção II-C, fazendo com que a tensão de pico seja limitada pela tensão de alimentação do ampop.

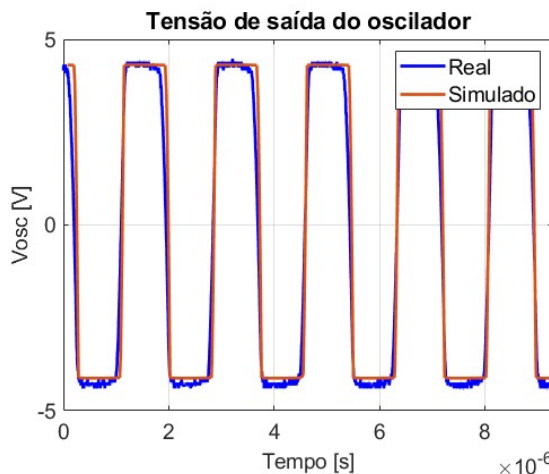


Fig. 13. Comparação da tensão de saída do oscilador V_{osc} .

A Fig. 14 demonstra o comparativo entre o comportamento da tensão de saída do filtro. A frequência de cada sinal segue a de saída do oscilador, no entanto, devido ao capacitor C2 na realimentação do ampop, a forma de onda observada é sua carga e descarga. Não foi possível identificar o motivo da divergência entre as amplitudes negativas observadas. Nesta etapa a amplitude e frequência são influenciados pela proximidade do alvo.

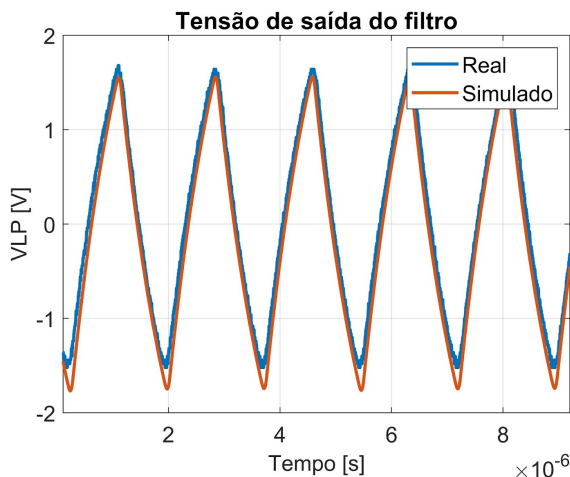


Fig. 14. Comparação da tensão de saída do filtro V_{LP} .

A Fig. 15 apresenta o comportamento da magnitude da tensão contínua de saída após o retificador e o estágio de ganho/offset a depender da proximidade do alvo.

Para o deslocamento do alvo de 0,7 a 2,2 mm em face ao indutor, a tensão de saída variou de 5,08 a 3,15 V. O comportamento da curva se aproxima a de uma função inversamente proporcional à distância.

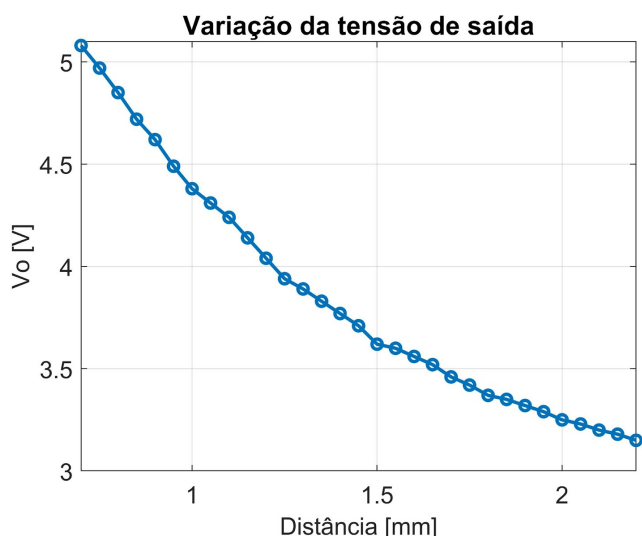


Fig. 15. Variação de tensão do range total de distância.

Para distâncias inferiores a um milímetro, a Fig. 16 apresenta o comportamento da curva real em azul e a reta de tendência em vermelho dos pontos coletados.

O eixo vertical à direita apresenta o módulo do erro percentual entre ambas estas curvas considerando a reta como valor exato. O maior erro observado para este intervalo é de 0,3% e o menor sendo nulo. A razão entre tensão e distância deste intervalo demonstra uma diminuição gradual de V_o à uma taxa de 6,43 mV/ μ m.

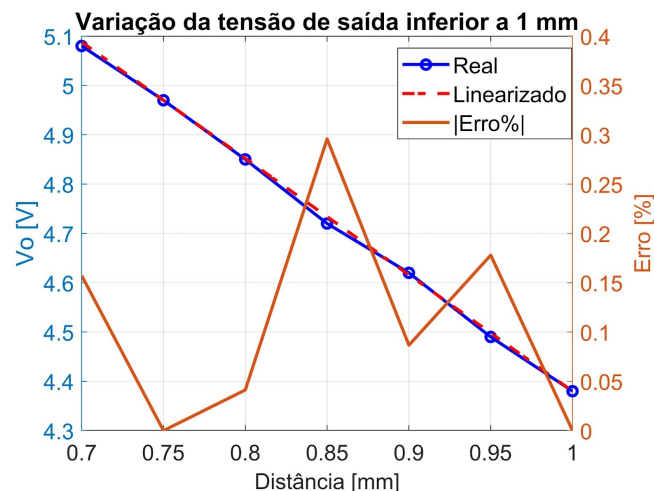


Fig. 16. Variação de tensão para distâncias inferiores a 1 milímetro.

A Fig. 17 demonstra a ondulação presente no sinal de saída não previsto em simulação. Este comportamento é resultante de uma pequena componente alternada não retificada pela etapa do Restaurador CC. O valor desta amplitude e de sua atenuação com a presença de um material metálico não pode ser explicado. Para a ausência de qualquer material metálico próximo do indutor há uma ondulação de 68 mV a uma frequência de 570 kHz. Com a presença do alvo em qualquer distância, essa ondulação é atenuada para 26 mV.

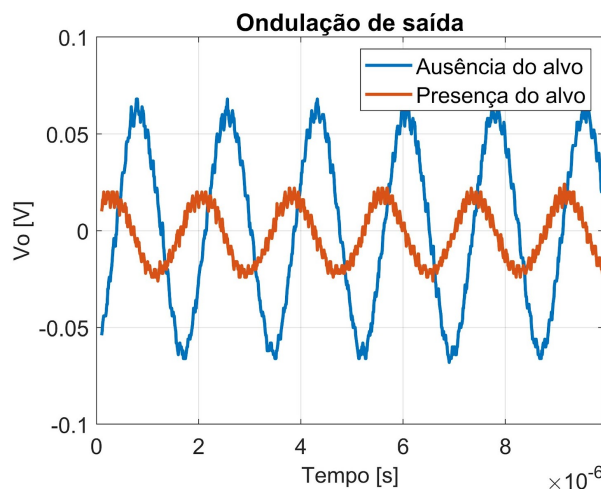


Fig. 17. Componente alternada presente na tensão de saída.

V. CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentados os procedimentos adotados para o desenvolvimento de um transdutor de distâncias de materiais metálicos para pequenos deslocamentos. Após a justificativa da utilização de indutores planares quadráticos, realizou-se o



desenvolvimento do circuito de medição com amplificadores operacionais, presente no Apêndice I. Resultados comparativos entre circuito simulado e real são discutidos. Foram obtidos erros percentuais inferiores a 0,3% em distâncias inferiores a 1 milímetro a uma taxa de variação de 6,43 mV/ μ m.

Divergências entre simulação e comportamento real puderam ser observadas. Nestas é possível incluir a presença de ruídos indesejados nas formas de onda, ondulação na tensão de saída e pequenas diferenças quanto ao ganho aplicado em cada etapa.

As propostas futuras para este trabalho envolvem um estudo para a modelagem matemática do comportamento da impedância do indutor a depender do acoplamento com materiais metálicos; um estudo referente a histerese entre sinal de saída em função da distância do material metálico; atenuar ruídos e ondulações indesejados; o redimensionamento do ganho final para garantir maior variação de tensão dentro do mesmo intervalo de distância medido.

Para a aplicação citada, para o controle de mancais magnéticos, é necessário também a medição do tempo de atraso entre variação na entrada e resposta de saída; os devidos testes metrológicos; o comportamento da resposta em frequência do circuito e a adequação do offset de saída para atender a especificação do conversor analógico-digital utilizado.

VI. AGRADECIMENTOS

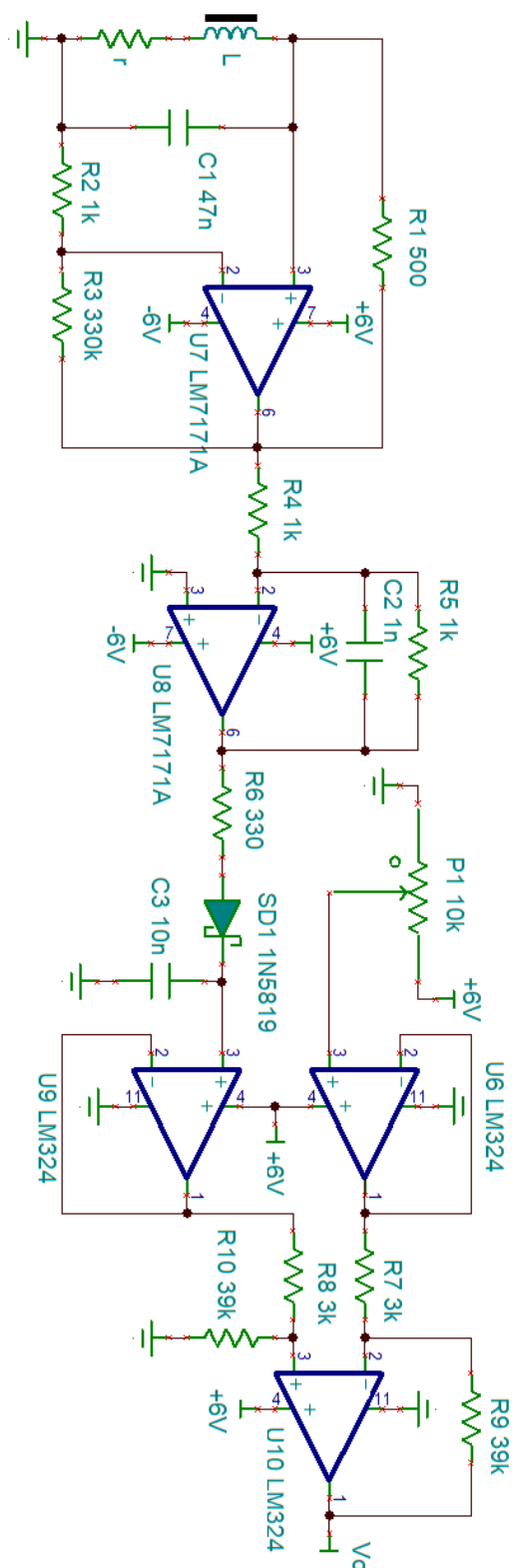
O autor agradece ao Instituto Federal de Santa Catarina pela disponibilidade dos laboratórios e equipamentos que foram utilizados. Em especial ao docente Pablo Dutra da Silva, pela orientação e suporte para o desenvolvimento deste trabalho.

VII. REFERÊNCIAS

- [1] S. Fericean, R. Droxler, “New Noncontacting Inductive Analog Proximity and Inductive Linear Displacement Sensors for Industrial Automation”, *IEEE Sensor Journal*, vol. 7, nº 11, pp. 1538-1545, Novembro 2007.
- [2] V. B. Sousa, et al, “Sensor Indutivo”, *Simpósio de Integração Científica e Tecnológica do Sul Catarinense (SICT-SUL)*, nº 1, pp. 927, Outubro 2017
- [3] G. Schweitzer, E. H. Masles, “Magnetic Bearings: Theory, Design and Application to Rotating Machinery”, *Berlin: Springer*, 2009.
- [4] P. Walsh, D. Mani, “Inductive Sensing Design Guide”, *Cypress*, pp. 1-48, 2019.
- [5] A. Cristinel, E. R. James, “Sensor Design for Inductive Proximity and Moving Direction Sensing of Metal Targets”, *Modern Circuits and System Technologies (MOCASST)*, nº 10, Julho 2021.
- [6] A. Aymen, S. T. Ben, M. Herve, “A spiral planar inductor: An experimentally verified physically based model for frequency and time domains”, *Int J Numer Model*, vol. 31, Fevereiro 2018.
- [7] A. Aymen, et al, “Experimental Analysis of Planar Spiral Inductors”, *Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*, Novembro 2014.
- [8] S. S. Mohan, et al, “Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, nº 10, pp. 1419-1424, Julho 1999.
- [9] D. J. Mistrá, “Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits”, *Wiley-Interscience*, ed. 2, pp. 449-465, 2001.
- [10] N. Misron, et al, “Effect of Inductive Coil Shape on Sensing Performance of Linear Displacement Sensor Using Thin Inductive Coil and Pattern Guide”, *Sensors*, vol. 11, nº 11, pp. 10523-10533, Novembro 2011.
- [11] H. A. Wheeler, “Simple Inductance formulas for Radio Coils”, *Proceedings of the Institute of Radio Frequency*, vol. 16, nº 10, pp. 1398-1400, Outubro 1928.
- [12] D. G. Silva, J. A. J. Ribeiro, “Design of Eddy Current Sensor IC for Large Displacement”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Maio 2013.
- [13] D. Garinto, A. Syahriar, S. Budiyo, “A Novel Op-Amp Based LC Oscillator for Wireless Communications”, *IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society*, vol. 46, pp. 2243-2248, Outubro 2020.
- [14] M. N. O. Sadiku, C. K. Alexander, “Fundamentos de Circuitos Elétricos”, ed. 5, AMGH, pp. 573-574, 2013.
- [15] G. B. Clayton, S. Winder, “Operational Amplifiers”, ed. 5, Newnes, pp. 183-189, 2003.



APÊNDICE I

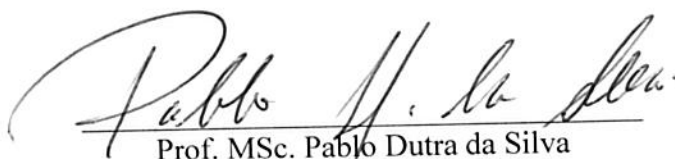


LUCAS JOSÉ DA ROSA

TRANSDUTOR DE DISTÂNCIA DE ELEMENTOS METÁLICOS COM SENSOR INDUTIVO PLANAR

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do título em Bacharel em Engenharia Elétrica, pelo Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, e aprovado na sua forma final pela comissão avaliadora abaixo indicada.

Jaraguá do Sul, 30 de junho de 2022.



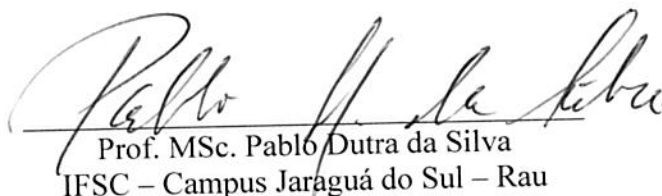
Prof. MSc. Pablo Dutra da Silva
Orientador
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau



Prof. Dr. Rodrigo Trentini Preuss
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau



Prof. Msc. Aldo Zanella Junior.
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau



Prof. MSc. Pablo Dutra da Silva
IFSC – Campus Jaraguá do Sul – Rau