

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

NICOLAS YAGO ZAPORA

**DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITOS ELETRÔNICOS PARA TOMOGRAFIA
ELETROMAGNÉTICA**

JOINVILLE – SC

2016

NICOLAS YAGO ZAPORA

**DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITOS ELETRÔNICOS PARA
TOMOGRAFIA ELETROMAGNÉTICA**

Trabalho de Conclusão de Curso,
apresentado ao Curso de
Bacharelado em Engenharia
Elétrica, como requisito parcial
para obtenção do grau de
engenheiro eletricista.

Orientador: Dr. Airton Ramos

JOINVILLE – SC

2016

RESUMO

ZAPORA, Nicolas Yago. **Desenvolvimento de circuitos eletrônicos para tomografia eletromagnética.** Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado em Engenharia Elétrica). Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville, 2016.

A tomografia por indução magnética é uma técnica de construção de imagem a partir das características elétricas de uma amostra sem a necessidade de nenhum contato elétrico na mesma. Através da aplicação de um campo magnético geralmente através de uma bobina, acontece a indução de correntes eddy no material, e através de sensores, também usualmente bobinas, é obtido o campo gerado por essas correntes composto com o campo primário, que contém a informação das características elétricas do material. A proposta deste trabalho é a construção de um circuito eletrônico capaz de separar o campo obtido pelas correntes induzidas do campo primário para que as análises das características do material possam ser feitas.

Palavras Chaves: tomografia, detecção de fase, correntes eddy.

ABSTRACT

ZAPORA, Nicolas Yago. **Development of electronic circuits for electromagnetic tomography**. Course Conclusion Work (Bachelor of Science in Electrical Engineering) - University of the State of Santa Catarina. Joinville, 2016.

Magnetic induction tomography is an imaging technique based on the electrical characteristics of a sample without the need for any electrical contact with it. By applying a magnetic field generally through a coil, the induction of eddy currents in the material occurs, and through sensors, also usually coils, composed with the primary field is obtained the field generated by these currents, which contains the information of the Electrical characteristics of the material. The proposal of this paper is the construction of an electronic circuit capable of separating the obtained field by the induced currents of the primary field so that the analyzes of the characteristics of the material can be made.

Key words: tomography, phase detection, eddy currents.

NICOLAS YAGO ZAPORA

**DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITOS ELETRÔNICOS PARA TOMOGRAFIA
ELETROMAGNÉTICA**

Trabalho de Conclusão de Curso, apresentado ao Curso de engenharia elétrica, como requisito parcial para obtenção do grau de engenheiro eletricitista.

Banca Examinadora:

Orientador: _____

Dr. Airton Ramos
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: _____

Dr. Volney Coelho Vincence
Universidade do Estado de Santa Catarina

Membro: _____

Ms. Leonardo Salas Maldonado
Universidade do Estado de Santa Catarina

JOINVILLE, 02 DE DEZEMBRO DE 2016

AGRADECIMENTOS

Ao longo desses 4,5 anos de graduação me esforcei ao máximo para aproveitar todas as possibilidades do meio acadêmico para uma formação profissional e cidadã. Vivi intensamente cada etapa, e quero agradecer os amigos e familiares que ajudaram nesta etapa da minha vida.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Airton Ramos, pela dedicação e pelos ensinamentos ao longo desses 1,5 anos de orientação.

A todos os professores pelos ensinamentos.

Aos amigos da graduação, Bruno Bertoldi, Eduardo Falchetti Sovrani, Guilherme do Nascimento, Augusto Salfer Devigili, Gabriel Soares Dalpiaz e Aureo Guilherme Dobrikopf pelos momentos de alegria e parceria.

Ao mestrando Rodolfo Lauro Weinert pelas diversas vezes que me ajudou na realização deste trabalho.

Ao Laboratório de Eletromagnetismo, pela estrutura laboratorial.

À UDESC, pelo conhecimento.

E principalmente a minha família, especialmente aos meus pais, Vilson e Maria de Lourdes, ao meu irmão Rodrigo e minha namorada Beatriz, por todo o apoio.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Diagrama esquemático mostrando as três técnicas de tomografia apresentadas.	13
Figura 2 - Fotografia do sistema de TIM completo.	14
Figura 3 - Fasores dos campos primário e secundário.	16
Figura 4 - Efeito magnético no Permalloy.	18
Figura 5 - Ilustração do gradiômetro planar.	19
Figura 6 - Configuração ZFC.	20
Figura 7 - Configuração PGRAD.	20
Figura 8 - Configuração ZFGRAD.	21
Figura 9 - Circuito gerador do campo primário.	24
Figura 10 - Circuito receptor de campo secundário.	25
Figura 11 - Circuito responsável pelo tratamento do sinal.	26
Figura 12 - Diagrama de blocos do circuito sensor de campo.	26
Figura 13 - Diagrama de blocos de um sistema de obtenção da defasagem.	28
Figura 14 - Diagrama de blocos do circuito eletrônico responsável por detecção do campo secundário.	29
Figura 15 - Parâmetros de indutância e resistência do emissor.	30
Figura 16 - Desenho feito no software ANSYS Maxwell® para simulações.	31
Figura 17 - Resultado obtido para o campo primário presente à 3cm do emissor.	32
Figura 18 - Resultado obtido para o campo secundário presente à 3cm do emissor.	33
Figura 19 - Indutância e resistência da primeira ponta até o tap central do sensor. .	34
Figura 20 - Indutância e resistência da segunda ponta até o tap central do sensor. .	34
Figura 21 - Diagrama de blocos funcional do AD844.	36
Figura 22- Esquema de um amplificador de instrumentação.	37
Figura 23 – Circuito amplificador de instrumentação simulado utilizando o software Orcad Pspice®.	38
Figura 24 - Resultado obtido a partir da simulação, onde a curva Azul representa a saída, e a curva Verde representa a entrada.	39
Figura 25 - Diagrama de bode do amplificador de instrumentação.	39
Figura 26 - Configuração amplificador inversor.	40
Figura 27 - Circuito atenuador simulado no software Orcad Pspice®.	41

Figura 28 - Resultado obtido a partir da simulação. A curva verde representa a saída de acordo com a escala vertical 2, e a curva vermelha representa a entrada de acordo com a escala vertical 1.....	41
Figura 29 - Diagrama de bode do atenuador.	41
Figura 30 - Diagrama de blocos interno do AD8302.	42
Figura 31 - Circuito básico de detecção de fase e ganho utilizando o AD8302.	43
Figura 32 - Relação entre o ganho dos sinais INA e INB e a saída VMAG do AD8302.	44
Figura 33 - Relação entre a defasagem entre INA e INB e a saída VPHS do AD8302.	45
Figura 34 - Layout da placa de circuito impresso.	46
Figura 35 - Tensão induzida nos terminais do sensor.	48
Figura 36 - Tensão na saída do amplificador de instrumentação.	49
Figura 37 - Tensão na saída do atenuador.	50
Figura 38 - Teste do CI AD8302 para defasagens de 0° até 0,2°.	51
Figura 39 - Objeto para medição de impedância de líquidos.	52
Figura 40 - Script desenvolvido para converter os dados obtidos no analisador de impedância em condutividade e constante dielétrica.	52
Figura 41 - Emissor à esquerda e sensor à direita.	53
Figura 42 - Gráfico obtido com os dados do ensaio em vermelho e dados da simulação em azul.	55

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

TIM – Tomografia por Indução Magnética

TIE-AC – Tomografia de Impedância Elétrica com Aplicação de Corrente

TIE-IC – Tomografia de Impedância Elétrica com Indução de Corrente

CI – Circuito Integrado

ZFC – *Zero Flux Coil* (Bobina com Fluxo Primário Zero)

PGRAD – *Planar Gradiometer* (Gradiômetro Planar)

ZFGRAD – *Zero Flux Gradiometer* (Gradiômetro de Fluxo Zero)

DC – *Direct Current* (Corrente Contínua)

SQUID – *Superconducting Quantum Interference Device* (Dispositivos Supercondutores de Interferência Quântica)

LISTA DE SÍMBOLOS

B – Indução magnética [T] ou [Wb/m].

E – Campo elétrico [V/m].

U_0 – Tensão induzida nos terminais da bobina [V]

H_0 – Campo magnético [A/m].

f – Frequência [Hz].

α – ângulo entre o campo primário e secundário ($^\circ$)

ϵ_0 – Permissividade elétrica do vácuo [F/m].

σ – Condutividade elétrica [S/m].

μ_0 – Permeabilidade magnética do vácuo [H/m].

ω – Frequência angular [rad/s].

SUMÁRIO

RESUMO	2
ABSTRACT	3
AGRADECIMENTOS	5
LISTA DE ILUSTRAÇÕES	6
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	8
LISTA DE SÍMBOLOS	9
SUMÁRIO	10
1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	12
1.1 APLICAÇÕES PARA A TIM	13
1.1.1 O método de TIM para aplicações industriais	13
1.1.2 O método de TIM para aplicações biomédicas	14
1.2 A TOMOGRAFIA POR INDUÇÃO MAGNÉTICA	15
1.3 TIPOS DE SENSORES UTILIZADOS EM TIM	17
1.3.1 Sensores do tipo SQUIDS	17
1.3.2 Sensores do tipo magneto-resistivos	18
1.3.3 Gradiômetros planares	18
1.3.4 Sensores eletromagnéticos	21
1.4 CIRCUITOS ELETRÔNICOS PARA APLICAÇÃO EM TIM	23
1.4.1 Circuito de geração de campo magnético primário	23
1.4.2 Circuitos eletrônicos de tratamento do sinal secundário	24
1.4.3 Circuito eletrônico utilizando análise de nível DC	27
1.4.4 Utilizando um CI detector de fase	28
2 MATERIAIS E MÉTODOS	29
2.1 CONSTRUÇÃO DO EMISSOR DE CAMPO MAGNÉTICO	29
2.1.1 Simulação do campo magnético em software de elementos finitos	30
2.2 CONSTRUÇÃO DO SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO	33
2.3 CONSTRUÇÃO DO ESTÁGIO DE RECEPÇÃO DO SINAL	35
2.3.1 Estágio de amplificação	36
2.4 CIRCUITO DO SINAL DE REFERÊNCIA	40
2.5 CIRCUITO DE DETECÇÃO DE FASE E GANHO	42
2.6 PROJETO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO	46
3 RESULTADOS E DISCUSSÃO	48
3.1 NÍVEIS DE TENSÃO OBTIDOS NO CIRCUITO	48
3.2 ENSAIO PARA VALIDAÇÃO DO USO DO CI AD8302	50
3.3 ENSAIO PARA VALIDAÇÃO DO CIRCUITO ELETRÔNICO COMPLETO	51

4	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	56
5	BIBLIOGRAFIA.....	57

1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

A Tomografia é uma técnica de geração de imagens de um objeto que tem ampla aplicação para fins médicos e industriais. Alguns dos métodos fazem isso através das características elétricas da amostra. São conhecidas como Tomografias elétricas. Esta classe de tomografia tem atraído pesquisas pelo fato de apresentar baixo custo de construção, e mesmo apresentando imagens de baixa resolução, são suficientes para diversas aplicações. Seu princípio de funcionamento vem da análise das características elétricas do material (condutividade, permissividade e permeabilidade).

A mais antiga delas, a Tomografia por Impedância Elétrica com Aplicação de Corrente (TIE – AC), faz o uso de eletrodos para injetar uma corrente no material biológico e outros eletrodos para medir a tensão gerada. Obtendo então, a impedância do material em análise, e através da impedância, as características elétricas. Seus primeiros estudos datam do final da década de 70, onde um sistema de tomografia de impedância elétrica foi desenvolvido por (HENDERSON e WEBSTER, 1978).

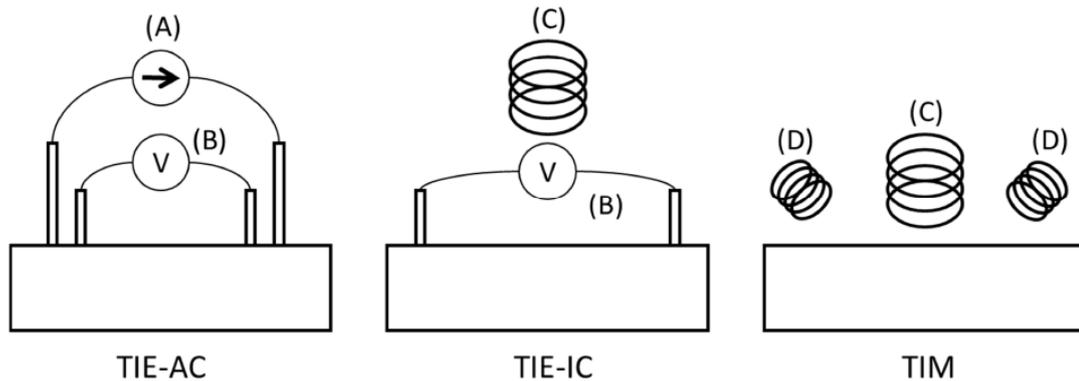
As principais desvantagens do TIE – AC é a necessidade de haver exatidão no posicionamento dos eletrodos, além da quantidade de eletrodos necessária para a realização do diagnóstico ser alta devido a necessidade de eletrodos para injetar a corrente e outros para medir a tensão. Outra dificuldade advém da possibilidade de existir uma barreira resistiva no entorno do objeto desejado, como ossos, por exemplo.

Outro método que surgiu após a TIE – AC foi a Tomografia de Impedância Elétrica por Indução de Corrente (TIE – IC), a qual usava indução de corrente através de um campo magnético aplicado no material, também conhecido como *correntes eddy*. Em comparação com o método TIE-AC, nota-se que o número de eletrodos diminui, pois não há mais a necessidade da injeção de corrente no objeto. Outra vantagem deste método advém da capacidade de atravessar barreiras resistivas existentes no material (GENÇER, IDER e WILLIAMSON, 1996).

Por fim, foi desenvolvido o método em que nenhum contato é necessário, chamado de Tomografia por Indução Magnética (TIM), e teve seus primeiros resultados publicados no ano de 1992 -1993 em (YU, PEYTON, *et al.*, 1993) para fins industriais e em (AL-ZEIBAK e SAUNDERS, 1993) para fins biomédicos, o qual induz corrente no material de maneira similar ao TIE – IC, porém para obter as propriedades elétricas, é feita a medição do campo magnético gerado através das *correntes eddy*.

Os três métodos comentados até aqui são ilustrados na Figura 1, onde as letras A, B, C, D representam respectivamente uma fonte de corrente, um medidor de tensão, um emissor de campo magnético e um sensor de campo magnético.

Figura 1 - Diagrama esquemático mostrando as três técnicas de tomografia apresentadas.



Fonte: Adaptado de (KESHEH, 2011)

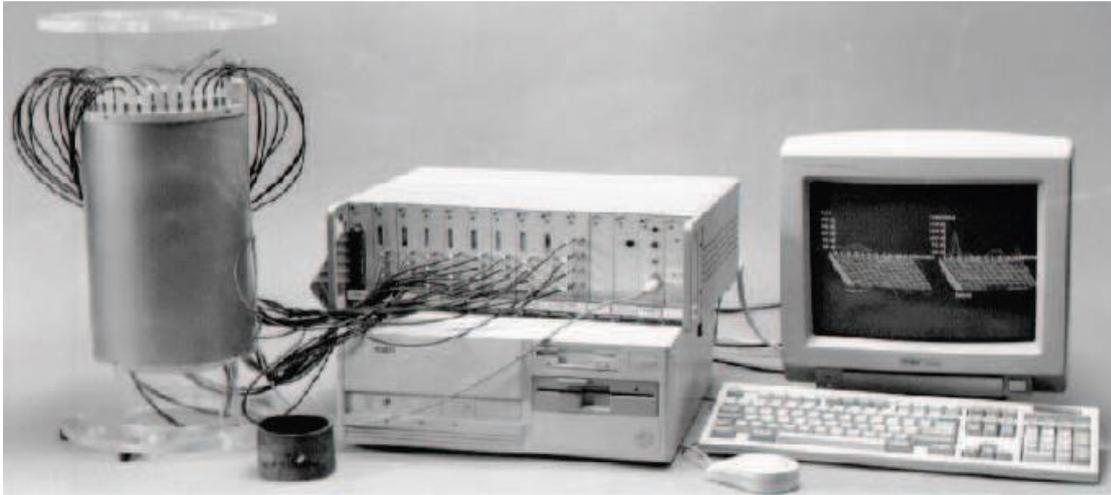
1.1 APLICAÇÕES PARA A TIM

1.1.1 O método de TIM para aplicações industriais

O método de TIM também atraiu pesquisas para fins industriais, onde normalmente a condutividade dos materiais a serem analisados é alta, conseqüentemente o campo gerado pelas correntes eddy é mais intenso, facilitando a construção do sistema.

O primeiro protótipo de TIM para fins industriais foi desenvolvido no ano de 1992 e mostrado em (PEYTON, YU, *et al.*, 1996). As principais aplicações do mesmo estavam em conhecer a composição de metais na indústria mineral, a quantidade de água misturada ao petróleo ou em gasodutos no transporte de óleo. O protótipo é mostrado na Figura 2.

Figura 2 - Fotografia do sistema de TIM completo.



Fonte: Adaptado de (PEYTON, YU, *et al.*, 1996)

Este tomógrafo era formado por 21 sensores de campo magnético dispostos em um cilindro metálico, proporcionando uma blindagem magnética externa.

O circuito de detecção de sinal era formado por um amplificador de ganho programável e dois multiplicadores analógicos (CI AD734) em série com um filtro passa-baixas, fornecendo assim, um nível DC proporcional a defasagem entre o campo recebido pelo sensor e o campo primário.

Como a aplicação deste sistema era dedicado a materiais de alta condutividade, não havia nenhuma preocupação com o acoplamento capacitivo entre os geradores e sensores de campo magnético.

O principal atrativo do método TIM para estes fins são o fato de não haver nenhuma necessidade de contato entre o material em questão e o sistema, facilitando as análises descritas anteriormente (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2008).

Em (LAU e BORGES, 1996), por exemplo, é utilizado um sistema de TIM para analisar a qualidade de peças de metal, constatando seus defeitos através do campo secundário induzido pelas correntes eddy.

1.1.2 O método de TIM para aplicações biomédicas

Já para as aplicações na área biomédica, a análise se dá a partir da presença de um elemento patológico na amostra, fazendo acontecer uma variação em suas propriedades elétricas iniciais, como por exemplo, coágulos ou tumores.

A construção do sistema TIM para aplicações biomédicas requer maior precisão do que um sistema utilizado para aplicações industriais, uma vez que as condutividades dos tecidos biológicos são muito menores.

Através das variações das propriedades elétricas, causados por elementos patológicos, o campo secundário gerado por estas correntes irá sofrer uma pequena variação, e é esta variação que interessa ao método de TIM para fins biomédicos. A partir delas é realizada uma reconstrução da imagem da amostra onde serão ilustradas estas irregularidades (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2008).

Um estudo realizado por (SCHARFETTER, LACKNER e ROSELL, 2000) mostrou resultados positivos sobre a aplicação da TIM para diagnóstico de um suposto edema cerebral presente em um modelo realístico de uma cabeça humana.

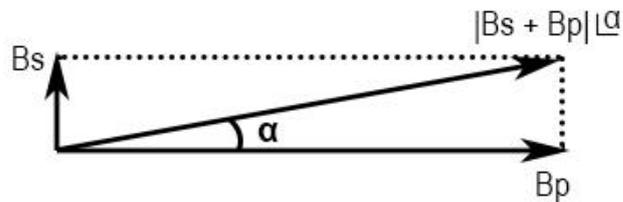
Em um estudo feito por (AL-ZEIBAK e SAUNDERS, 1993), são detectados nódulos cancerígenos presentes em um tecido biológico. Na construção da imagem é possível notar a presença do elemento patológico na amostra.

1.2 A TOMOGRAFIA POR INDUÇÃO MAGNÉTICA

A técnica da TIM consiste em aplicação de um campo magnético alternado no material, que através da Lei de Faraday, gera correntes induzidas neste, que então gera outro campo magnético defasado 90° do campo primário e de baixíssima amplitude (GRIFFITHS, 2001).

O campo aplicado no sensor será composto pelo campo primário, que será representado como B_p e secundário, representado por B_s . Devido à baixa amplitude do sinal secundário, o módulo do sinal composto irá variar muito pouco, no nível do ruído. Porém, quando se utiliza frequências altas, o ruído afeta muito mais a amplitude do que a fase dos sinais medidos. Portanto será mais fácil obter as medidas da defasagem entre o sinal primário e o composto para aquisição dos resultados, mesmo essa defasagem sendo normalmente da ordem de dezenas de miligráus, como descrito em (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2003). Essa baixa defasagem é resultante do baixo valor de condutividade apresentado por tecidos biológicos, sendo geralmente menores que 10 S/m, segundo (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2008). A Figura 3 ilustra essa diferença através de fasores dos campos primário e secundário.

Figura 3 - Fasores dos campos primário e secundário.



Fonte: Próprio autor.

Um estudo feito por (HOLLAUS, MAGELE, *et al.*, 2004) afirma que a inserção de uma amostra não-homogênea muda a condutividade complexa (Δk) do meio interno ao tomógrafo que é descrita por $k = \sigma + j\omega\epsilon_0\epsilon_r$, onde σ representa a condutividade, ϵ_r a permissividade relativa, ϵ_0 a permissividade do vácuo e ω corresponde a frequência angular do campo B_p . Todos correspondentes ao meio interno ao tomógrafo.

Esta variação Δk será responsável pela geração de B_s , que ao ser aplicada aos sensores, irá gerar uma variação na tensão inicialmente induzida no sensor, denominada ΔV .

Ao serem definidos estes parâmetros, o estudo feito por (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2008) apresenta uma importante equação para o entendimento do método.

$$\frac{\Delta V}{V_0} = Q\omega\mu_0[\omega\epsilon_0(\epsilon_r - 1) - j\sigma] + R(\mu_r - 1) \quad (1)$$

A variável V_0 representa a tensão obtida pelo sensor em um ensaio sem a presença da amostra. Onde os parâmetros μ_r , ϵ_r , e σ representam respectivamente, a permeabilidade relativa, a permissividade relativa e a condutividade, todos eles referentes a amostra em análise, μ_0 e ϵ_0 são a permeabilidade e permissividade do vácuo, e por fim, os valores de Q e R são constantes geométricas proporcionais à disposição dos emissores e sensores (HOLLAUS, MAGELE, *et al.*, 2004).

A ordem de grandeza de $\Delta V/V_0$ é de 0,01 para aplicações em tecidos biológicos, segundo (GRIFFITHS, 2001). Para aplicações industriais essa grandeza é na ordem de 0,25, segundo (YU, PEYTON e BECK, 1994). Portanto este é um dos maiores desafios na utilização de um sistema de TIM para fins biomédicos. Pois seus circuitos devem ter alta precisão e isolamento contra ruídos externos. Além disso, os sensores devem ser cuidadosamente projetados e construídos para minimizar os efeitos da

corrente de deslocamento e da ressonância, ambos causados devido a capacitância parasita presente na bobina e que prejudicam as medições.

Outro desafio considerável na utilização de um sistema TIM é o método de reconstrução da imagem das características elétricas da amostra. Grande parte dos métodos de reconstrução dividem-se em duas etapas, o problema direto e o reverso. Para o problema direto, é feito o cálculo dos campos secundários. No problema reverso, é feita a reconstrução da imagem (WOLFF, 2011).

Para resolução do problema direto, em geral são usados métodos computacionais, como o método das impedâncias (MI) (RAMOS e WOLFF, 2011) e o método dos elementos finitos (MEF).

Para resolução do problema reverso usualmente utilizam critérios de minimização e regularização, como o de Tikhonov, visto em (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2008).

1.3 TIPOS DE SENSORES UTILIZADOS EM TIM

Grande parte dos estudos realizados na área de TIM tem como ênfase a proposta de diferentes circuitos de tratamento do sinal secundário.

Um dos detalhes mais importantes da construção do circuito receptor do sinal secundário é a escolha de um sensor eficaz. O método mais comum de sensoriamento utilizado em TIM é a bobina, devido as grandes vantagens que esta apresenta, porém existem outros métodos de sensoriamento, como por exemplo, SQUIDS , sensores magnetoresistivos (LIU, XU e LUO, 2008), ou gradiômetros planares (SCHARFETTER, LACKNER e ROSELL, 2000).

1.3.1 Sensores do tipo SQUIDS

Os sensores SQUIDS são baseados materiais supercondutores, que funcionam em temperaturas muito baixas e apresentam condução de corrente sem nenhuma perda. Esses sensores apresentam a maior sensibilidade dentre todos os outros, podendo detectar variações da ordem de 10^{-15} Tesla. Porém o seu uso é inviável pelo

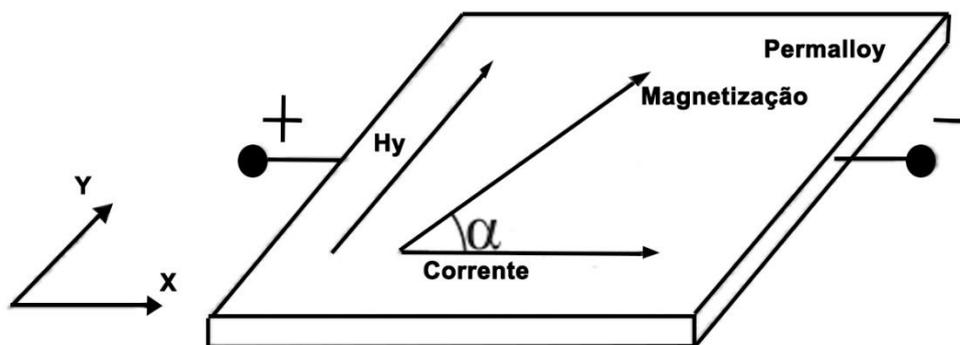
fato de ter um alto custo de aquisição e utilização, pois necessita estar em baixíssimas temperaturas para apresentar o funcionamento desejado (KOCH, 1989).

1.3.2 Sensores do tipo magneto-resistivos.

Um sistema de TIM publicado por (LIU, XU e LUO, 2008) utilizou sensores magneto-resistivos para detecção do campo secundário. O material utilizado como sensor foi o Permalloy, que tem como propriedade a variação da resistência com a presença de um campo externo. O objetivo do estudo foi verificar se este sensor consegue detectar a presença do campo magnético gerado pelas correntes eddy.

O conjunto do sensor magneto-resistivo utilizado neste estudo é patenteado pela Honeywell e tem uma característica especial de compensação dos campos magnéticos presentes no ambiente. Os resultados obtidos foram satisfatórios, portanto, torna-se uma opção para utilização em TIM. A Figura 4 ilustra o funcionamento do Permalloy.

Figura 4 - Efeito magnético no Permalloy.



Fonte: Adaptado de (LIU, XU e LUO, 2008).

1.3.3 Gradiômetros planares

A utilização do gradiômetro permite a possibilidade de, através de sua disposição, reduzir o nível do sinal primário obtido no sensor. Essa configuração é basicamente composta de duas espiras conectadas em série, e quando ambas apresentem apenas uma espira, é denominada gradiômetro planar.

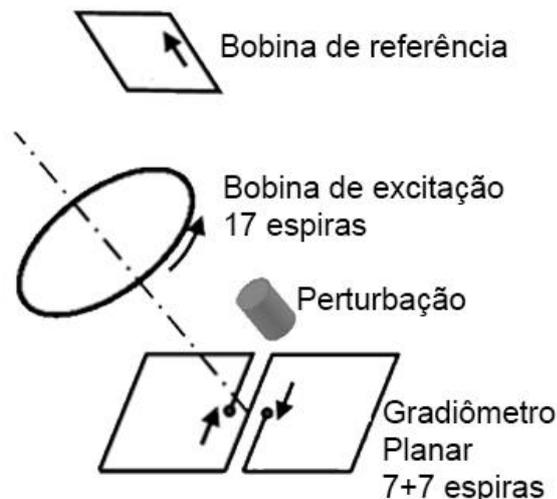
Um estudo publicado em 2000 por (SCHARFETTER, LACKNER e ROSELL, 2000) apresentou a utilização de um gradiômetro planar como sensor de campo magnético para aplicação em materiais de baixa condutividade em uma faixa de frequências que iria de 10kHz a 10MHz.

Após o sinal ser obtido pelo sensor, ele era enviado a um detector de fase, que cancelava o resíduo do sinal primário e através de um multiplicador em série com um filtro passa-baixas, obtinha-se um sinal DC proporcional à fase do sinal medido no sensor.

O principal objetivo do trabalho de (SCHARFETTER, LACKNER e ROSELL, 2000) é realizar uma comparação entre o gradiômetro planar e uma bobina comum como sensor, a qual obteve sensibilidade satisfatória para o campo secundário, atestando a possibilidade de utilização do gradiômetro planar em TIM.

A Figura 5 ilustra o sistema de TIM utilizando um gradiômetro planar.

Figura 5 - Ilustração do gradiômetro planar.

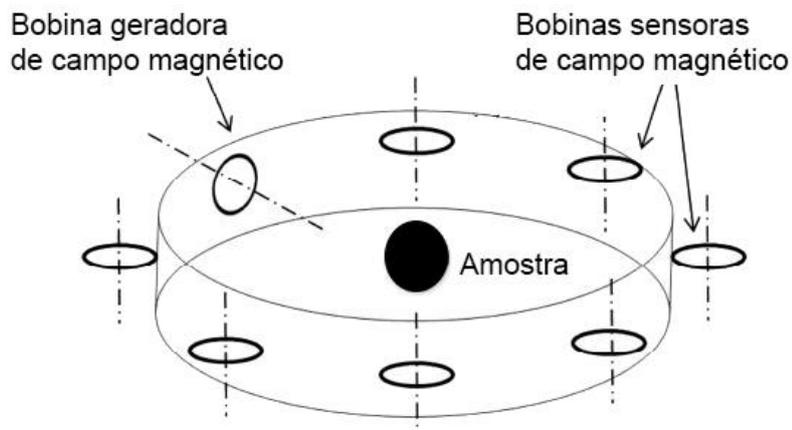


Fonte: Adaptado de (SCHARFETTER, LACKNER e ROSELL, 2000)

Após alguns anos, outros trabalhos utilizando gradiômetros planares foram apresentados. Como em 2005 (SCHARFETTER, MERWA e PILZ, 2005), onde foi apresentada três configurações de sensores no sistema de TIM.

A primeira configuração apresentada é a bobina com fluxo primário zero (ZFC), onde as bobinas sensoras são posicionadas de modo que o fluxo gerado pela bobina emissora não seja captado por elas. Esta configuração é mostrada na Figura 6.

Figura 6 - Configuração ZFC.

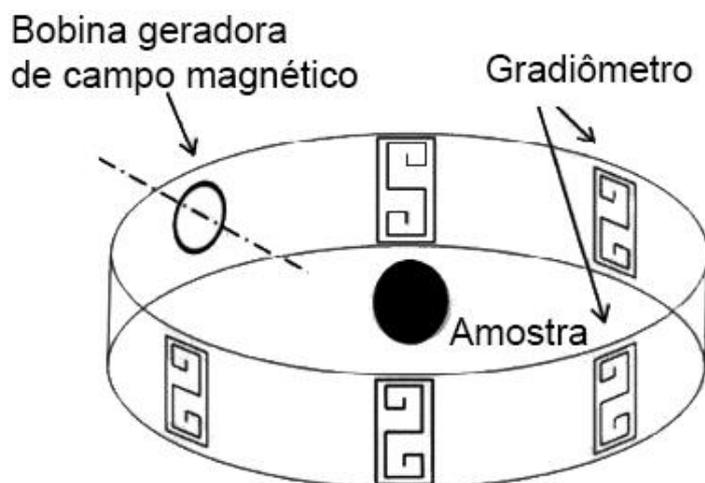


Fonte: Adaptado de (SCHARFETTER, MERWA e PILZ, 2005)

Esta configuração apresentou-se susceptível a ruídos devido a campos magnéticos distantes, porém foi o que teve maior sensibilidade na detecção do campo secundário.

A segunda configuração apresentada é o gradiômetro planar (PGRAD), mostrada na Figura 7, onde através de sua simetria, o sinal primário é cancelado, sobrando apenas o sinal secundário.

Figura 7 - Configuração PGRAD.

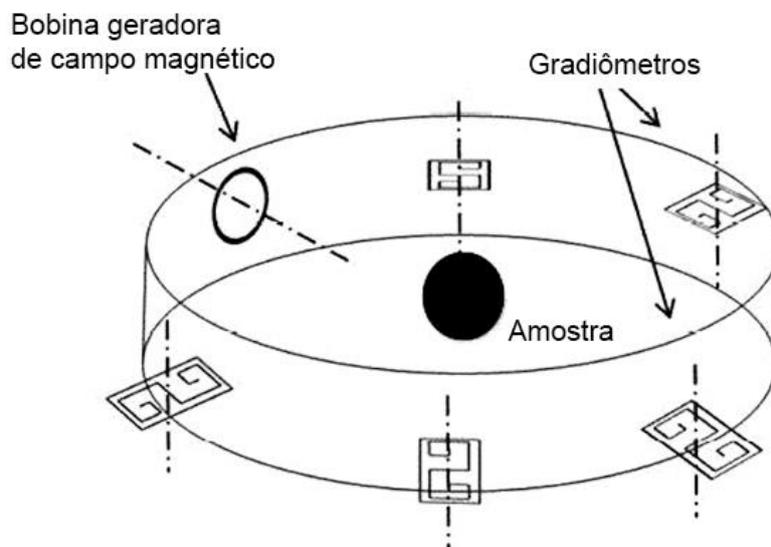


Fonte: Adaptado de (SCHARFETTER, MERWA e PILZ, 2005).

Esta configuração apresentou-se blindada de ruídos causados por campos distantes devido ao seu posicionamento vertical, anulando a área de contato com o fluxo magnético, porém ele não é capaz de anular o campo magnético primário devido as variações mecânicas do gradiômetro.

E por fim, a última configuração apresentada é o gradiômetro planar com fluxo primário zero (ZFGRAD), visando combinar as duas outras configurações apresentadas até aqui, com o objetivo de evitar os ruídos de campos distantes e cancelar o campo magnético primário. Esta configuração é mostrada na Figura 8.

Figura 8 - Configuração ZFGRAD.



Fonte: Adaptado de (SCHARFETTER, MERWA e PILZ, 2005).

O resultado obtido a partir desta configuração foi bom em relação ao cancelamento dos ruídos, mostrando-se 12 vezes melhor que a ZFC neste quesito, porém, menos sensível ao campo secundário (SCHARFETTER, MERWA e PILZ, 2005).

1.3.4 Sensores eletromagnéticos

Os sensores eletromagnéticos, mais conhecidos como bobinas, apresentam seu princípio físico baseado na Lei de Faraday:

$$\oint E \cdot ds = -\frac{d}{dt} \iint_A B \cdot dA \quad (2)$$

As bobinas são os métodos de detecção de campo magnético mais comumente utilizados para aplicação em TIM, pois apresentam diversas vantagens, como o baixo custo, alta sensibilidade e simplicidade na construção.

A tensão U_0 induzida nos terminais da bobina, segundo (KESHEH, 2011) é obtida através da equação 3, para um sensor disposto de maneira paralela as linhas de campo magnético.

$$U_0 = \frac{\pi^2}{2} N \cdot f \cdot H_0 \cdot \mu_0 \cdot D^2 \quad (3)$$

Onde N é o número de espiras, f é a frequência do campo, H_0 é o campo magnético presente no centro da bobina, D é o diâmetro do núcleo transversal ao fluxo magnético e μ_0 é a permeabilidade magnética no vácuo ($4\pi \cdot 10^{-7}$ [T/A.m]).

As principais vantagens de se utilizar uma bobina com núcleo de ar, vem do fato da sua facilidade de construção e da sua grande faixa de medidas de campo, pois não há as não linearidades decorrentes da presença de materiais magnéticos.

A sensibilidade do sensor com núcleo de ar pode ser calculado, segundo (KESHEH, 2011) através da equação 4.

$$S = \frac{U_0}{H_0} = \frac{\pi^2 \cdot \mu_0 \cdot N \cdot D^2 \cdot f}{2} \quad (4)$$

Como pode se observar, a sensibilidade da bobina depende de seu diâmetro, número de espiras e frequência. Mesmo a que a sensibilidade cresça a estes parâmetros, deve-se tomar cuidado ao projetar a bobina, pois, por exemplo, o excesso de espiras aumenta a capacitância parasita do sensor, ou com a frequência muito alta, será difícil trabalhar, pois além da maior dificuldade na obtenção de componentes capazes de processar tais frequências, haverá perdas de Energia na forma de ondas eletromagnéticas.

Para os sensores que utilizam núcleo ferromagnético, há a vantagem de que o fluxo magnético é concentrado totalmente dentro de si, aumentando a sensibilidade

do sensor, além de reduzir suas dimensões físicas. Porém há uma complexidade maior no projeto do sensor, pois existem relações entre as propriedades do material do núcleo, que por sua vez dependem da frequência, e sua geometria, estreitando a faixa de atuação linear do sensor.

Quando há a presença de um campo magnético, uma diferença de potencial alternada é induzida nos terminais da bobina, para que a amplitude desta seja estimada, há de se utilizar a seguinte fórmula:

$$ddp = N \cdot A \cdot \omega \cdot B \quad (5)$$

Onde N é o número de espiras do sensor, A é a área transversal do núcleo, ω é a frequência angular do campo, e B representa a amplitude do campo magnético presente no centro da bobina.

Devido a sua sensibilidade razoável e sua facilidade de construção, este tipo de sensor será utilizado na montagem do sistema.

1.4 CIRCUITOS ELETRÔNICOS PARA APLICAÇÃO EM TIM

1.4.1 Circuito de geração de campo magnético primário

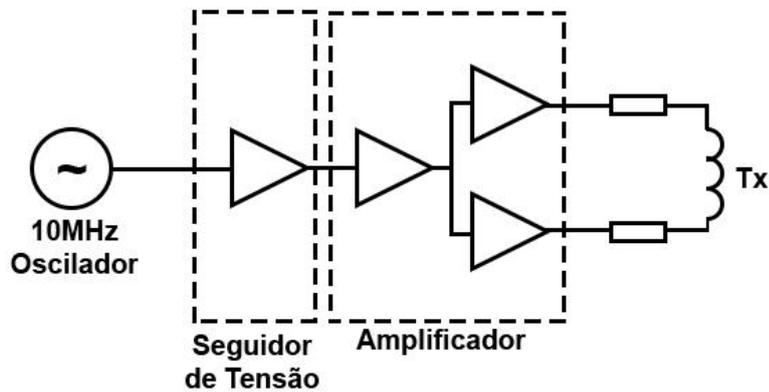
Para indução das correntes eddy no material em análise, é necessário a presença de um campo magnético primário. Um circuito típico utilizado para geração do campo é mostrado na Figura 9:

Na grande maioria dos estudos realizados na área de TIM, é utilizado um oscilador a base de cristal em série com uma bobina para a geração do campo primário, utilizando altas frequências para garantir a estabilidade de fase, como por exemplo, 20MHz, visto em (KORJENEVSKY, CHEREPENIN e SAPETSKY, 2000), 10MHz em (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2008), 120kHz em (XU, LUO, *et al.*, 2009), 2MHz em (PEYTON, YU, *et al.*, 1996), além de uma proposta de circuito eletrônico operando em 30kHz, vista em (LIU, XU e LUO, 2008).

A diferença entre as frequências está relacionada a sensibilidade do sensor, como pode ser notado na Equação 9, porém, ao aumentar este valor, os componentes

utilizados para construção do sistema deverão ser capazes de trabalhar com o valor de frequência escolhido.

Figura 9 - Circuito gerador do campo primário.



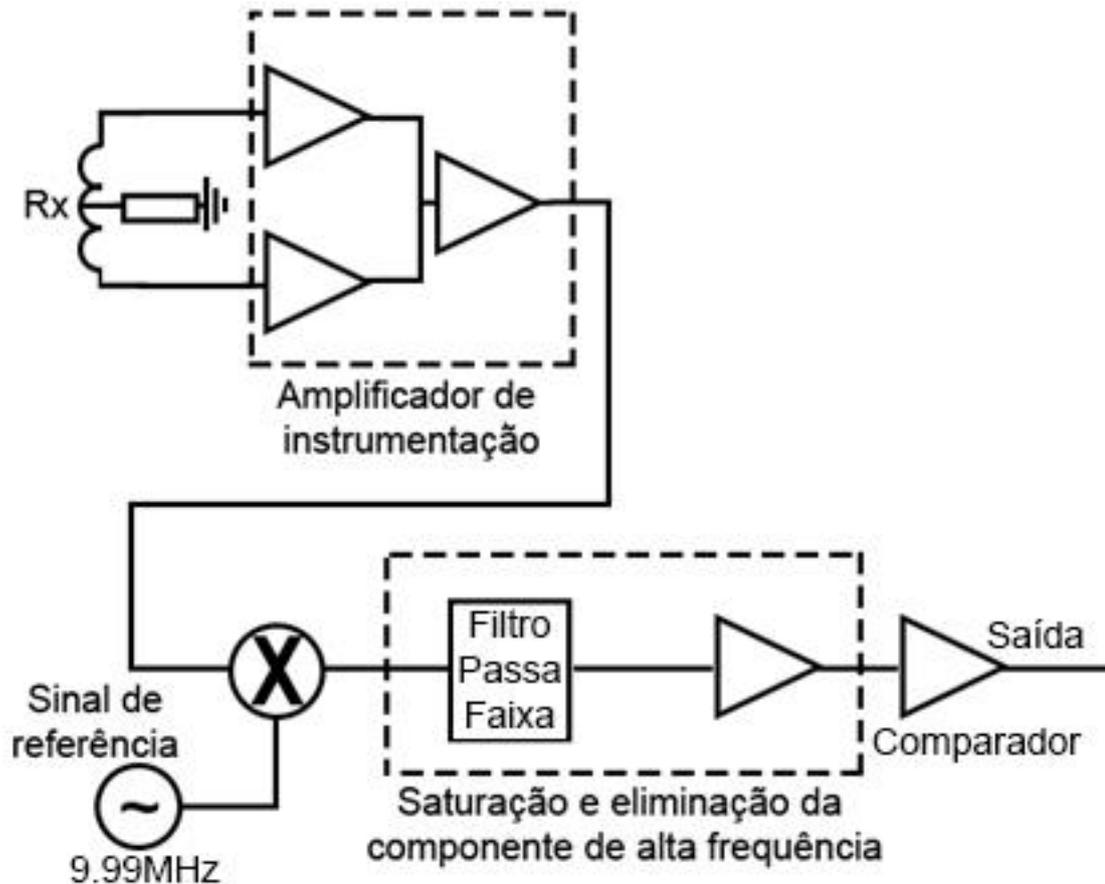
Fonte: Adaptado de (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2001)

Para o circuito mostrado na Figura 9, é utilizado um módulo oscilador de 10MHz para geração de uma tensão alternada. Em série com o oscilador, encontra-se um seguidor de tensão utilizado a fim de casar a impedância de saída do oscilador e de entrada de um amplificador, para então ser conectado a bobina geradora de campo magnético denominada Tx (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2001).

1.4.2 Circuitos eletrônicos de tratamento do sinal secundário

A Figura 10 apresenta um dos métodos mais comumente utilizados na construção do circuito receptor do campo secundário.

Figura 10 - Circuito receptor de campo secundário.

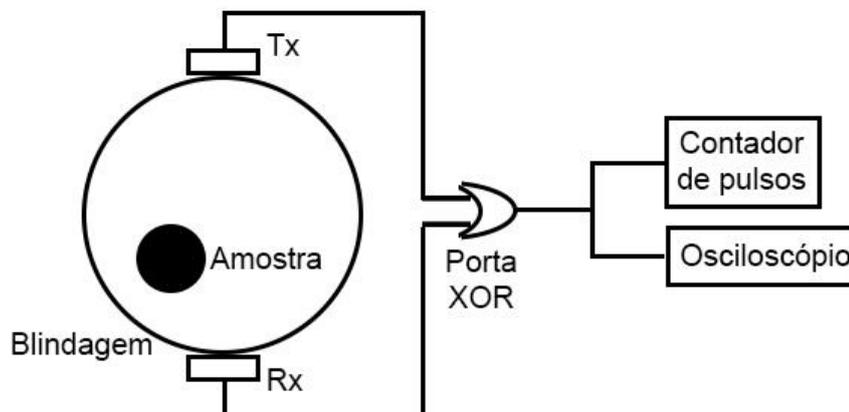


Fonte: Adaptado de (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2001)

O circuito desenvolvido em (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2001) utiliza uma bobina receptora Rx, e através desta, o sinal composto pelo campo primário e secundário será obtido, e então, amplificado. Após ocorrer a amplificação, o sinal é modulado por uma portadora de 9,99MHz, gerando uma componente de 19,99MHz e outra de 10kHz, que será utilizada. Para filtragem do sinal de baixa frequência, é utilizado um filtro passa-faixa com frequência central de 10kHz, este sinal é então amplificado e saturado até tornar-se uma onda quadrada e que enfim, passa por um comparador que irá eliminar a parte negativa desta onda, para que o sinal passe a ser apenas pulsos.

Os sinais têm sua frequência diminuída justamente para melhorar a leitura dos dados, visto que é mais fácil encontrar componentes que trabalhem com sinais de período maior.

Figura 11 - Circuito responsável pelo tratamento do sinal.



Fonte: Adaptado de (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2001)

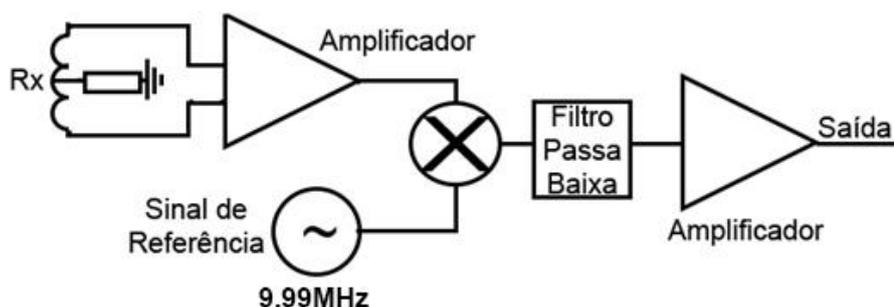
A Figura 11 apresenta apenas 1 dos 16 canais existentes deste sistema, onde cada canal é composto por um módulo emissor e receptor de campo magnético. A utilização ou não de um canal é controlada através de um multiplexador.

Através de uma porta XOR, o sinal recebido é comparado com o sinal gerado pelo oscilador, similarmente modulado, filtrado e comparado com 0, e então, o sinal resultante será proporcional a defasagem entre estes dois sinais, o qual conterá a informação a respeito das características elétricas do material.

Por fim, é feita uma análise da largura destes pulsos utilizando um sistema de aquisição de dados (WATSON, WILLIAMS, *et al.*, 2001).

A Figura 12 mostra outra circuito utilizado por (VAUHKONEN, HAMSCH e IGNEY, 2008) de construção do estágio de recepção do campo secundário, utilizando o mesmo método do sistema descrito anteriormente.

Figura 12 - Diagrama de blocos do circuito sensor de campo.



Fonte: Adaptado de (VAUHKONEN, HAMSCH e IGNEY, 2008).

Neste circuito, há 16 canais funcionando a 10MHz, dispostos de maneira circular e protegidos por uma blindagem metálica contra ruídos externos.

O sinal recebido pelo sensor Rx é convertido para 10kHz utilizando um multiplicador analógico (ADE-6 Mini Circuits). A saída é filtrada por um filtro passa-baixas e então enviada a um sistema de aquisição de sinais de áudio de 192 ksps e 24 bits de resolução (VAUHKONEN, HAMMACH e IGNEY, 2008).

1.4.3 Circuito eletrônico utilizando análise de nível DC

Sejam dois sinais de tensão cossenoidais, sendo V_{ref} obtido diretamente do oscilador e V_s obtida do sensor, com amplitudes A e B respectivamente, e defasados de α radianos e ambos com frequência angular de ω radianos por segundo:

$$V_{ref} = A \cdot \cos(\omega t) \quad (6)$$

$$V_s = B \cdot \cos(\omega t + \alpha) \quad (7)$$

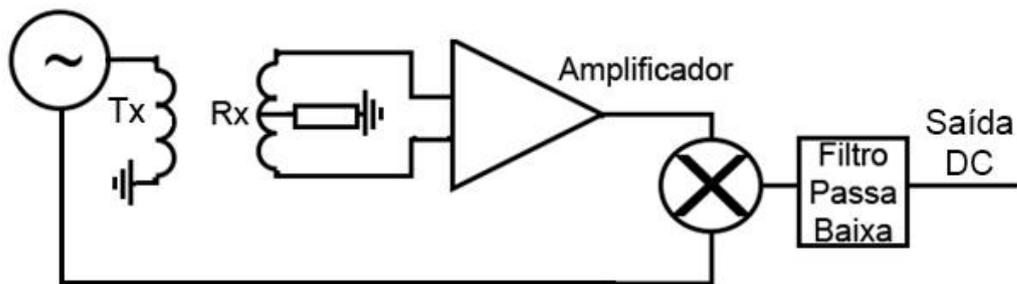
Ao multiplicar estes dois sinais, obtemos a seguinte expressão:

$$V_{ref} \cdot V_s = \frac{A \cdot B}{2} \cdot \cos(2\omega t + \alpha) + \frac{A \cdot B}{2} \cdot \cos(\alpha) \quad (8)$$

Nota-se que o sinal resultante é composto por uma parcela de duas vezes a frequência angular ω e um nível DC proporcional a amplitude dos dois sinais e da defasagem entre eles.

Através de um filtro passa baixas, obtemos apenas a parcela DC do sinal. Deve-se levar em conta a possível variação das amplitudes. A amplitude do sinal de referência não irá mudar pois seria obtido diretamente do oscilador, porém o sinal obtido no sensor poderá sofrer alguma alteração em sua amplitude quando for posicionado alguma amostra nas proximidades, portanto, deverá ser utilizado um sistema de controle de ganho automático, ou um controle da variação da amplitude.

Figura 13 - Diagrama de blocos de um sistema de obtenção da defasagem.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 13 ilustra a montagem de um circuito de tratamento de dados que utiliza o nível DC obtido.

A bobina Rx representada na Figura 13 é o sensor que irá adquirir o sinal composto pelo campo primário e secundário, o tap central é responsável por fornecer a corrente de polarização ao amplificador. Após o sinal ser obtido pelo sensor, ele passa por um amplificador inversor para eliminar a capacitância parasita da bobina através do curto-virtual presente entre as entradas do amplificador e para elevar o nível de tensão induzido em Rx.

1.4.4 Utilizando um CI detector de fase

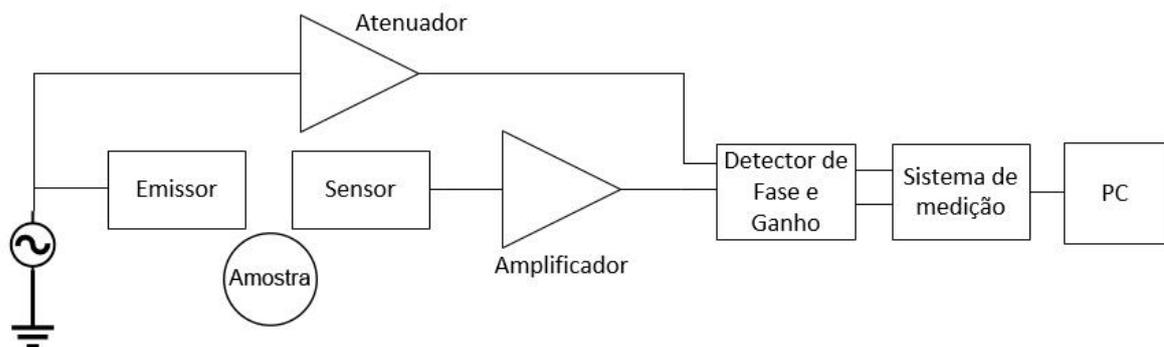
Existem circuitos integrados no mercado capazes de fornecer informações a respeito da defasagem entre dois sinais de entrada. Porém, não há registros na literatura confirmando a sensibilidade destes componentes, pois como foi citado neste trabalho, a defasagem entre o campo primário e o campo composto é extremamente pequena.

Um destes CI's, é o AD8302 (ANALOG DEVICES, AD8302), que ao receber dois sinais senoidais, fornece uma saída proporcional a defasagem entre estes, e outra proporcional ao ganho. Este CI será detalhado no capítulo de Materiais e Métodos.

2 MATERIAIS E MÉTODOS

O diagrama de blocos do circuito completo é apresentado na Figura 14, onde primeiramente há o estágio de geração do campo primário, seguido do sensoriamento do campo composto, amplificação do sinal obtido, detecção de fase e aquisição dos dados. A frequência a ser trabalhada no circuito é de 4MHz, que foi escolhida para que se tenha uma boa sensibilidade no sensor e que facilite a construção do circuito eletrônico.

Figura 14 - Diagrama de blocos do circuito eletrônico responsável por detecção do campo secundário.



Fonte: Próprio autor.

2.1 CONSTRUÇÃO DO EMISSOR DE CAMPO MAGNÉTICO

O emissor de campo magnético a ser utilizado será do tipo bobina, devido as diversas vantagens que esta apresenta, como o seu baixo custo e alta facilidade de construção, além de possuir uma sensibilidade razoável.

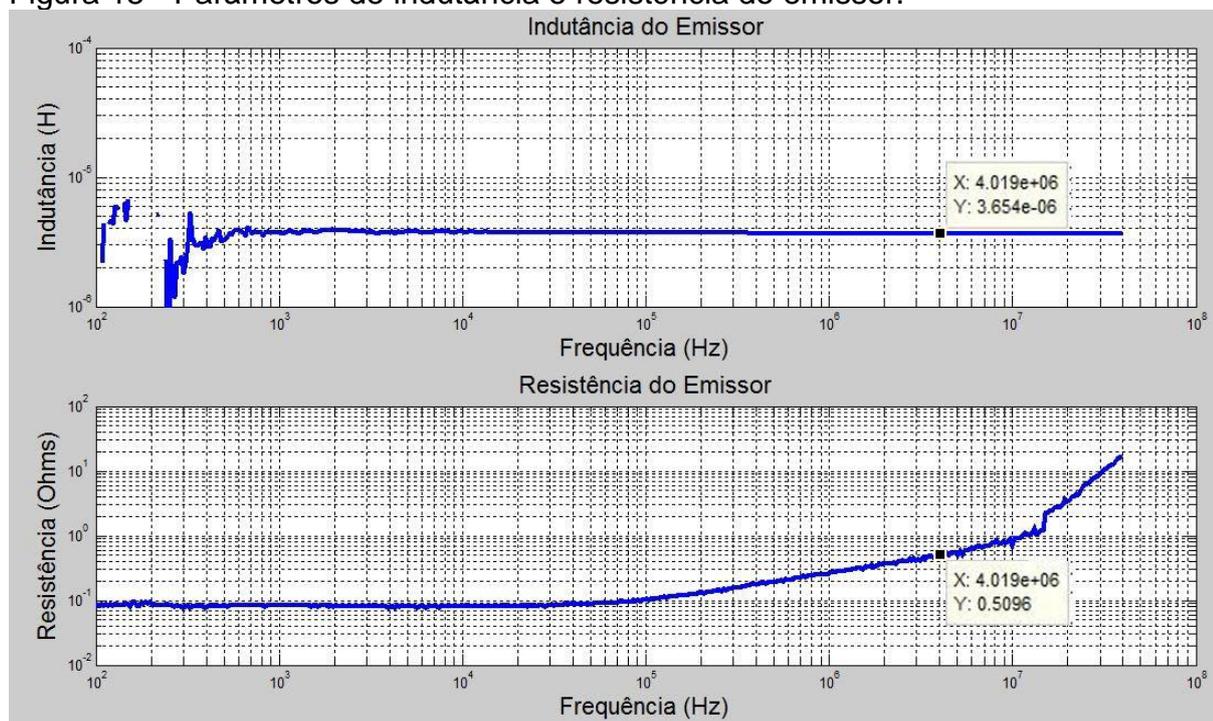
A bobina responsável pela emissão do campo magnético foi construída a partir de um carretel cilíndrico de plástico com núcleo de ar, raio de 9,5mm, altura de 30mm e um total de 19 espiras. Para diminuir o efeito capacitivo da bobina e evitar os problemas citados anteriormente, existe um espaçamento entre cada espira equivalente a um diâmetro do fio usado para enrolar as espiras.

Para geração do campo magnético, é necessário excitar esta bobina com um nível de tensão, para isso, será utilizado o gerador de função Tektronix AFG3251,

capaz de fornecer uma saída de 4MHz com 5Vp, o que é suficiente para geração de campo primário efetivo.

Utilizando o Analisador de Impedância de precisão Agilent 4294A, foi obtido os parâmetros de indutância e resistência do emissor, que são mostrados na Figura 15.

Figura 15 - Parâmetros de indutância e resistência do emissor.



Fonte: Próprio autor.

Ao observar os resultados, percebe-se que os valores de indutância e resistência do emissor para a frequência de 4MHz são de, respectivamente 3,65uH e 0,5Ω. Estes valores serão utilizados posteriormente para determinação da intensidade do campo magnético produzido.

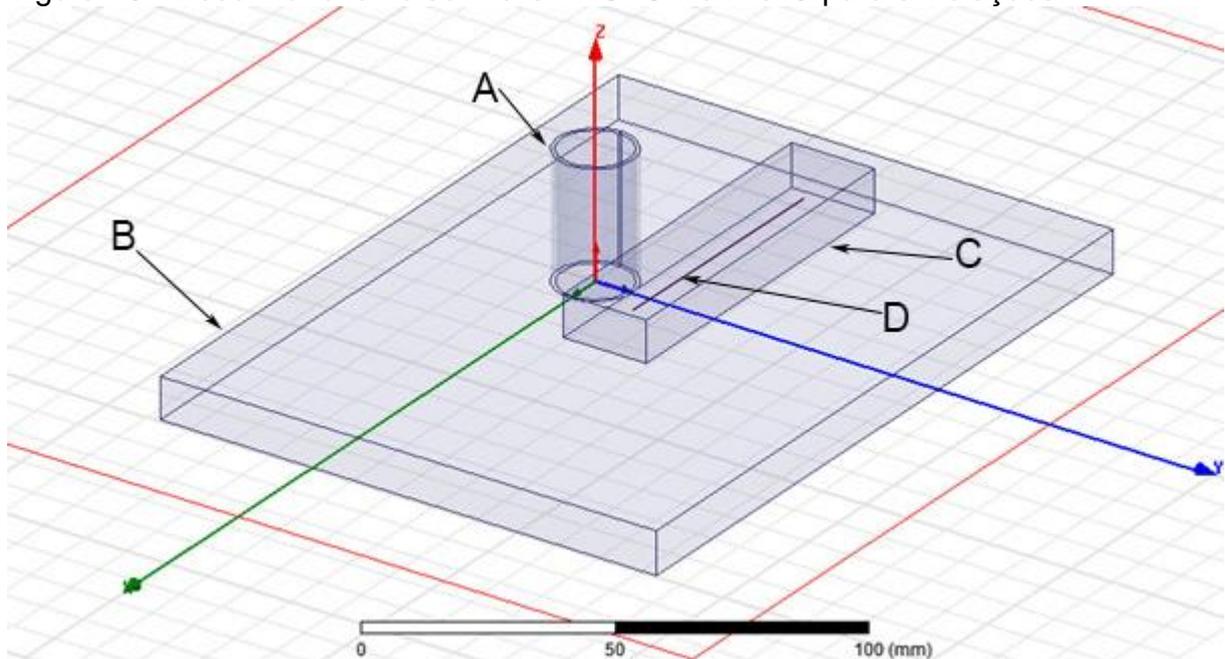
2.1.1 Simulação do campo magnético em software de elementos finitos

Utilizando um software de simulação em elementos finitos, pode-se obter o valor da intensidade do campo magnético na distância do centro de onde será posicionado o sensor, equivalente a 30mm.

A interface gráfica do software permite a construção de modelos em 3 dimensões para simulações numéricas. O tipo de análise utilizado para este trabalho foi o “eddy currents” que realiza cálculos sobre as correntes induzidas em uma amostra condutora com a presença de um campo magnético.

Para que a simulação possa ser realizada é necessária a informação de alguns dados para o software, sendo eles, as informações elétricas do material, a magnitude, frequência e local da excitação em corrente, além de qual será a amostra em que haverá as correntes de condução. Para obter a magnitude da excitação, foi utilizado os valores de impedância através da Figura 15, com uma tensão sendo aplicada de 5Vp.

Figura 16 - Desenho feito no software ANSYS Maxwell® para simulações.



Fonte: Próprio autor.

O item A da Figura 16 representa a bobina responsável pela emissão do campo magnético, que ao ser excitada por uma corrente gera um campo primário que irá incidir na amostra, gerando as correntes de condução na caixa B, que irão resultar no campo secundário.

A parte B do desenho representa a amostra a ser analisada, que é definida como um material biológico, onde suas grandezas elétricas foram obtidas através de (S. GABRIELY, 1996), sendo elas, $\epsilon_r = 500$, $\sigma = 1,8 \text{ S/m}$ e $\mu_r = 1$. Esta caixa interfere apenas na magnitude do campo secundário, visto que o campo primário depende apenas do campo gerado pelo emissor. A distância entre o emissor e a amostra para esta simulação é equivalente a 1mm.

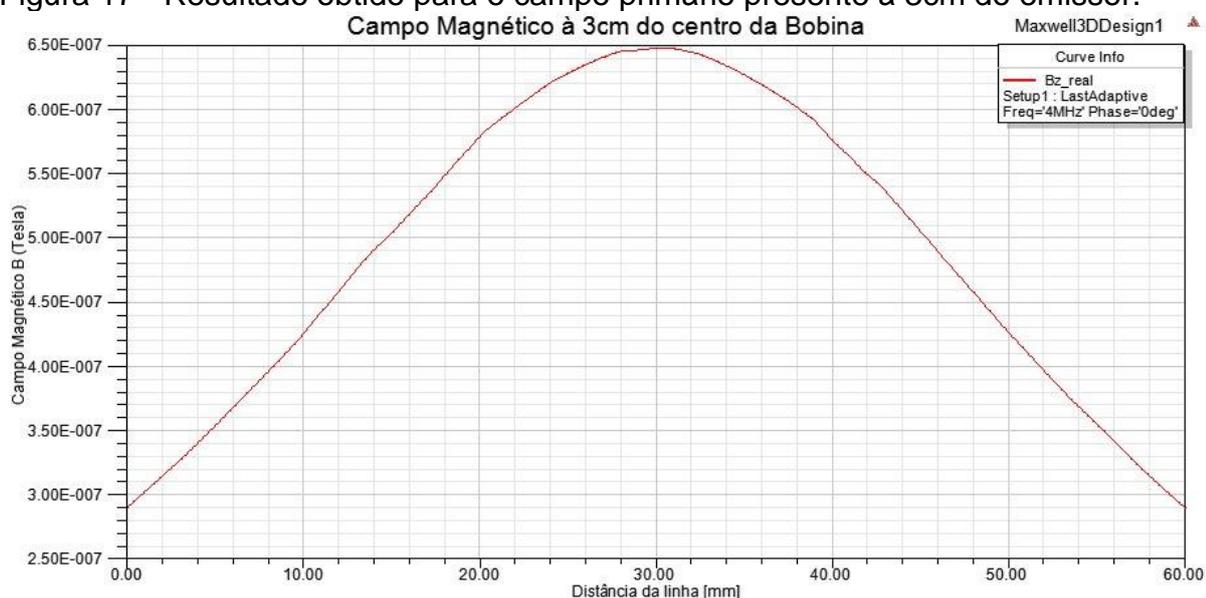
Os itens C e D serão responsáveis pela leitura do campo composto. A caixa C representa uma região onde o passo de cálculo é menor, aumentando a precisão das

medidas, e o item D é uma linha que será utilizada para a obtenção do gráfico da magnitude do campo magnético em função de sua distância.

O gráfico resultante na Figura 17 mostra apenas a parte real do campo magnético presente na linha, que representa o campo primário, sendo que no centro, há um campo magnético com intensidade de 650nT. Este valor será utilizado posteriormente para o cálculo da tensão induzida nos terminais do sensor.

Para extrair apenas o campo secundário, é necessário obter a parte imaginária do campo magnético presente na linha. O resultado é mostrado na Figura 18.

Figura 17 - Resultado obtido para o campo primário presente à 3cm do emissor.



Fonte: Próprio autor.

No centro da linha é obtido um campo magnético gerado pelas correntes eddy com magnitude de aproximadamente 1,07nT. Em comparação com o campo primário, temos uma relação de 608 vezes menor, o que resulta em uma defasagem entre o campo composto de aproximadamente $0,1^\circ$ em relação ao campo primário.

Figura 18 - Resultado obtido para o campo secundário presente à 3cm do emissor.



Fonte: Próprio autor.

2.2 CONSTRUÇÃO DO SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO

Este estágio do sistema é responsável pela recepção do campo magnético composto pelo campo primário, gerado pelo emissor, e pelo campo secundário emitido pelas correntes induzidas na amostra.

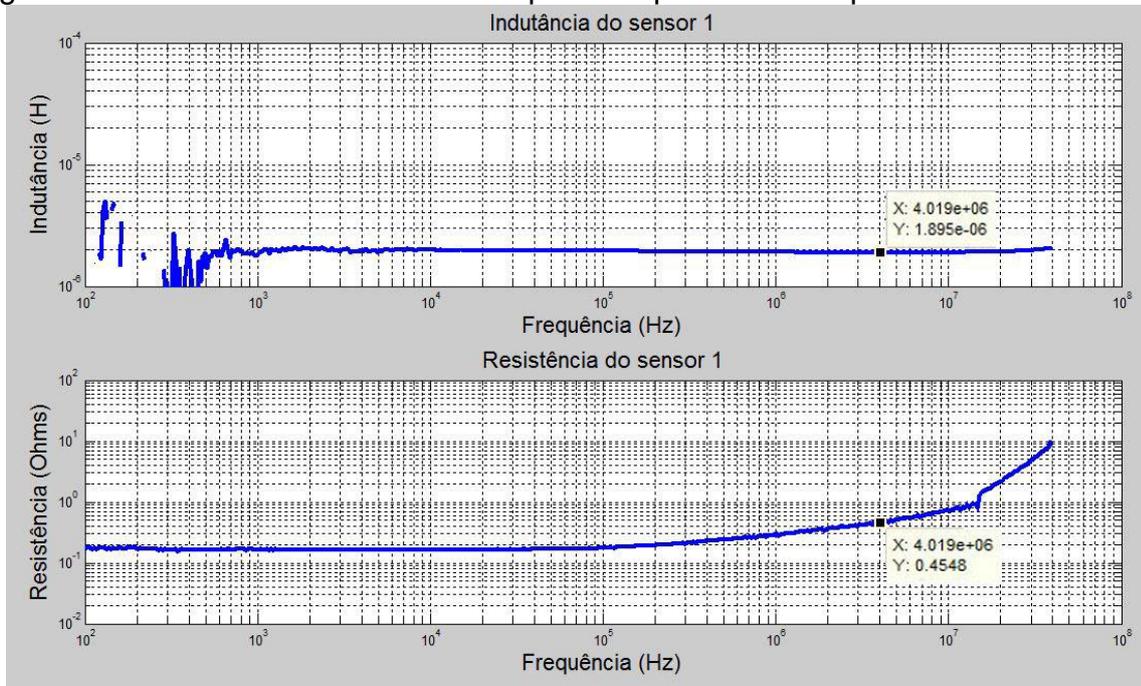
Similarmente aos parâmetros considerados para o emissor, o sensor a ser utilizado será do tipo bobina, que além das qualidades citadas anteriormente, possui boa sensibilidade.

Algumas considerações devem ser feitas para o projeto do sensor, visando obter uma alta sensibilidade ao campo secundário. Por exemplo, o número de espiras, não deve ser alto devido ao aumento da capacitância parasita, porém não deve ser baixo a ponto de prejudicar a sensibilidade. Além disso, o material a ser utilizado no núcleo será o ar, pois ao utilizar o ferrite, por exemplo, irá aumentar a sensibilidade, porém, a indutância também aumenta na mesma proporção, o que não é desejável devido a possibilidade de um efeito de ressonância mais próximo da frequência em que o circuito eletrônico irá atuar.

O sensor foi construído a partir de um carretel cilíndrico de plástico com raio de 9,5mm, altura de 30mm e um total de 20 espiras, igualmente espaçadas com a distância equivalente ao diâmetro do fio. Para fornecer uma corrente de polarização ao amplificador operacional que irá conectado ao sensor, foi inserido um tap central, que será conectado a um resistor aterrado.

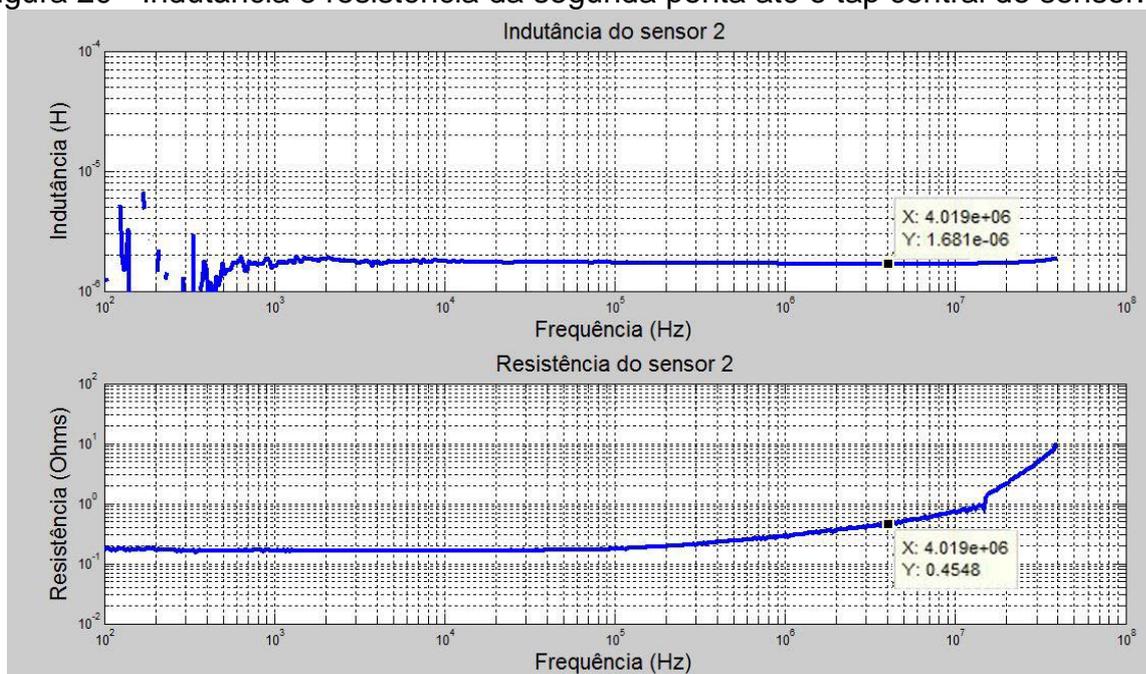
Utilizando o Analisador de Impedância Agilent 4294A, foi obtido os parâmetros de indutância e resistência do sensor de cada ponta até o tap central, que são mostrados na Figura 19 e na Figura 20.

Figura 19 - Indutância e resistência da primeira ponta até o tap central do sensor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 20 - Indutância e resistência da segunda ponta até o tap central do sensor.



Fonte: Próprio autor.

Ao observar os resultados, percebe-se que os valores de indutância e resistência para o primeiro lado do sensor para a frequência de 4MHz são, respectivamente, 1,89 μ H e 0,46 Ω , e para o segundo lado, 1,68 μ H e 0,4548 Ω .

Com o valor de campo magnético obtido da Figura 17, e utilizando a Equação 5, é possível obter o nível de tensão que será induzido em seus terminais para o projeto de amplificação posterior. Aplicando os valores anteriormente indicados, obtém-se 92mVp.

A partir deste valor, podemos fazer o projeto de um estágio de amplificação do sinal recebido pelo sensor. Além disso, os valores de indutância e resistência serão usados para a simulação deste amplificador no software Orcad Pspice®.

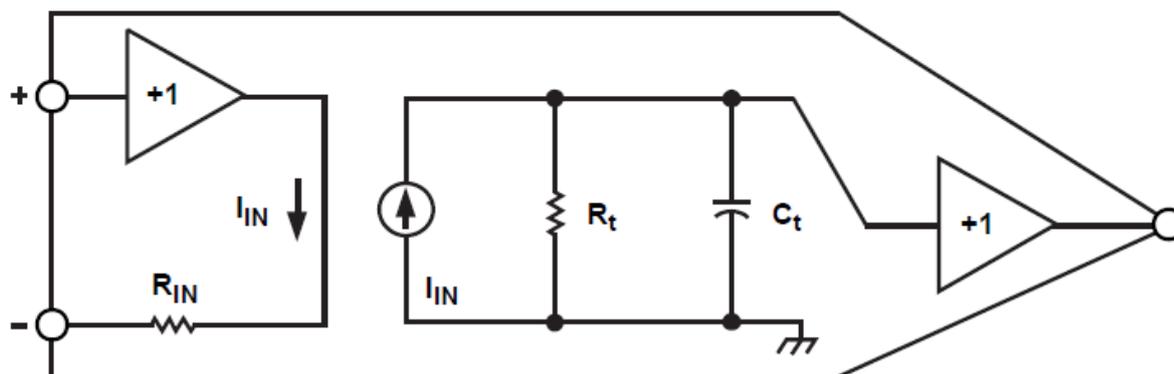
2.3 CONSTRUÇÃO DO ESTÁGIO DE RECEPÇÃO DO SINAL

O estágio de amplificação tem suma importância na funcionalidade do circuito, pois além de elevar o nível de tensão obtida pelo sensor, que é muito baixo, também fornece isolamento para o CI detector de fase e ganho.

Para a construção do circuito de amplificação, será utilizado o CI AD844 (ANALOG DEVICES, AD844), um amplificador operacional, que além de ser barato, apresenta boa qualidade na utilização de sinais de alta frequência com baixa amplitude.

Este CI tem como principais características sua alimentação que pode ser de $\pm 4,5V$ até $\pm 18V$, seu alto slew rate de 2000V/us, máxima corrente de saída de 80mA, baixo nível de offset, sendo de 150 μ V e baixo erro de fase, sendo 0.16% em 4.4MHz. Além disso, o CI apresenta baixos níveis de distorção e uma banda de operação de 60MHz. Seu diagrama de blocos interno é mostrado na Figura 21.

Figura 21 - Diagrama de blocos funcional do AD844.



Fonte: (ANALOG DEVICES, AD844)

Este amplificador operacional apresenta sua entrada inversora em baixa impedância, o que o torna conhecido como “current conveyor”, onde a corrente que flui da entrada não-inversora para a entrada inversora é refletida para um circuito RC que causa uma defasagem entre a entrada e a saída, como é mostrado na Figura 21. Outra opção é utilizar o pino “TZ” que é conectado junto a fonte de corrente I_{IN} e serve como uma saída em corrente, comumente utilizado para alimentar cargas altamente capacitivas.

Em malha aberta, o CI apresenta um limite de ganho de tensão DC devido à relação de valores dos resistores R_{IN} e R_t , com valores nominais de 50Ω e $3M\Omega$, respectivamente, fixando assim, seu ganho máximo em 60000. Em malha fechada, o CI tem um comportamento semelhante ao de outros amplificadores operacionais, tendo apenas a defasagem entre a entrada e a saída causada pela capacitância de saída C_t , que tem valor nominal de $4.5pF$.

2.3.1 Estágio de amplificação

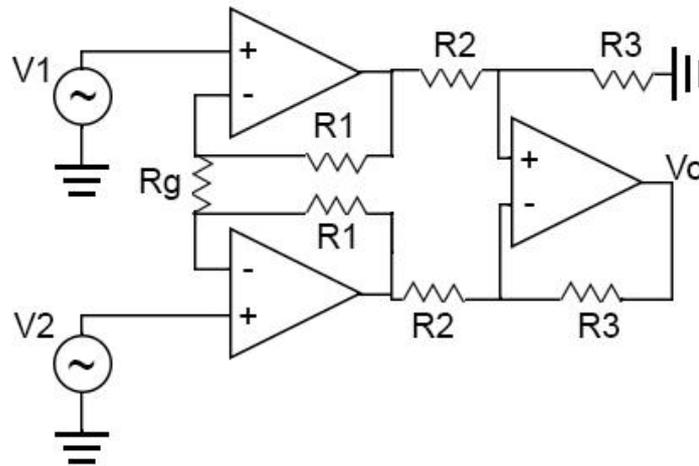
Há duas técnicas que são comumente utilizadas para o estágio de amplificação do sinal recebido no sensor para aplicação em TIM. Uma delas é vista na Figura 10, que utiliza um amplificador de instrumentação. Outra técnica é vista na Figura 12, que utiliza apenas um amplificador operacional na configuração inversora.

A configuração escolhida para esta aplicação é a do amplificador de instrumentação, pois este método apresenta bons resultados para aplicação na medição de grandezas elétricas de pequena intensidade. Possui alto ganho em tensão, elevada rejeição de modo comum, offsets de entrada reduzidos, alta

impedância de entrada e grande estabilidade com a temperatura (ALBERT MALVINO, DAVID J. BATES, 2011).

A utilização do CI AD844 como amplificador de instrumentação neste caso não é prejudicial, mesmo com o desequilíbrio das impedâncias em suas entradas, pois a rejeição de modo comum não é um fator importante nesta aplicação.

Figura 22- Esquema de um amplificador de instrumentação



Fonte: Próprio autor.

O primeiro estágio consiste em dois amplificadores conectados na configuração não inversora que atuam como um pré-amplificador, o estágio de saída é um amplificador diferencial com ganho unitário.

A equação que define a amplitude do sinal de saída do amplificador de instrumentação, é mostrado na Equação 9:

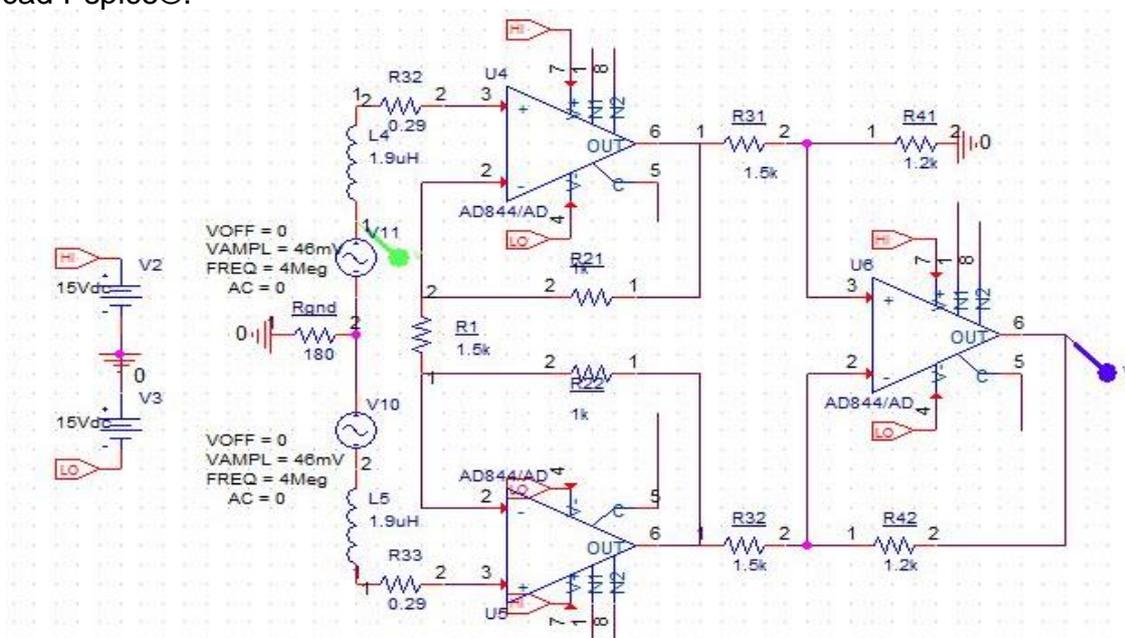
$$V_0 = (V_2 - V_1) * \left(\frac{R_3}{R_2}\right) * \left(1 + 2\frac{R_1}{R_g}\right) \quad (9)$$

O CI detector de fase que será posteriormente descrito, limita o nível de tensão de seu sinal de entrada em 0dBm, ou 316,2mVp considerando impedância de referência de 50Ω, portanto, o projeto será feito para se obter uma saída de 170mVp. Considerando o nível de tensão de entrada $V_2 - V_1$ como 92mVp, previamente calculado.

Os resistores a serem utilizados serão preferencialmente valores comerciais disponíveis para aquisição do tipo SMD, pois apresentam melhor funcionamento em altas frequências.

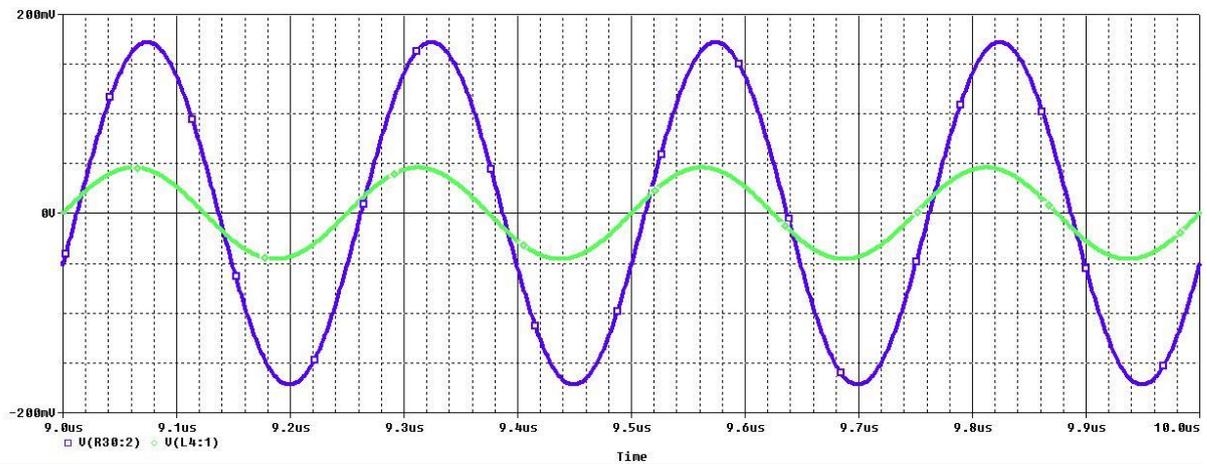
Os possíveis valores dos resistores que atendam o nível de tensão estipulado são $R_g = 1,5k\Omega$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 1,5k\Omega$ e $R_3 = 1,2k\Omega$, que fazem o amplificador de instrumentação ter um ganho de $1.9V/V$. O circuito simulado no software Orcad Pspice® é mostrado na Figura 23, seu resultado no tempo é mostrado na Figura 24, e o resultado na frequência na Figura 25. O sinal de entrada tem uma amplitude de $92mV_p$ entre as entradas do amplificador de instrumentação e uma frequência de $4MHz$.

Figura 23 – Circuito amplificador de instrumentação simulado utilizando o software Orcad Pspice®.



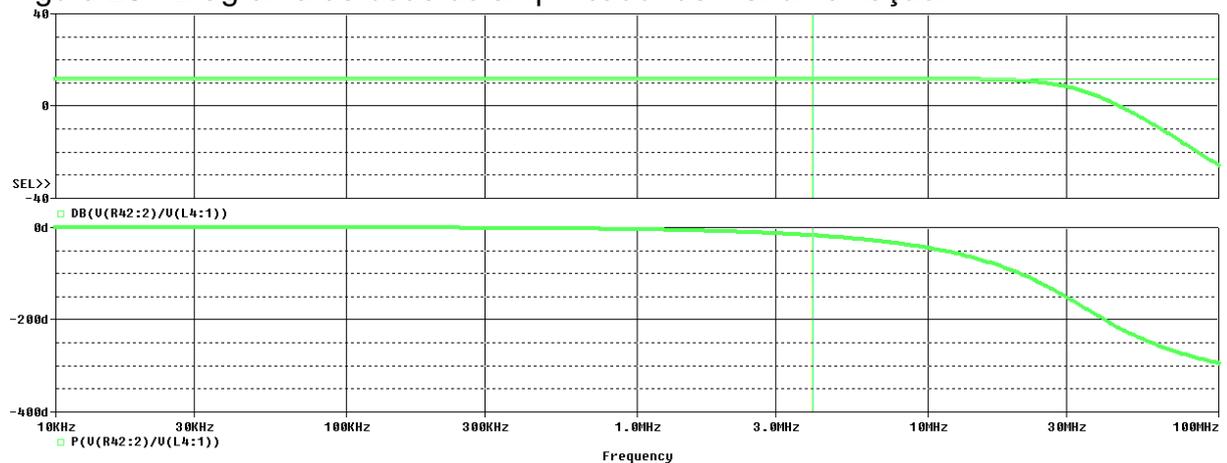
Fonte: Próprio autor.

Figura 24 - Resultado obtido a partir da simulação, onde a curva Azul representa a saída, e a curva Verde representa a entrada.



Fonte: Próprio autor.

Figura 25 - Diagrama de bode do amplificador de instrumentação.



Fonte: Próprio autor

Percebe-se que o CI AD844 na configuração amplificador de instrumentação, apresenta um bom resultado, tendo a saída no nível previamente estipulado. É notável a presença de uma defasagem entre o sinal de saída e o sinal de entrada, isso acontece devido a capacitância de saída presente no AD844, que foi descrita anteriormente e é ilustrada na Figura 21.

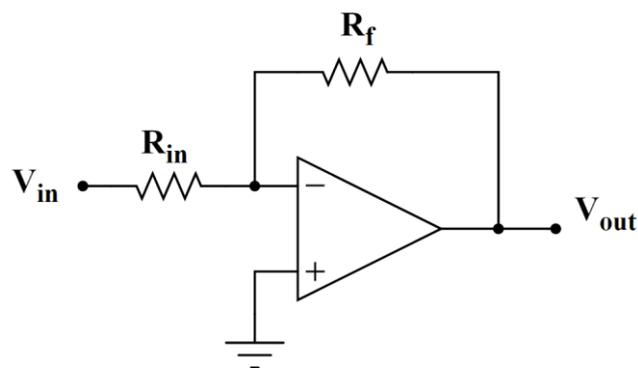
2.4 CIRCUITO DO SINAL DE REFERÊNCIA

Para que um sinal de referência seja gerado a partir da excitação da bobina emissora de campo magnético, será utilizado um atenuador ativo, utilizando o CI AD844. A necessidade desse dispositivo consiste no fato de que o CI AD8302 não possui alta impedância de entrada, portanto um divisor de tensão passivo não é ideal para esta aplicação.

Visto que o nível de entrada é de 5Vp e o nível máximo permitido para o CI AD8302 é de 316,2mVp, a atenuação deve ser projetada para que esta limitação seja respeitada.

Para obter um ganho menor do que 1, a configuração amplificador inversor deve ser utilizada, já que a não-inversora não permite esta condição.

Figura 26 - Configuração amplificador inversor.



Fonte: Próprio autor.

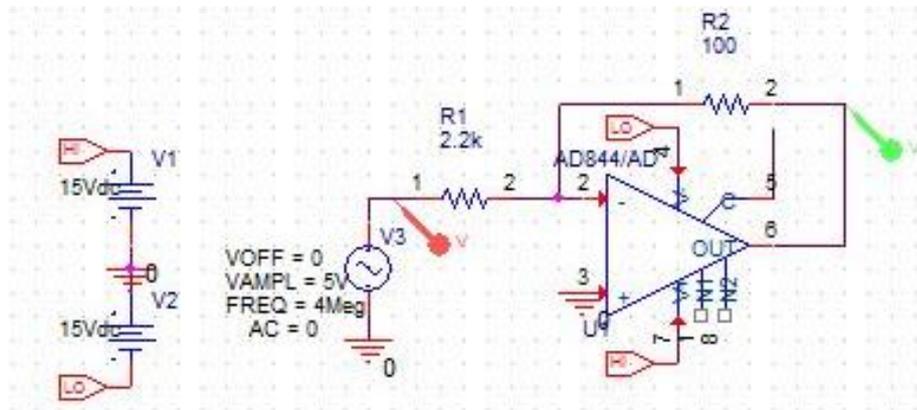
A equação que define o nível de tensão de saída desta configuração é mostrada na equação 10:

$$V_{out} = V_{in} * \left(\frac{-R_f}{R_{in}} \right) \quad (10)$$

Para que a condição de tensão máxima aplicada ao detector de fase seja atendida, pode-se definir um nível de tensão de saída de 227mVp, sendo assim, há de se utilizar resistores comerciais de valores $R_f = 100\Omega$ e $R_{in} = 2,2k\Omega$.

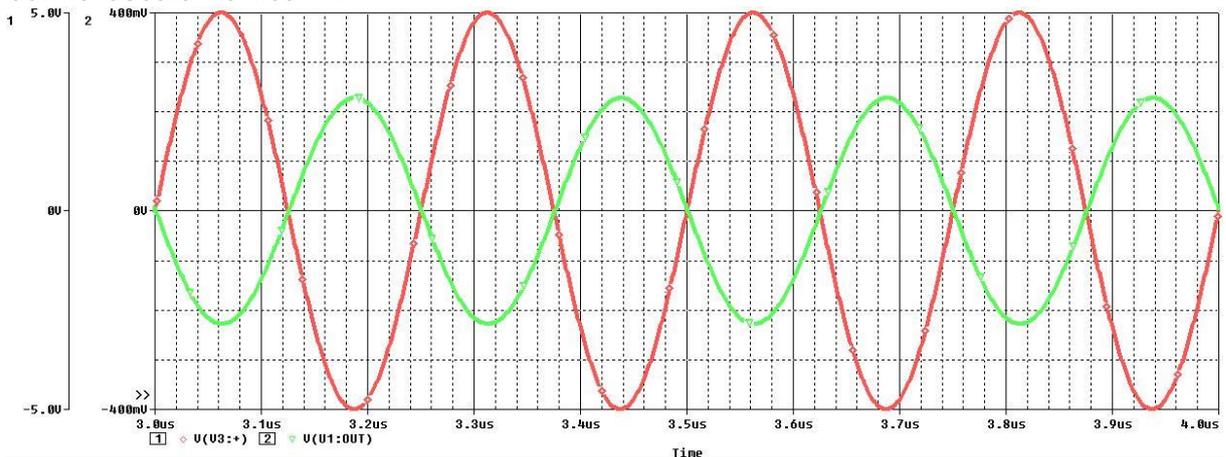
Foi realizado uma simulação no software Orcad Pspice®, onde na Figura 27 é ilustrado o circuito construído, o resultado transiente é mostrado na Figura 28 e o diagrama de bode é mostrado na Figura 29. É possível notar através do diagrama de bode que o circuito tem funcionamento estável na frequência de 4MHz.

Figura 27 - Circuito atenuador simulado no software Orcad Pspice®.



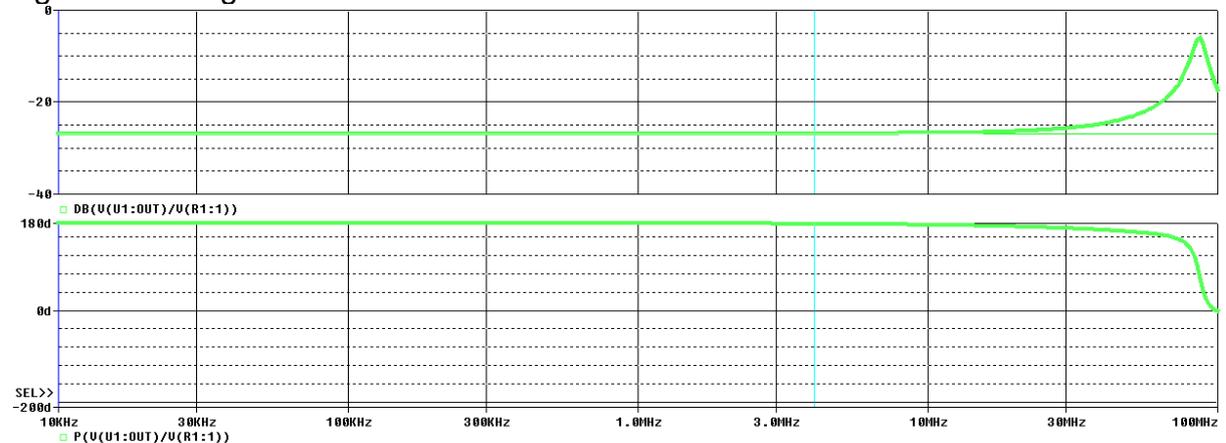
Fonte: Próprio autor.

Figura 28 - Resultado obtido a partir da simulação. A curva verde representa a saída de acordo com a escala vertical 2, e a curva vermelha representa a entrada de acordo com a escala vertical 1.



Fonte: Próprio autor.

Figura 29 - Diagrama de bode do atenuador.



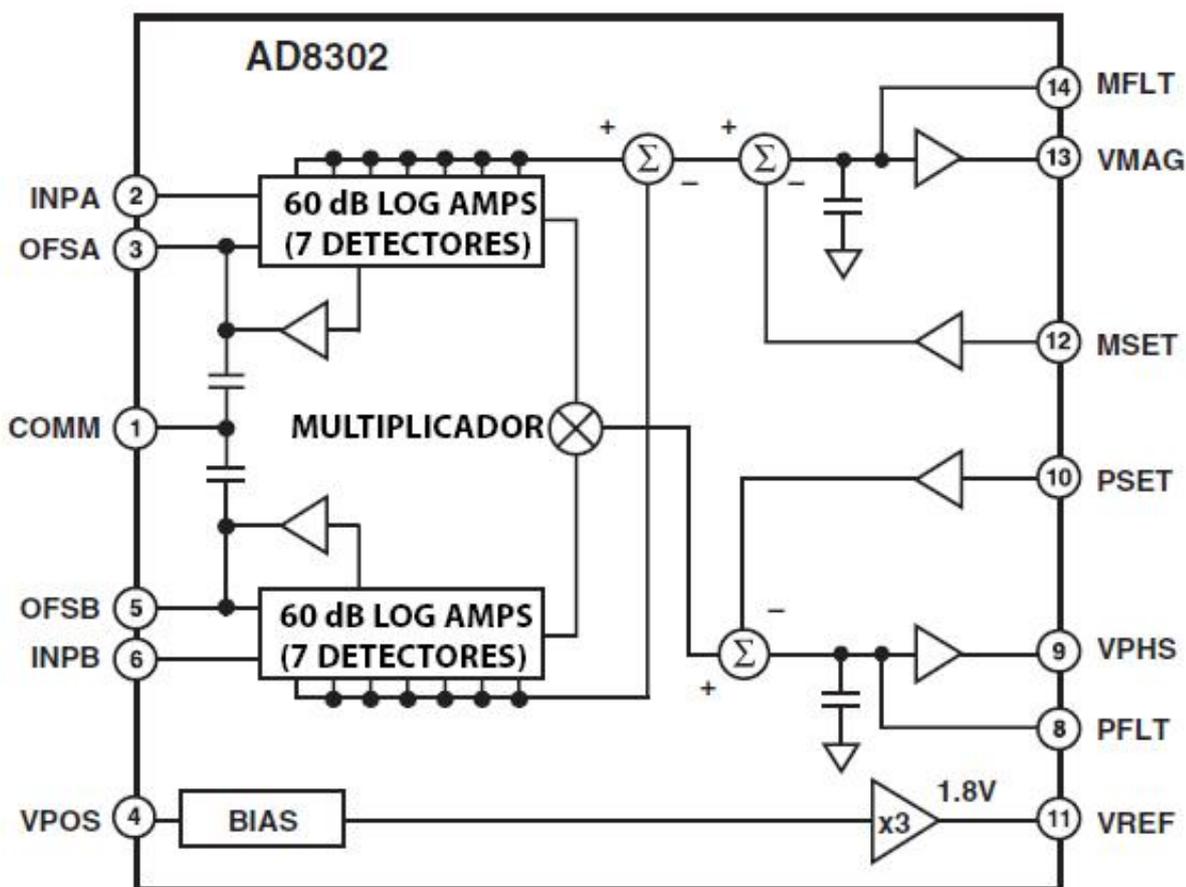
Fonte: Próprio autor

2.5 CIRCUITO DE DETECÇÃO DE FASE E GANHO

Para realizar a detecção do campo secundário, foi escolhido o CI AD8302. Este circuito integrado é capaz de fornecer duas informações a respeito de dois sinais distintos aplicados a ele. A primeira delas é a relação de ganho, onde este contém uma saída que apresenta uma tensão proporcional a relação de amplitudes entre os sinais. E a segunda, proporcional a defasagem entre estes dois sinais.

Dentre as suas principais características, destacam-se sua alimentação simples de 2.7-5.5V e a sua grande banda de frequência, podendo fornecer informações sobre sinais com frequências de até 2.7GHz. A Figura 30 mostra o diagrama de blocos interno do AD8302.

Figura 30 - Diagrama de blocos interno do AD8302.



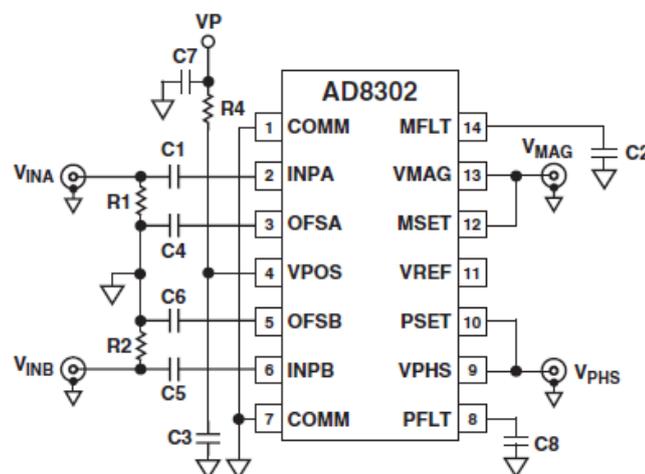
Fonte: Adaptado de (ANALOG DEVICES, AD8302).

Os pinos INPA e INPB são responsáveis pela recepção dos sinais a serem analisados, sendo que estes devem estar num intervalo de amplitude de -60dBm até 0dBm. Os pinos OFSA e OFSB são responsáveis pelo desacoplamento DC do sinal recebido nos pinos INPA e INPB, e para isso, basta inserir um capacitor entre o pino e a referência. O pino COMM é responsável por fornecer referência ao CI. O pino VPOS é responsável pela alimentação do CI, que consome 20mA de corrente quiescente. O pino VREF fornece uma tensão de referência de 1,8V, que pode ser usado para manipulação do sinal de saída. Os pinos MFLT e PFLT são responsáveis pela filtragem da componente de alta frequência do sinal resultante. Os pinos MSET e PSET são responsáveis pela realimentação das saídas, onde caso estes estejam em aberto, o CI irá funcionar como comparador, e caso estejam em curto com a saída, o CI funcionará no modo de medição. Por fim, os pinos VPHS e VMAG são responsáveis pelo sinal de saída do CI, que irão conter as informações de defasagem e ganho entre os dois sinais de entrada.

O método de detecção de fase que o CI utiliza é similar ao mostrado na Figura 13, onde é feita a multiplicação dos 2 sinais de mesma frequência, e através de um capacitor externo conectado ao pino PFLT, elimina a componente de alta frequência gerada, restando apenas a componente DC do sinal.

O circuito a ser implementado será o da Figura 31, que é indicado para o modo de medição básica entre dois sinais de entrada.

Figura 31 - Circuito básico de detecção de fase e ganho utilizando o AD8302.



Fonte: Adaptado de (ANALOG DEVICES, AD8302)

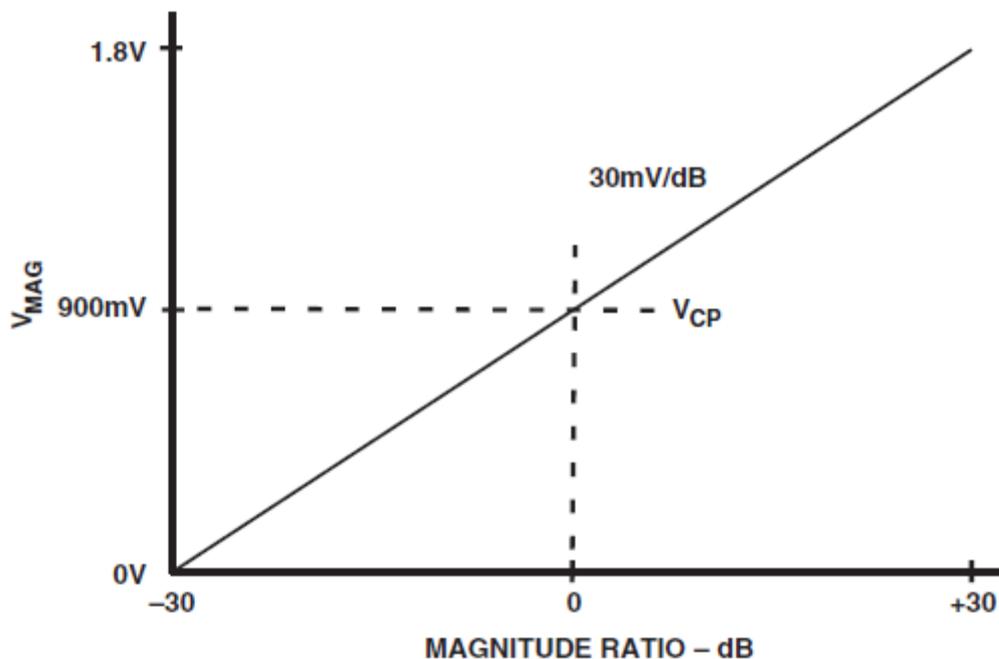
Os componentes C7, C3 e R4 são responsáveis pela filtragem de uma componente AC do sinal de alimentação, e serão utilizados valores de 100nF, 0,1nF e 6,8Ω, respectivamente. Os componentes R1, R2, C1, C5, C4 e C6 são responsáveis pelo acoplamento dos sinais de entrada, onde os resistores serão de 50Ω e os capacitores de 220nF. Os capacitores C2 e C8, são responsáveis pela filtragem da componente de alta frequência do sinal de saída, e também tem capacitância de 220nF. Os valores foram projetados de acordo com os valores sugeridos em (Analog Devices, AN-691 - Operation of RF Detector Products at Low Frequency) para utilização nesta faixa de frequência.

O sinal obtido pelo sensor será conectado na entrada VINA, enquanto o sinal fornecido pelo atenuador será conectado na entrada VINB.

O gráfico mostrado na Figura 32 ilustra o comportamento da saída VMAG do CI em função do ganho entre as entradas VINA e VINB, onde a inclinação da reta é de 30mV/dB. A equação desta reta é definida na equação 11:

$$V_{MAG} = (30mV/dB) * \log\left(\frac{V_{INA}}{V_{INB}}\right) + 0,9 \quad (11)$$

Figura 32 - Relação entre o ganho dos sinais INA e INB e a saída VMAG do AD8302.

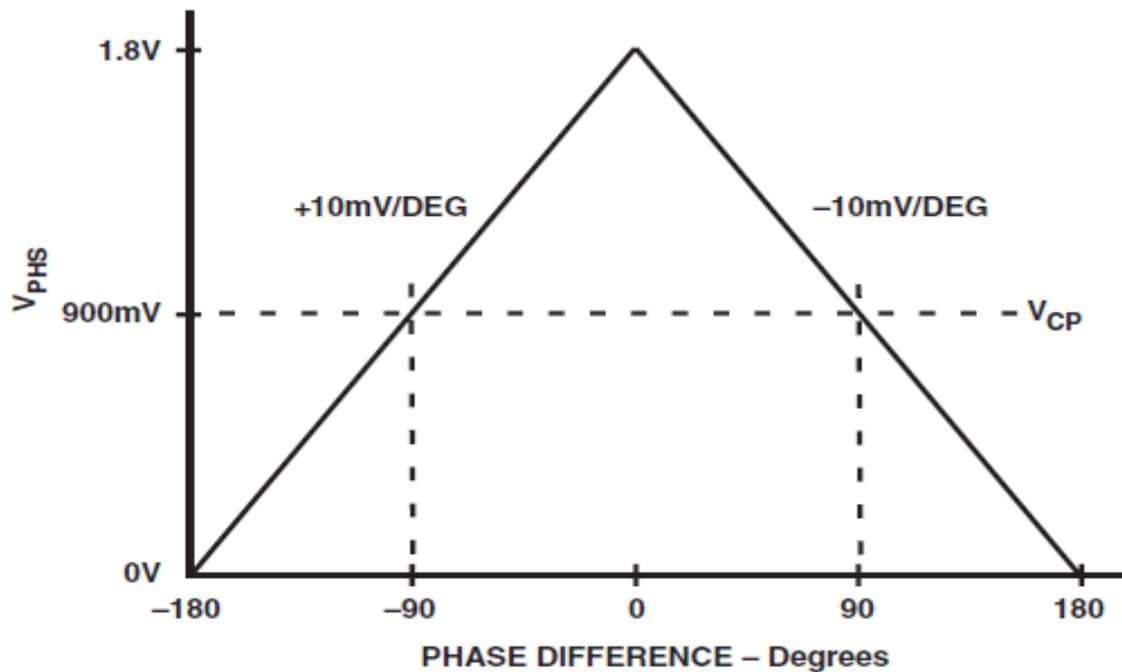


Fonte: Adaptado de (ANALOG DEVICES, AD8302)

A saída VPHS apresenta um nível de tensão proporcional a defasagem entre V_{INA} e V_{INB} , como é mostrado na Figura 33. A equação 12 demonstra este funcionamento.

$$V_{PHS} = \pm 10\text{mV}/^\circ * (\theta(V_{INA}) - \theta(V_{INB})) + 1.8 \quad (12)$$

Figura 33 - Relação entre a defasagem entre INA e INB e a saída VPHS do AD8302.



Fonte: Adaptado de (ANALOG DEVICES, AD8302)

Vale destacar que o CI não é capaz de identificar o sinal da defasagem, apenas o módulo, com uma inclinação de 10mV/°, devido a isto, aparece o “±” na equação que rege o seu funcionamento, onde é positivo caso a entrada V_{INA} esteja adiantada em relação a V_{INB} , e negativa caso esteja atrasada.

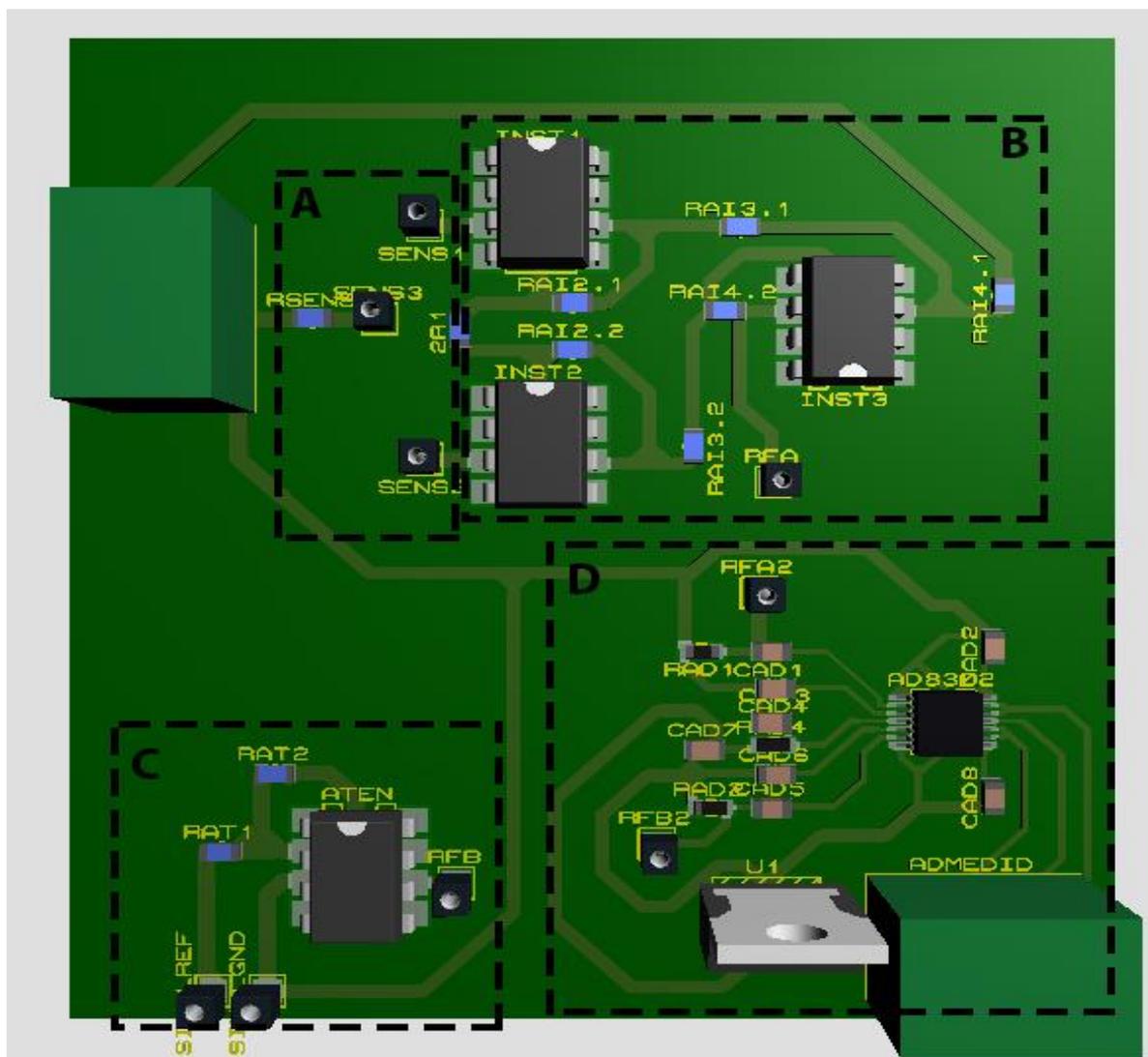
Nesta aplicação, devido a lei de Faraday, o sinal de referência obtido pelo atenuador estará adiantado 90° do sinal obtido pelo sensor, portanto a região em que o CI irá operar será a de declínio da tensão de saída com o aumento da defasagem.

Para medir a tensão na saída do CI AD8302, será utilizado um multímetro de bancada RIGOL DM3062, capaz de fazer leitura de tensão da ordem de unidades de uV com precisão.

2.6 PROJETO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Com todos os estágios do sistema projetados e utilizando um software de projeto de placa de circuito impresso, é obtido um layout da mesma para ser implementada afim de obter os resultados práticos. O layout é mostrado na Figura 34.

Figura 34 - Layout da placa de circuito impresso.



Fonte: Próprio autor.

A parte presente em “A” representa os locais onde será inserido o sensor, o conector do meio irá receber o tap central, e os outros, as pontas para a entrada no amplificador de instrumentação.

Em “B” está posicionado o amplificador de instrumentação, e sua saída está no conector RFA, que após a verificação de que o nível de amplitude esteja conforme o

desejado, será conectado ao RFA2, esta verificação é necessária devido à alta fragilidade do CI AD8302.

O atenuador está localizado na parte “C” da placa, sendo que ele é responsável por gerar o sinal de referência para o detector de fase. O caminho do sinal recebido até o CI deve ser o mais curto possível devido à alta amplitude e frequência da tensão presente nesta trilha, o qual gera um campo magnético que pode ser prejudicial as medições. Do mesmo modo que foi feito no amplificador de instrumentação, a saída é primeiramente verificada e então conectada de RFB para RFB2.

Finalmente, a parte “D” abriga o estágio de detecção de fase, onde está posicionado o CI AD8302 e todos os seus componentes externos necessários. Para alimentação do mesmo, foi utilizado um regulador de tensão LM7805, que utiliza a tensão de +15V que faz parte da alimentação dos CI's AD844, diminuindo-a para 5V, que é o nível de alimentação necessário para a o bom funcionamento do CI AD8302.

3 RESULTADOS E DISCUSSÃO

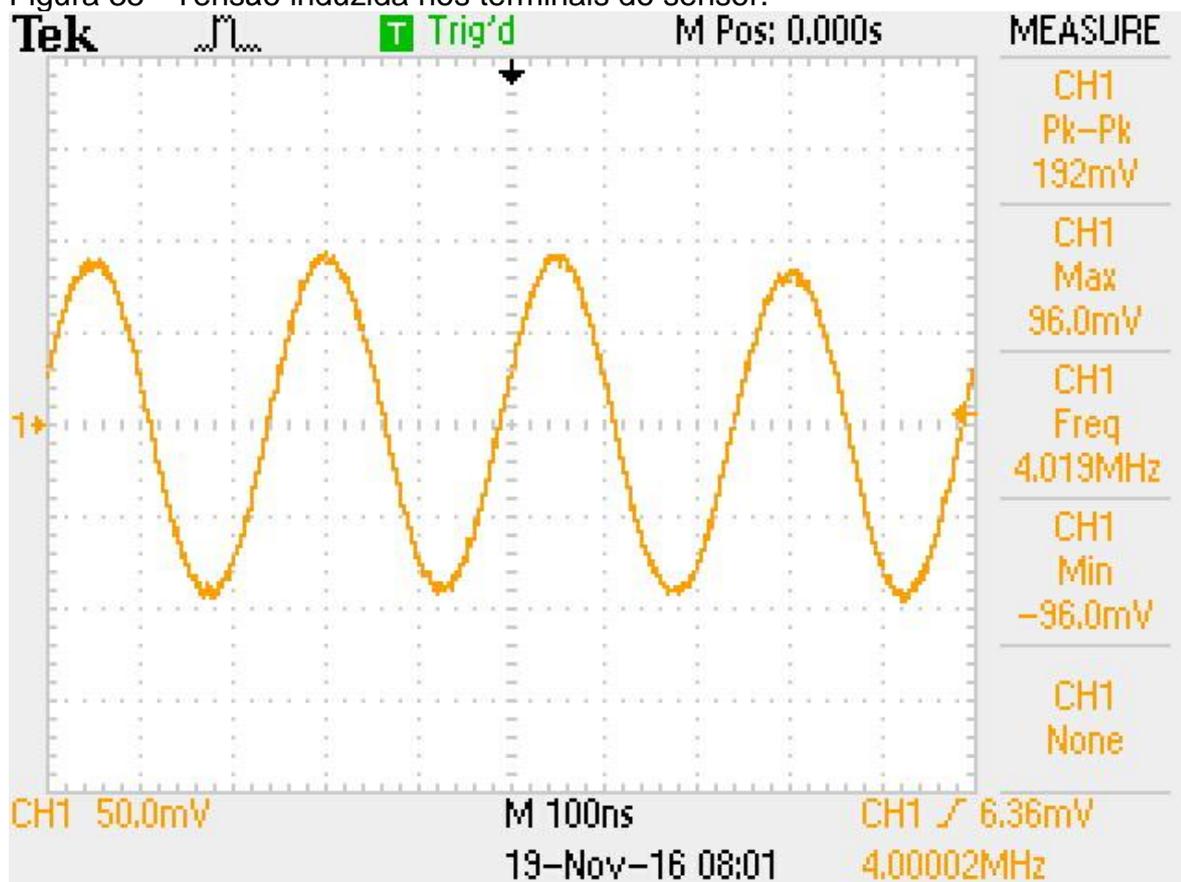
Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais do circuito eletrônico para aplicação em TIM completo, além de uma discussão sobre os fatores que afetam os resultados e a sua validação para utilização na aplicação desejada.

3.1 NÍVEIS DE TENSÃO OBTIDOS NO CIRCUITO

A obtenção dos níveis de tensão é necessária para a validação das simulações feitas durante o projeto das etapas do circuito, além de verificar se os níveis de tensão nas entradas do CI AD8302 estão dentro do valor máximo indicado para sua utilização.

A primeira curva de tensão a ser verificada será nos terminais do sensor, onde foi projetado para se obter 92mVp, e esta é mostrada na Figura 35.

Figura 35 - Tensão induzida nos terminais do sensor.

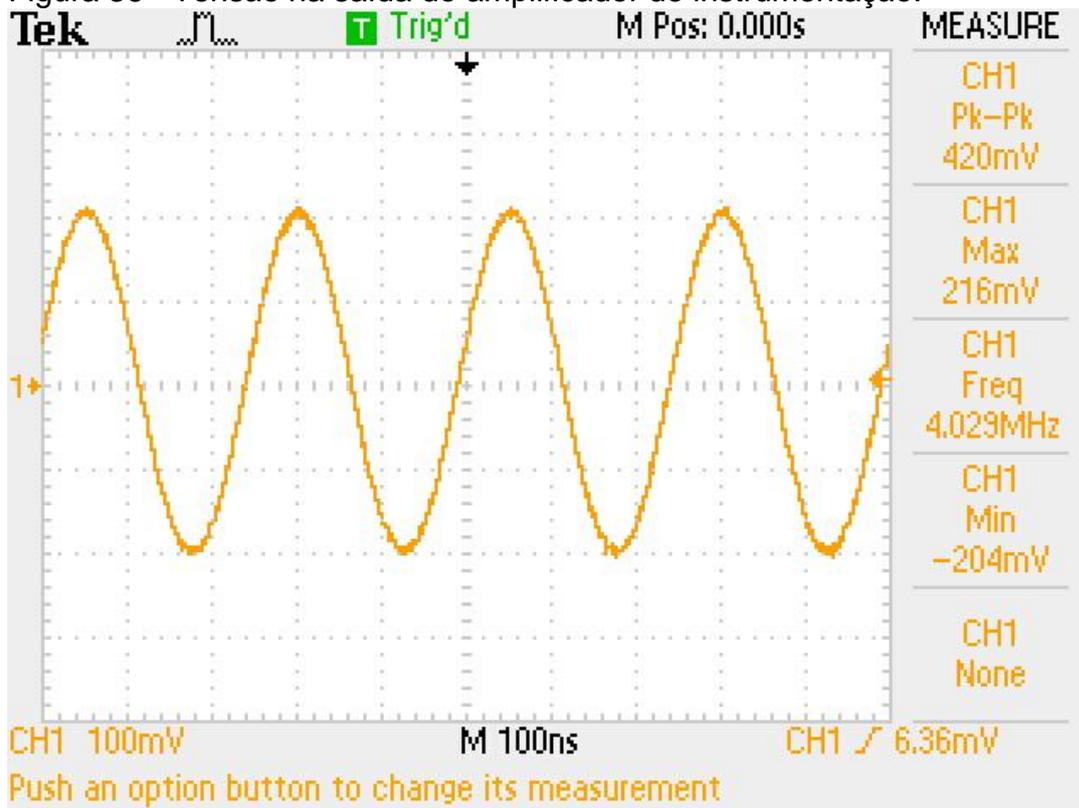


Fonte: Próprio autor.

Percebe-se que o nível de tensão está de acordo com o que foi estipulado na Equação 9, o valor está acima provavelmente devido a sensibilidade entre a distância entre o sensor e o emissor, que pode não ser exatamente igual a simulação, devido ao campo magnético decrescer bruscamente com a distância.

A curva na saída do amplificador de instrumentação foi projetada para ter um nível de tensão de 171mVp, e ela foi obtida e mostrada na Figura 36.

Figura 36 - Tensão na saída do amplificador de instrumentação.

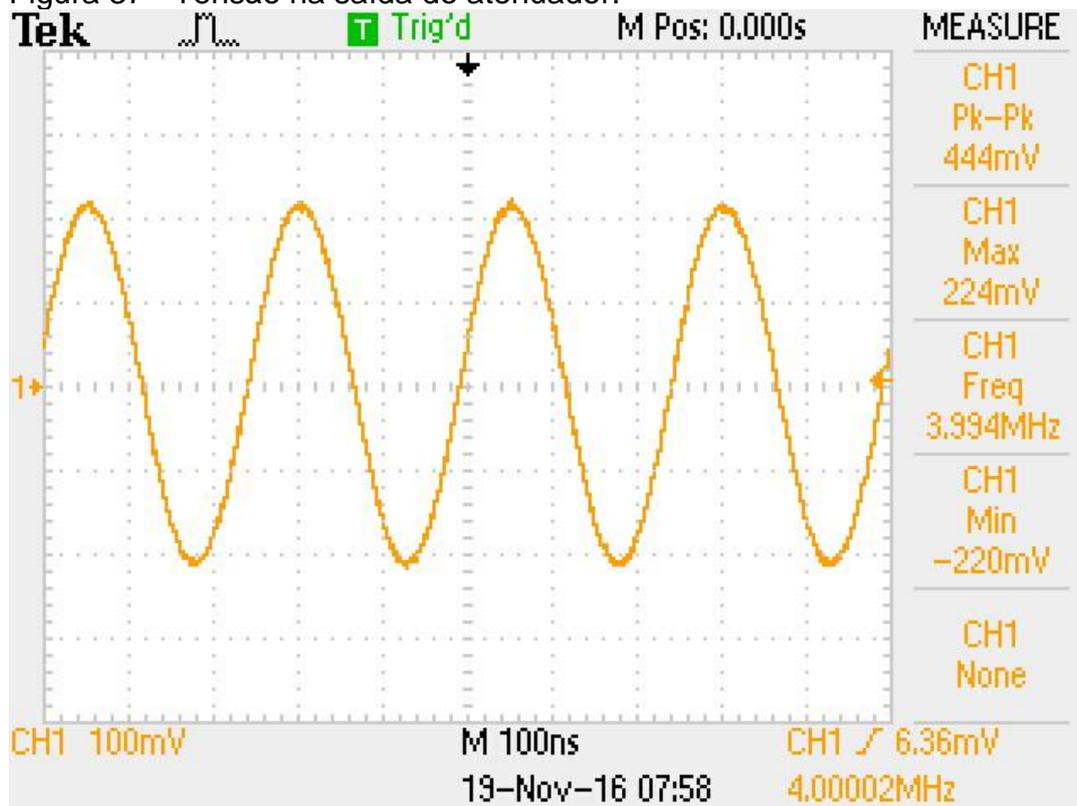


Fonte: Próprio autor.

O nível de tensão está acima do projetado devido à baixa precisão dos resistores utilizados, que influencia no ganho do amplificador. Além disso, a tensão induzida no sensor foi maior que a esperada. Ainda assim, a amplitude está abaixo do valor máximo de entrada do CI AD8302.

A curva de saída do atenuador foi projetada para um nível de 227mVp, e este é mostrado na Figura 37.

Figura 37 - Tensão na saída do atenuador.



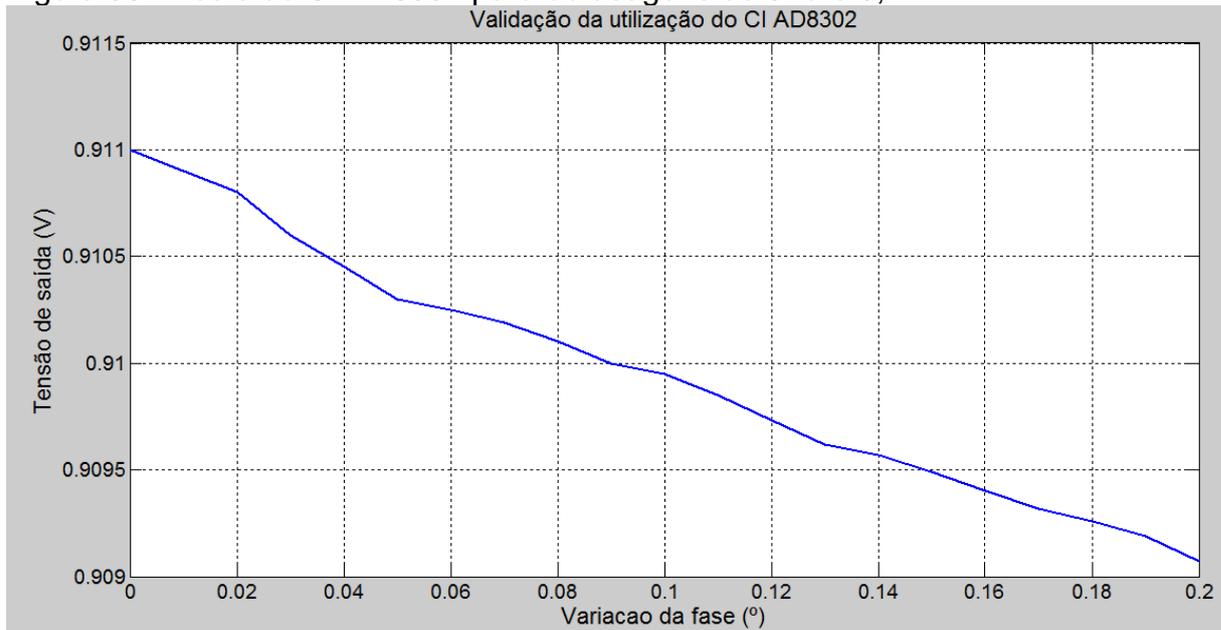
Fonte: Próprio autor.

O valor obtido está semelhante ao valor projetado, e pode ser aplicado na entrada do CI AD8302.

3.2 ENSAIO PARA VALIDAÇÃO DO USO DO CI AD8302

A fim de atestar a sensibilidade do CI AD8302 para pequenas variações de fase, foi feito um ensaio utilizando dois geradores de função Tektronix AFG3251 sincronizados. Este gerador possui a capacidade de variar $0,01^\circ$ na fase do sinal de saída, o que é suficiente para a validação da utilização deste CI, visto que na Seção 2.1.1 foi estipulado uma defasagem de $0,1^\circ$ entre o campo primário e o campo composto para aplicações biomédicas. A Figura 38 apresenta os dados obtidos a partir do ensaio.

Figura 38 - Teste do CI AD8302 para defasagens de 0° até $0,2^\circ$.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se um comportamento aproximadamente linear na saída do CI para variações pequenas de fase, portanto, ele é capaz de detectar as defasagens geradas pela presença das correntes eddy, caso o sistema seja preciso em receber a tensão induzida. Este ensaio é necessário devido ao fato de que todas as aplicações sugeridas no datasheet são para grandes variações de fase.

3.3 ENSAIO PARA VALIDAÇÃO DO CIRCUITO ELETRÔNICO COMPLETO

O primeiro passo para validação, é a preparação de diversas soluções salinas com diferentes concentrações a partir de soro fisiológico 0,9% e cloreto de sódio. Após isso, serão obtidos seus valores de módulo e fase de impedância utilizando o Analisador de Impedância Agilent 4294A. Para que as medições possam ser feitas, será utilizado um suporte de amostras que auxilia de análise de líquidos, mostrado na Figura 39.

Figura 39 - Objeto para medição de impedância de líquidos.



Fonte: Próprio autor.

Uma amostra da solução a ser analisada é inserida na cavidade no centro do objeto, e então os dois parafusos são ligados aos terminais do analisador de impedância para obtenção dos dados elétricos.

Possuindo os valores de módulo e fase de Impedância para frequência de 4MHz, foi desenvolvido um script em Matlab® para converter estes valores em condutividade elétrica. Este script é mostrado na Figura 40.

Figura 40 - Script desenvolvido para converter os dados obtidos no analisador de impedância em condutividade e constante dielétrica.

```

%Conversão dos dados obtidos pelo Analisador de Impedância

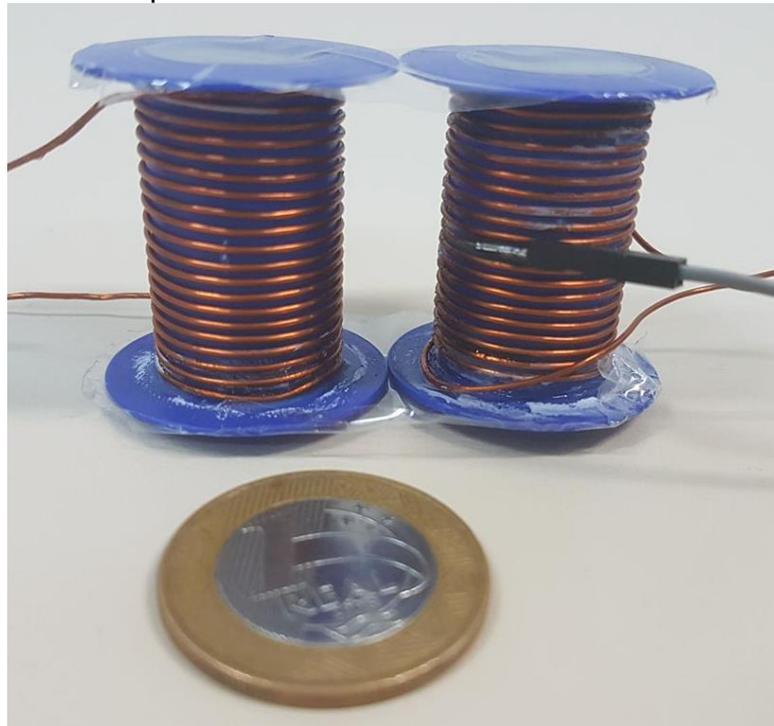
clear all
clc
Mod=5.4107;           %Entrando com o módulo da impedância (Ohms)
angG = -2.803;       %Entrando com a fase da impedância (°)
angR=(angG*pi)/180;  %Convertendo a fase para radianos
freq=4e6;            %Inserindo a frequência da excitação
Z=complex (Mod*cos (angR) ,Mod*sin (angR) ); % Obtendo a impedância;
Yo=1/Z;              % Obtendo a admitância;
sigma=(real (Yo) *distSup) / (areaSup);      % Obtendo a condutividade;
  
```

Fonte: Próprio autor.

Para obtenção da condutividade, basta obter o inverso da parte real da impedância fornecida pelo analisador de impedância. O script é responsável por realizar este cálculo ao entrar com os valores do Módulo e Fase da impedância da amostra.

Para realizar a medição da defasagem, será posicionado cada amostra acima do emissor e do sensor, que serão fixados à uma distância de 3cm entre o centro de cada um, como é mostrado na Figura 41.

Figura 41 - Emissor à esquerda e sensor à direita.



Fonte: Próprio autor.

A fim de validar os resultados experimentais, foi feito uma simulação no software ANSYS Maxwell® para cada amostra, considerando seu valor de condutividade, a fim de obter o ângulo entre o campo composto e o campo secundário. Esta defasagem deve ser a mesma na tensão induzida no sensor.

A distância entre o emissor e a amostra foi definida em 4mm, que é aproximadamente a soma da espessura da extremidade do carretel com a do fundo do recipiente utilizado para alocar a amostra.

Os dados obtidos nesta simulação e os dados experimentais, estão apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 - Dados obtidos no ensaio.

Condutividade medida no analisador de impedância (S/m):	Valores medidos (°):	Valores calculados por simulação (°)
23,3	0,61	0,796
15,5	0,42	0,530
9,9	0,21	0,342
8,5	0,18	0,290
7,7	0,17	0,265
6,4	0,16	0,217
5,9	0,15	0,202
4,5	0,13	0,154
2,9	0,08	0,099

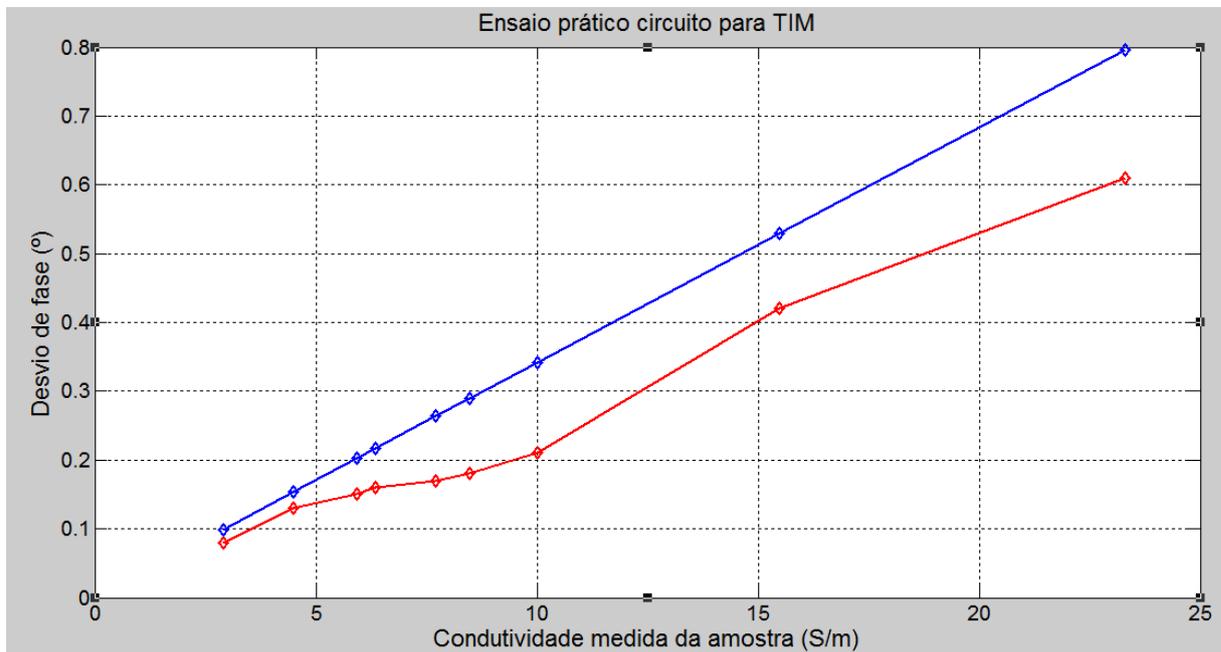
Fonte: Próprio autor.

A primeira amostra é uma solução de soro fisiológico com sal, e para cada uma das amostras subsequentes, foi adicionado uma quantidade de água destilada para que a condutividade decaísse.

A partir dos dados apresentados na Tabela 1, foi desenvolvido um gráfico que ilustra a defasagem esperada a partir da simulação no software ANSYS Maxwell® e a defasagem apresentada pelo circuito, que é mostrado na Figura 42.

Em azul encontra-se os dados de simulação, e em vermelho encontra-se os dados experimentais. É notável a diferença entre os resultados, principalmente em amostras com maior condutividade, isto pode estar associado com a possível falta de precisão das medições, visto a dificuldade de manter uma amostra totalmente homogênea com uma concentração salina maior, ou seja, a pequena parcela aplicada ao suporte de amostras, pode ter uma concentração diferente da amostra completa.

Figura 42 - Gráfico obtido com os dados do ensaio em vermelho e dados da simulação em azul.



Fonte: Próprio autor

Conclui-se que apesar da diferença entre o resultado experimental e o resultado de simulação, o circuito eletrônico é capaz de identificar a variação de condutividade entre diferentes amostras. Esta diferença está associada provavelmente à imperfeições no sistema de medição de condutividade, no posicionamento da amostra sobre o sensor e em um certo grau de aleatoriedade presente nas medidas.

4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi desenvolvido um circuito para aplicação em TIM, que é capaz de identificar pequenas mudanças de condutividade entre diferentes amostras.

O resultado obtido apresentou uma diferença entre a simulação e o experimento, dentre outros fatores que justifiquem este fato, há destaque da alta sensibilidade da defasagem em relação aos parâmetros construtivos da simulação, onde uma pequena mudança do tamanho ou na posição da amostra, muda consideravelmente o valor do campo secundário lido, sendo assim, uma pequena diferença no posicionamento da amostra na aquisição dos dados experimentais, pode ser uma fonte de erros. Além disso, há a imperfeição no sistema de medição de condutividade, pois mesmo higienizando o suporte de amostras entre cada medida, há resíduos das amostras precedentes, que afetam o valor mostrado pelo analisador de impedância.

Para os resultados experimentais, a diferença pode estar associada a interferência eletromagnética, sendo que o CI AD8302 apresenta alta sensibilidade para esta. Em uma aplicação em um sistema completo de TIM, é sugerido a utilização de blindagem contra campos externos no momento da medição, isto ajuda a corrigir as diferenças. Outro problema que pode justificar a diferença é a dificuldade de homogeneizar amostras com grandes concentrações salinas, onde a parcela inserida no suporte de amostras pode não representar exatamente o restante da solução.

É importante destacar a grande sensibilidade do CI AD8302 com relação a temperatura exposta a ele e a tensão eletrostática do corpo humano, dificultando a construção do circuito, devido à alta temperatura do ferro de solda e a necessidade de contato com o CI para posicionamento nas trilhas.

Apesar da diferença entre a simulação e a prática, é notável que o circuito eletrônico consegue identificar a variação da condutividade de um objeto condutor, o que viabiliza a sua utilização em TIM, tomando os devidos cuidados com relação aos problemas citados anteriormente.

Para trabalhos futuros, é sugerido a utilização de uma placa de desenvolvimento do AD8302, que já é pronta para utilização e que possui um preço viável, ou a utilização de um equipamento de solda específico para este tipo de componente. Além disso, a utilização de blindagem contra interferência eletromagnética pode auxiliar na obtenção de resultados mais precisos.

5 BIBLIOGRAFIA

ALBERT MALVINO, DAVID J. BATES. **Eletrônica**. 7. ed. [S.I.]: AMGH, v. II, 2011.

AL-ZEIBAK, S.; SAUNDERS, H. N. A feasibility study of in vivo electromagnetic imaging. **Physics in medicine and biology**, v. 38, p. 151-160, 1993.

ANALOG DEVICES, AD8302. Analog Devices, Datasheet AD8302. **Datasheet AD8302**. Disponível em: <<http://www.analog.com/media/cn/technical-documentation/data-sheets/AD8302.pdf>>. Acesso em: 25 Fevereiro 2016.

ANALOG DEVICES, AD844. Analog Devices, Datasheet AD844. **Analog Devices, Datasheet AD844**. Disponível em: <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD844.pdf>>. Acesso em: 25 Fevereiro 2016.

ANALOG Devices, AN-691 - Operation of RF Detector Products at Low Frequency. Disponível em: <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-691.pdf?doc=AD8362.pdf>>. Acesso em: nov. 2016.

GENÇER, N. G.; IDER, Y. Z.; WILLIAMSON, S. J. Electrical Impedance Tomography: Induced-Current Imaging Achieved with a Multiple Coil System. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, 43, 2 Fevereiro 1996.

GRIFFITHS, H. Magnetic Induction Tomography. **Measurement Science and Technology**, Cardiff, Junho 2001. 1126-1132.

HENDERSON, R. P.; WEBSTER, J. G. An Impedance Camera for Spatially Specific Measurements of the Thorax. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, 1978. 240-254.

HOLLAUS, K. et al. Numerical Simulation of the Eddy Current Problem in Magnetic Induction Tomography for Biomedical Applications by Edge Elements. **TRANSACTIONS ON MAGNETICS**, v. 40, n. 2, p. 1-4, Março 2004.

KESHEH, F. B. **DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA ELETRÔNICO PARA TOMOGRAFIA DE INDUÇÃO MAGNÉTICA**. UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC. Joinville, p. 107. 2011.

KOCH, H. SQUID Sensors. In: BOLL, R.; OVERSHOOT, K. J. **Sensors: Magnetic Sensors**. [S.I.]: Wiley, v. 5, 1989. Cap. 10, p. 383-429.

KORJENEVSKY, A.; CHEREPENIN, V.; SAPETSKY, S. Magnetic induction tomography: experimental realization. **Physiological Measurement**, Moscou, 2000. 89-94.

LAU, J. N.; BORGES, A. R. Feature detection using electromagnetic tomography and neural networks. **IEE, Savoy Place**, London, UK, 1996.

LIU, Z.; XU, Z.; LUO, H. The application of Magnetic Sensor in MIT. **Automation Congress**, Chongqing, 2008.

- PEYTON, A. J. et al. An Overview of electromagnetic inductance tomography: description of three different systems. **MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY**, Manchester, 16 January 1996. 261-271.
- RAMOS, A.; WOLFF, J. G. B. Numerical modeling induction tomography using the impedance method. **Medical & Biological Engineering & Computing**, 2011.
- S. GABRIELY, R. W. L. A. C. G. The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues. **Phys. Med. Biol.**, Londres, abr. 1996.
- SCHARFETTER, H.; LACKNER, H. K.; ROSELL, J. Magnetic induction tomography: hardware for multi-frequency measurements in biological tissues. **PHYSIOLOGICAL MEASUREMENT**, 21 September 2000. 1-16.
- SCHARFETTER, H.; MERWA, R.; PILZ, K. A new type of gradiometer for the receiving circuit of magnetic induction tomography (MIT). **Physiological Measurement**, Graz, Austria, 29 Março 2005. 307-318.
- VAUHKONEN, M.; HAMSCH, M.; IGNEY, C. H. A measurement system and image reconstruction in magnetic induction tomography. **PHYSIOLOGICAL MEASUREMENT**, Aachen, 12 February 2008. 445-454.
- WATSON, S. et al. A Transceiver for direct phase measurement magnetic induction tomography. **23rd Annual EMBS International Conference**, Istanbul, October 2001. 3.
- WATSON, S. et al. Magnetic induction tomography: phase versus vector-voltmeter measurement techniques. **PHYSIOLOGICAL MEASUREMENT**, Cardiff, 10 January 2003. 555-564.
- WATSON, S. et al. A Magnetic induction tomography system for samples with conductivities below 10 S m⁻¹. **MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY**, Cardiff, 7 February 2008. 11.
- WOLFF, J. G. B. **ANÁLISE COMPUTACIONAL DA DISTRIBUIÇÃO DE CAMPOS E CORRENTES E RECONSTRUÇÃO DE IMAGEM EM UM SISTEMA DE TOMOGRAFIA DE INDUÇÃO MAGNÉTICA**. UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC. Joinville, p. 113. 2011.
- XU, Z. et al. A multi-channel magnetic induction tomography measurement system for human brain model imaging. **PHYSIOLOGICAL MEASUREMENT**, Chongqing, 29 April 2009. 175-186.
- YU, Z. Z. et al. Imaging system based on electromagnetic tomography (EMT). **Electronic Letters**, v. 29, p. 625-626, 1993.
- YU, Z.; PEYTON, A. J.; BECK, M. S. Electromagnetic Tomography (EMT), Part I Design of a sensor and a system with a parallel excitation field. **Proc. European Concerted Action in Process Tomography**, 1994. 147-154.