

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um sistema de medição de campo magnético através de ponteiras indutivas. O sistema é composto por uma blindagem magnética, duas bobinas de Helmholtz para a geração de campo magnético, sensores indutivos intercambiáveis e um conjunto de placas eletrônicas que serviram para avaliar a eficiência de toda a montagem ao amplificar os sinais e fazer a aquisição de dados com interface em LabVIEW. Foram desenvolvidas diversas formas construtivas a fim de se atingir os objetivos de projeto – medidas na faixa de nT entre 10 Hz e 10 kHz. Dois tipos de amplificadores de entrada foram estudados, um sendo baseado na tensão de saída das espiras e outro no fluxo que passa pelas espiras. O amplificador de instrumentação possui um ganho de 357500 V/V e a configuração de fluxo possui um ganho 47000 I/V. A resposta em frequência apresentou uma performance aceitável entre 100Hz e 10 kHz onde possibilitou a leitura de campos estimados de 1 nT. Foram estudados, também, diferentes materiais para núcleos e que permitem a miniaturização dos sensores.

Orientador: Dr. Airton Ramos

Joinville, 2013

ANO
2013

JEAN RICARDO RUSCZAK | DESENVOLVIMENTO DE UM
INSTRUMENTO DE ANÁLISE DE CAMPOS MAGNÉTICOS



UDESC

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**DESENVOLVIMENTO DE UM
INSTRUMENTO DE ANÁLISE
DE CAMPOS MAGNÉTICOS**

JEAN RICARDO RUSCZAK

JOINVILLE, 2013

JEAN RICARDO RUSZAK

**DESENVOLVIMENTO DE UM INSTRUMENTO DE ANÁLISE DE CAMPOS
MAGNÉTICOS**

Dissertação apresentada para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas – CCT.

Orientador: Airton Ramos, Dr.

JOINVILLE / SC

2013

R949d

Ruszczak, Jean R.

Desenvolvimento de um instrumento de análise de campos magnéticos / Jean Ricardo Ruszczak. -- 2013
orientador: Airton Ramos. -- Joinville,

86 f.: il ;

Incluem referências.

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Mestrado em Engenharia Elétrica, Joinville, 2013.

Orientador: Dr. Airton Ramos

1. Biomagnetismo. 2. Ruído. 3 Instrumentação

CDD 681.2

**“DESENVOLVIMENTO DE UM INSTRUMENTO DE ANÁLISE DE CAMPOS
MAGNÉTICOS”**

por

JEAN RICARDO RUSCZAK

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

área de concentração em “Automação de Sistemas”,
e aprovada em sua forma final pelo

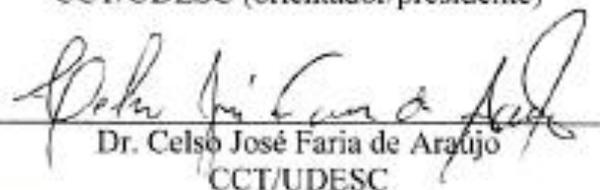
**CURSO DE MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.**

Banca Examinadora:

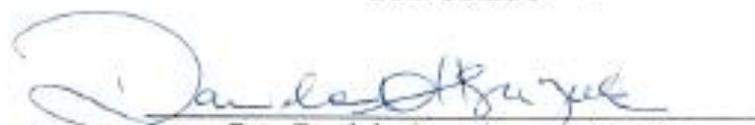
Joinville, 12 de junho de 2013.



Dr. Airton Ramos
CCT/UESC (orientador/presidente)



Dr. Celso José Faria de Araújo
CCT/UESC



Dra. Daniela Ota Hisayasu Suzuki
UFSC



Dr. Antônio Flavio Licarião Nogueira
CCT/UESC (suplente)

AGRADECIMENTOS

A Whirlpool que me apoiou e garantiu que eu pudesse participar das atividades do mestrado.

A Metglas, Samtec, Texas Instruments, Analog Devices e Linear Technology que me deram suporte respondendo a dúvidas e no fornecimento de amostras.

E finalmente ao meu orientador que me convidou para o curso e permitiu que eu fizesse todo esse desenvolvimento.

RESUMO

RUSCZAK, Jean Ricardo. **Desenvolvimento de um Instrumento de Análise de campos Magnéticos**. 2013. 86 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica – Área: Controle e Instrumentação) – Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2013.

Este trabalho apresenta o estudo e desenvolvimento de um sistema de medição de campo magnético através de ponteiras indutivas. O sistema é composto por uma blindagem magnética, duas bobinas de Helmholtz para a geração de campo magnético, sensores indutivos intercambiáveis e um conjunto de placas eletrônicas que serviram para avaliar a eficiência de toda a montagem ao amplificar os sinais e fazer a aquisição de dados com interface em LabVIEW. Foram desenvolvidas diversas formas construtivas a fim de se atingir os objetivos de projeto – medidas na faixa de nT entre 10 Hz e 10 kHz. Dois tipos de amplificadores de entrada foram estudados, um sendo baseado na tensão de saída das espiras e outro no fluxo que passa pelas espiras. O amplificador de instrumentação possui um ganho de 357500 V/V e a configuração de fluxo possui um ganho 47000 I/V. A resposta em frequência apresentou uma performance aceitável entre 100Hz e 10 kHz onde possibilitou a leitura de campos estimados de 1 nT. Foram estudados, também, diferentes materiais para núcleos e que permitem a miniaturização dos sensores.

Palavras-chave: Biomagnetismo. Helmholtz. Medição de μV . Ruído.

ABSTRACT

RUSCZAK, Jean Ricardo. **Development of a Magnetic Field Analyzer**. 2013. 86 p. Dissertação (Master in Electrical Engineering – Area: Control and Instrumentation) – Santa Catarina State University, Post Graduation Program in Electrical Engineering, Joinville (Brazil), 2013

This paper presents the study and development of a system for measuring magnetic field through search coils. The system consists of a magnetic shield, two Helmholtz coils to generate a magnetic field, inductive interchangeable sensors and a set of electronic boards which were used to evaluate the efficiency of the whole assembly by amplifying the signals generated by the sensors and with a data acquisition system with LabVIEW. Several designs were developed in order to achieve the project objectives of B measures the range nT in a frequency range of 10 Hz to 10 kHz. Two types of input amplifiers were studied, one being based on the output voltage of the coils and another based on the magnetic flux passing through the coil. The instrumentation amplifier has a gain of 357,500 V / V and the transimpedance amplifier configuration has a gain of 47 000 V/I. The frequency performance is achieved in the range between 100 Hz to 10 kHz where is possible to estimate fields estimated 1 nT. The work includes the study of different materials for magnetic cores to allow miniaturization of the sensors.

Keywords: Biomagnetism. Helmholtz Coil. Measurement of microvolts. Noise.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Comparativo das grandezas de campos magnéticos.....	17
Figura 2 - Esquema de montagem de uma bobina de Helmholtz.....	24
Figura 3 - Otimização da bobina de Helmholtz.....	26
Figura 4 – Símbolo do amplificador operacional	27
Figura 5 – Resposta do ganho em malha aberta do OPA657 (esq.) e do OPA211 (dir.)	28
Figura 6 – a) A amplitude da tensão é proporcional a frequência e a intensidade do campo para frequências menores que f_0 . b) A amplitude da corrente que passa por L e R é somente proporcional a intensidade de campo após a frequência dada por R/L.	28
Figura 7 – Esquemático de um amplificador inversor.....	29
Figura 8 – Comparativo da densidade de ruído versus a frequência entre a) TI084 e b) OPA211	31
Figura 9 – Esquemático de um amplificador de instrumentação	32
Figura 10 - Estágios de um amplificador de instrumentação.....	35
Figura 11 - Amplificador de Transimpedância.....	36
Figura 12 - Bobina de Helmholtz simulada com um campo de 1nT em seu centro...39	
Figura 13 - Camadas da blindagem: a) 2 camadas de Metglas 2714A enroladas axialmente, b) 2 camadas de Metglas 2705M aplicadas longitudinalmente , c) 2 camadas de Metglas 2705M aplicadas em 45°.	43
Figura 14 - Imagem da bobina 01 com a blindagem	43
Figura 15 - Bobina de Helmholtz 02	44
Figura 16 - Esquemático dos sensores construídos.....	45
Figura 17 – a) Bobina 01 com o sensor 01 , b) Fluxo B distorcido na região de aplicação da fita de Metglas2714A, c) Ferrite Thornton	48
Figura 18 - Metglas 2714A em formato de fita.....	51
Figura 19 – Sentido de construção das camadas do núcleo, a) Núcleo 1 e b) Núcleo 2	51
Figura 20 - Sistema proposto	52
Figura 21 - Esquemático do amplificador de instrumentação projetado.....	53

Figura 22 – Árvore de amostragem para verificação de variação do valor dos resistores.....	56
Figura 23 - Esquema de ligação para o teste de CMRR do amplificador de instrumentação.....	56
Figura 24 - O Amplificador I/V projetado	57
Figura 25 - Conversor DC-DC simétrico.....	59
Figura 26 - Plataforma Freedom da Freescale.....	60
Figura 27 - Fluxograma do programa de aquisição de dados	61
Figura 28 - Exemplo de tela da interface em LabVIEW.....	62
Figura 29 - Mapa de processo simplificado para medidas de linearidade.....	63
Figura 30 – Curva de variabilidade para os resistores do amplificador de instrumentação.....	67
Figura 31 - Eficiência da blindagem na bobina 02.....	74
Figura 32 - Visão geral da composição do sistema desde a geração até a aquisição de dados	81
Figura 33 - Caixa do 2º Estágio de amplificação.....	81
Figura 34 - Sistema composto por entrada de sinal e transformação para corrente da bobina de Helmholtz.....	82
Figura 35 - Bancada com eletrônica fixada para evitar ruídos, validação da	82
Figura 36 - Detalhe de fixação do conector XLR, malha de cobre cobrindo 360° a interface dele com a caixa plástica.....	83
Figura 37 - Carga indutiva padrão e divisores resistivos utilizados para aferição	83
Figura 38 - Montagem aberta amplificador I/V	84
Figura 39 - Base plástica de PVC 150mm para montagem da blindagem	84
Figura 40 - Camada inicial de Metglas 2714A no sentido longitudinal	85
Figura 41 - Dimensionamento interno de onde são inseridos os sensores	86

LISTA DE GRÁFICOS

Gráfico 1 - $ B $ ao longo do eixo Z para a bobina de Helmholtz 01	40
Gráfico 2 - $ B $ ao longo do raio “a” para a bobina de Helmholtz 01	40
Gráfico 3 - $ B $ ao longo do eixo Z para a bobina de Helmholtz 02	41
Gráfico 4 - $ B $ ao longo do raio “a” para a bobina de Helmholtz 02.....	41
Gráfico 5- Comparativo entre bobina de Helmholtz 1 e 2.....	47
Gráfico 6 - Comparativo da eficiência de tecnologias de núcleo para o Sensor 01...49	
Gráfico 7 - Sensores utilizando a mesma quantidade de Metglas 2714A	50
Gráfico 8 - Ganho e fase para os três amplificadores de instrumentação simuladas em PSPICE	54
Gráfico 9 - Comparativo do ruído gerado pelos três amplificadores de instrumentação simulado em PSPICE	55
Gráfico 10 - Resposta em frequência do amplificador de transimpedância simulada em PSPICE	57
Gráfico 11 - Linearidade do amplificador I/V e de todo o sistema	65
Gráfico 12 - Linearidade do amplificador de instrumentação com ganho médio de 308 em 1kHz.	66
Gráfico 13 - Curva de resposta em frequência do Amplificador de instrumentação projetado	66
Gráfico 14 - CMRR medido do amplificador de instrumentação.....	68
Gráfico 15 – Curva de resposta em frequência do Amplificador de transimpedância	68
Gráfico 16 – Curva de resposta em frequência do Amplificador de instrumentação .	69
Gráfico 17 - Comparativo entre rodadas com o amplificador IV nas condições do teste 2	70
Gráfico 18 - Comparativo entre rodadas com o amplificador de instrumentação	70
Gráfico 19 - Comparativo entre o módulo da impedância e fase com a aplicação dos núcleos.....	71
Gráfico 20 - Comparativo do módulo da impedância a inserção de núcleos magnéticos	72
Gráfico 21 - Comparativo entre as leituras do Circuito 1 e 2 para o Sensor 5 com ferrite e Metglas.....	73
Gráfico 22 - Comparativo da eficiência da blindagem	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Permeabilidade máxima, Coercividade (Quasistatic, $T = 300K$) de alguns materiais magnéticos	22
Tabela 2 - Variação construtiva das bobinas	42
Tabela 3 - Dimensões dos sensores	45
Tabela 4 - Variação de campo estimada dentro de cada sensor	46
Tabela 5 - Ruído térmico estimado produzido por cada sensor.....	46
Tabela 6 - Sensibilidade para os sensores com núcleo de ar	47
Tabela 7 - Descritivo da plataforma Freedom - KL25Z	60

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Indução Magnética	T (Tesla)
H	Campo Magnético	A/m
μ	Permeabilidade	
μ_0	Permeabilidade do vácuo	$4\pi \cdot 10^{-7}$
μ_r	Permeabilidade relativa	
L	Indutância	H (Henry)
I	Corrente Elétrica	
N	Número de espiras	
Φ	Fluxo Magnético	Wb (Weber)
H_c	Coercividade	A/m
M	Magnetização	A/m
R	Resistência	Ω (Ohm)
C	Capacitância	F (Faraday)
E	Campo Elétrico	

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1	Desenvolvimento de um sensor indutivo	19
2.1.1	Sensores com núcleos a ar	20
2.1.2	Sensores com núcleos com material magnético	21
2.2	A bobina de Helmholtz	23
2.3	Amplificadores	27
2.3.1	Amplificador operacional – introdução básica	27
2.3.2	Definições para um projeto de um amplificador	28
2.3.3	O amplificador inversor de tensão	29
2.3.4	Características de um amplificador de instrumentação	31
2.3.5	Modelo de ruído para o amplificador de instrumentação	34
2.3.6	Características de um amplificador de transimpedância	35
3	Materiais e Métodos	38
3.1	Geração de campo magnético	38
3.2	Sensores indutivos	44
3.3	Núcleos com permeabilidade elevada	47
3.4	Desenvolvimento da instrumentação eletrônica	51
3.5	Estágio de entrada utilizando amplificador de instrumentação	52
3.6	Linearidade	55
3.7	CMRR	55
3.8	Estágio de entrada utilizando amplificador de transimpedância	57
3.9	Segundo estágio de amplificação	58
3.10	Fonte de alimentação	58
3.11	Aquisição de dados	59
3.12	Metodologia de ensaio	62
3.12.1	Etapa 1	63
3.12.2	Etapa 2	63
3.12.3	Etapa 3	64
3.12.4	Etapa 4	64

3.12.5	Etapas 5, 6.....	64
3.12.6	Etapas 7, 8 e 9.....	64
4	Resultados.....	65
4.1	Experimento 01	68
4.2	Experimento 02	69
4.3	Experimento 03	71
4.4	Experimento 04	73
5	CONCLUSÃO	75
6	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	78
7	ANEXOS.....	81

1 INTRODUÇÃO

A medição de campos magnéticos é largamente utilizada em aplicações industriais e biomédicas. Uma contribuição que pode ser citada é na verificação da qualidade de soldas e na qualidade de metais ferromagnéticos, um exemplo seria o aço da família 400 cuja liga possui um teor de 11 a 17% de cromo (ABINOX,2013).

Soldagem é uma técnica utilizada em diversos setores da indústria e defeitos nesse tipo de processo podem acarretar em trincas e fissuras além de comprometer a qualidade de uma obra ou equipamento. Existem diversas formas de inspeção da qualidade da solda, como o ultrassom, raio-x e eletromagnetismo (HAYASHI,2008).

A técnica utiliza a medição de campos magnéticos provindos das correntes Eddy, geradas no material por um campo externo, pode medir a qualidade da solda com base na variação da indutância sofrida pelo sensor indutivo. Quando existe uma falha de solda, o caminho percorrido por essas correntes sofre uma alteração e, conseqüentemente, o campo secundário gerado por elas é alterado.

A problemática desse sistema refere-se ao tipo de material versus a frequência necessária para gerar uma intensidade de campo mensurável. Ou seja, esses equipamentos geralmente trabalham na faixa de dezenas de Hz a algumas unidades de kHz, para conseguirem uma penetração no material suficientemente grande para analisar o volume de interesse. Caso o material tenha uma permeabilidade magnética muito baixa, por exemplo, o alumínio ($\mu_r=1$), uma frequência diversas vezes maior que a usada em materiais ferrosos é necessária para gerar correntes Eddy nesse material (FUJITA,2009). Logo, a penetração da onda no material é baixa, quase superficial, comprometendo a sensibilidade do equipamento de medição.

Outra aplicação da medição de correntes secundárias é a de detecção de panelas em produtos que utilizam aquecimento por indução magnética. Atualmente há uma gama de tamanhos de panelas e utensílios que podem ser detectados quando colocados sobre o eletrodoméstico e que faz o campo ser gerado. A falta de precisão desse tipo de produto faz com que o consumidor não possa cozinhar em panelas muito menores que as bobinas, pois um dispositivo de segurança impede que o produto funcione caso não detecte uma quantidade de material ferromagnético suficiente.

Biomagnetismo é o fenômeno da geração de campos magnéticos por

organismos vivos e é considerado como uma parte do chamado bioeletromagnetismo, que estuda os sinais elétricos gerados por organismos vivos. A origem da palavra não é bem descrita pela literatura e aparece em definições científicas pela década de 70, quando cientistas começaram a estudar a geração e o efeito de campos magnéticos em seres vivos.

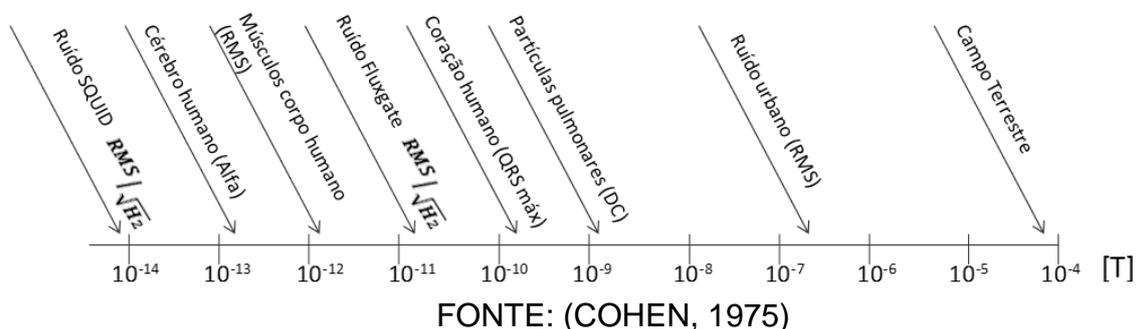
A primeira medida de um campo magnético gerado por um ser vivo foi obtida em 1963, porém devido a baixa eficiência dos amplificadores apenas em 1970 que técnicas de redução de ruído foram viáveis para executar medidas confiáveis.

Desde então aumentou-se a capacidade de entender os sinais emitidos pelo corpo humano, como por exemplo, o cardíaco. No entanto, um breve comparativo entre um magnetocardiograma e um eletrocardiograma mostra que não há um significativo aprimoramento no entendimento do dipolo de corrente produzido pelo sistema cardíaco quando o método com campos magnéticos é utilizado (BURSTEN, 1984). Apesar disso uma vantagem clara de um magnetocardiograma é sua capacidade de medição sem contato com o paciente, o que elimina erros provenientes do contato entre a pele e o sensor (STRATBUCKERT, 1963). Alguns estudos mais recentes demonstram vantagens para a magnetocardiografia, tais como a medição do sinal cardíaco fetal e mapas de densidade de corrente (KOCH, 2004).

A maior concentração dos estudos nessa área refere-se a magnetoencefalogramas que é o estudo da medição de sinais magnéticos produzidos por atividades cerebrais (IRAMINA, 1998). A partir da medição desses campos magnéticos pode-se produzir imagens do comportamento cerebral durante situações específicas de uso, por exemplo. Porém, devido a magnitude desses campos sistemas mais caros deverão ser usados já que a amplitude dos campos magnéticos cerebrais beira ao limite teórico dos sensores indutivos.

Um comparativo da magnitude dos campos biomagnéticos a serem medidos é apresentado na Figura 1. A partir dela, nota-se que os sinais emitidos por organismos vivos é inferior ao ruído magnético que estamos inseridos, um problema a ser tratado no desenvolvimento.

Figura 1 - Comparativo das grandezas de campos magnéticos



Campos magnéticos até algumas unidades de kHz também são estudados para analisar sua influência no corpo humano. Ou seja, o que a frequência da rede de distribuição e suas harmônicas podem causar em nosso organismo. Para esse tipo de análise existem ponteiras comerciais como as produzidas pela empresa Narda (eg. EFA-300B).

Usualmente para medições de campos abaixo de nano Tesla geralmente são necessárias blindagens massivas com centímetros de espessura ou de tecnologias de blindagem ativa (KELLOGG,2010). Assim, o aprimoramento da eletrônica para que seja mais robusta a interferências externas torna-se objeto de interesse quando o custo do projeto de implementação de um sistema de imagens por indução magnética é colocado em pauta.

Novos sensores são necessários para a detecção de campos de baixa frequência que efetuem medições não invasivas. A sensibilidade requerida é na ordem de pico Tesla e frequência entre mHz e kHz. Além disso, precisam operar em temperatura ambiente e possuírem tamanhos reduzidos – algo não encontrado atualmente (ZHAI, 2006).

O objetivo desse estudo é desenvolver um sistema de medição de campos magnéticos na ordem de nano Tesla e que possa operar na faixa de 10Hz a 10kHz com um sensor indutivo. O que cobriria parte das aplicações citadas acima e que poderá reduzir os custos desses equipamentos e/ou melhorar seu desempenho. Para isso será utilizado materiais simples e facilmente encontrados no mercado para a montagem das estruturas. Para a calibração será desenvolvida uma bobina de Helmholtz cuja função será gerar um campo homogêneo e conhecido numa região de interesse.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo tem como objetivo estruturar o conhecimento que será aplicado nos próximos capítulos experimentais. Assim, será apresentada uma introdução a sensores magnéticos e posteriormente a construção de sensores indutivos e da geração de campo com a bobina de Helmholtz. Como finalização, será desenvolvido o equacionamento básico para os amplificadores utilizados.

Os sensores magnéticos podem ser separados pelo seu princípio de funcionamento, sendo os mais comuns: magnetoresistivo, efeito Hall, fluxo, indução, efeito Josephson.

Para o magnetoresistivo o sensor é disposto em forma de ponte de Wheatstone e sua resistência varia de acordo com a intensidade do fluxo magnético aplicado. Há uma tensão conhecida aplicada nessa ponte e qualquer variação na resistência é medida como uma queda de tensão. Sua sensibilidade é limitada e é praticamente impossível quaisquer alterações, pois é um sensor encapsulado. Por exemplo, o melhor sensor do mercado atualmente (HMC1001 da Honeywell) possui uma sensibilidade de 3,2 mV/V/Gauss e é muito utilizado para medição do campo terrestre. Sensores com a mesma tecnologia são largamente utilizados em celulares e equipamentos para detecção da direção do campo magnético, como por exemplo, para funções “flip” com o celular, onde você gira o celular para uma determinada ação.

Os sensores *SQUID* utilizam o efeito Josephson, o qual utiliza de supercondutores para executar as medições de campo. São altamente sensíveis e podem detectar campos na ordem de fT.

A dificuldade em usar *SQUIDS* é seu alto custo, tanto de implementação como de manutenção, pois sua base em supercondutores necessita de um alto nível de refrigeração (Hélio a 4,2K ou Nitrogênio a 77K) e de uma blindagem massiva.

No uso de sensoriamento de campos biológicos os mais utilizados são o *SQUID*, indutivo e *fluxgate*. Sendo que o indutivo e o *fluxgate* possuem uma implementação menos custosa e que podem ser construídos com a tecnologia existente.

A tecnologia de sensores *fluxgate* é capaz de medir a magnitude e direção de campos na faixa de DC até algumas centenas de Hz. Baseia-se em um núcleo periodicamente saturado em ambas as polaridades por uma bobina excitadora. Por

causa disso a permeabilidade do núcleo varia e o fluxo DC associado com o campo medido B é modulado. Pelo fato de depender de um núcleo magnético, são muito sensíveis e possuem uma boa resolução na faixa de nT devido ao seu ruído ser entre fT/\sqrt{Hz} a pT/\sqrt{Hz} (RIPKA, 2001).

2.1 Desenvolvimento de um sensor indutivo

Sensores indutivos possuem uma construção relativamente simples e podem chegar a faixas de sinal na ordem de pT. A frequência de operação vai de algumas unidades de mHz até centenas de MHz, podendo ou não conter um núcleo magnético. O efeito que rege esse sensor é descrito pela Lei de Indução de Faraday, ou seja, uma espira que gera uma tensão em seus terminais quando submetida a um campo magnético variável (ou ela se movimenta em um campo estático). A principal dificuldade desse tipo de sensor é garantir a sensibilidade em baixas amplitudes e frequências, já que existe um ruído térmico crescente.

São construídos a partir de diversas espiras em série posicionadas paralelamente umas as outras em um eixo comum, de tal forma que as tensões induzidas por um campo magnético seja somadas.

O equacionamento pode ser dado pela lei de indução de Faraday, apresentada na equação 1

$$\oint_S \vec{E} \cdot d\vec{S} = - \frac{d}{dt} \iint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad 1$$

Onde \vec{E} é a tensão induzida por comprimento da bobina $d\vec{S}$.

A equação 1 descreve que a tensão induzida em uma espira fechada é proporcional a variação temporal do fluxo magnético através dessa espira (DEHMEL, 1989). Portanto a medição poderá ser feita de duas formas, uma com a espira estática e campo oscilante ou a espira movendo-se em um campo estático. Dada a natureza dos campos a serem medidos apenas a otimização de espiras estáticas será apresentada.

Dois estruturas serão estudadas nesse capítulo, o sensor indutivo com núcleo de ar e com núcleo de material de alta permeabilidade. Cada uma destas possui suas vantagens e desvantagens e serão úteis para as medições como será mostrado no próximo capítulo.

2.1.1 Sensores com núcleos a ar

Essa tecnologia descreve uma série de bobinas enroladas em torno de uma base comum não magnética que serve apenas de sustentação mecânica. A vantagem desse tipo de configuração é a precisão que pode ser obtida no resultado experimental *versus* os valores calculados. Isso ocorre, pois o sensor não possui nenhum material magnético que possa distorcer o campo ao seu redor, logo evitará não linearidades existentes nos sensores com núcleo magnético. Essa linearidade e precisão serão úteis na calibração da bobina de Helmholtz e na definição da sensibilidade do sistema.

A principal desvantagem de sensores com núcleo a ar é que possuem baixa sensibilidade quando comparados a sensores de mesmas dimensões com núcleos de alta permeabilidade. Assim, para aumentar a tensão de saída de uma bobina deve-se aumentar sua área ou seu número de espiras, o que leva ao aumento na quantidade de fio usado e, conseqüentemente, aumento no ruído térmico.

Para as análises a seguir deve-se considerar o sensor atuando nas baixas frequências. Ou seja, quando o efeito da ressonância entre a indutância do sensor e as capacitâncias parasitas ainda não atuou. Essa interação provoca uma ressonância em uma frequência que deve ficar pelo menos uma década acima da maior frequência de interesse.

Utilizando a equação 1 para um campo senoidal aplicado, pode-se chegar que a tensão de pico V_p induzida no sensor é dada pela equação 2 (RIPKA, 2001).

$$V_p = \frac{\pi^2}{2} f N (2a)^2 B_{max} \quad 2$$

Onde f é frequência do campo, N o número de espiras, a o raio da espira e B_{max} o valor de pico do fluxo magnético.

Com isso pode-se obter uma relação entre as características do sensor e sua sensibilidade S_0 , que é dada pela equação 3.

$$S_0 = \frac{V_p}{f \cdot H} = \frac{\pi^2}{2} N (2a)^2 \mu_0 \quad 3$$

Onde μ_0 é a constante de permeabilidade do vácuo e H o módulo do campo magnético.

Outra característica importante do sensor indutivo é o ruído térmico produzido pelo mesmo (RIPKA, 2001). Na equação 4 é apresentado como calcular o valor do

ruído térmico produzido em B.

$$B_{\text{ruído}} = \frac{8\sqrt{k_B T \rho}}{\pi^2 f} \frac{1}{d_w \sqrt{N d_m^3}} \quad 4$$

Onde k_B é a constante de Boltzmann, T a temperatura em Kelvins, ρ a resistividade do material do enrolamento, d_w o diâmetro do fio e d_m o diâmetro médio da bobina.

2.1.2 Sensores com núcleos com material magnético

Outra forma construtiva de um sensor é aplicar a bobina sobre um material ferromagnético em forma de barra com seção circular ou quadrada. As propriedades magnéticas do material e suas dimensões são determinantes para as características do sensor.

Quando um núcleo com alta permeabilidade é inserido em um campo magnético uniforme ele acaba por distorcer esse campo, pois a diferença de permeabilidade do meio e no núcleo faz com que o campo tenda a passar pelo núcleo, concentrando o campo nessa região.

A vantagem desse tipo de configuração, comparada ao núcleo de ar, é que existe um aumento da sensibilidade do sensor quando um núcleo é inserido. Geralmente, os núcleos de ferrite possuem uma permeabilidade relativa na faixa de $\mu_r=3000$ a 5000, podendo chegar à faixa de 10^6 em supermalloys. Portanto, idealmente o valor da sensibilidade de um núcleo de ar seria multiplicado por esse valor. Porém, ocorre uma concentração desigual de campo dentro do núcleo e sua permeabilidade efetiva fica proporcional a razão da área de campo que atravessa o núcleo pela área de seção do mesmo. Essa concentração não uniforme faz com que exista uma maior quantidade de fluxo passando nas bordas do núcleo e uma densidade menor de fluxo no centro (DEHMEL, 1989).

Com o ganho em sensibilidade pode-se ter sensores menores e com sensibilidade equivalente a um sensor com núcleo de ar, porém com menor ruído devido a redução da quantidade de fio utilizada no projeto.

A permeabilidade efetiva do núcleo depende de sua geometria e de características do material que tem um comportamento não linear com a frequência. Assim, a faixa de operação do sensor deve ser bem delineada e deve ser avaliada através de simulações e experimentação, pois uma análise analítica é imprecisa e

complexa.

Núcleos são, também, mais sensíveis a fatores ambientais e mecânicos, como temperatura, choques mecânicos, vibrações. Esses fatores contribuem para a variação na permeabilidade do núcleo e, conseqüentemente, na sensibilidade do sensor.

Devido a toda essa complexidade em garantir a exatidão de um sensor com núcleo de alta permeabilidade a calibração pode-se tornar um desafio. Um campo uniforme e conhecido deve ser gerado e a medição resultante do sensor com núcleo deve ser comparada com a de sensores de núcleo de ar. Isso será avaliado no próximo capítulo.

A permeabilidade (μ) descreve a interação de um material com o campo magnético em que ele está inserido, ou seja, quão suscetível é um material a passagem de fluxo magnético.

Assim, inserindo um material de alta permeabilidade dentro do núcleo tende a fazer com que este fique mais sensível ao campo magnético aplicado. A Tabela 1 apresenta alguns valores típicos para a permeabilidade e do valor da coercividade, também chamado de fator desmagnetizante (H_c), para alguns materiais mais utilizados.

Tabela 1 – Permeabilidade máxima, Coercividade (Quasistatic, T = 300K) de alguns materiais magnéticos

Material	Composição	μ_{max} .	H_c A/m
Cobalt	Co _{99.8}	250	800
Permendur	Fe ₅₀ Co ₅₀	5,000	160
Iron	Fe _{99.8}	5,000	80
Nickel	Ni _{99.8}	600	60
Silicon-Iron	Fe ₉₆ Si ₄	7,000	40
Hiperco	Fe ₆₄ Co ₃₅ Cr _{0.5}	10,000	80
Supermendur	Fe ₄₉ Co ₄₉ V ₂	60,000	16
Ferroxcube 3F3	Mn-Zn-Ferrite	1,800	15
Manifer 230	Ni-Zn-Ferrite	150	8
Ferroxplana	Fe ₁₂ Ba ₂ Mg ₂ O ₂₂	7	8
Hipernik	Fe ₅₀ Ni ₅₀	70,000	4
78 Permalloy	Fe ₂₂ Ni ₇₈	100,000	4

Sendust	$\text{Fe}_{85}\text{Si}_{10}\text{Al}_5$	120,000	4
Amorphous	$\text{Fe}_{80}\text{Si}_{20}$	300,000	3.2
Mumetal 3	$\text{Fe}_{17}\text{Ni}_{76}\text{Cu}_5\text{Cr}_2$	100,000	0.8
Amorphous	$\text{Fe}_{4.7}\text{Co}_{70.3}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$	700,000	0.48
Amorphous	$\text{Fe}_{62}\text{Ni}_{16}\text{Si}_8\text{B}_{14}$	2,000,000	0.48
Nanocrystalline	$\text{Fe}_{73.5}\text{Si}_{13.5}\text{B}_9\text{Nb}_3\text{Cu}$	100,000	0.40
Supermalloy	$\text{Fe}_{16}\text{Ni}_{79}\text{Mo}_5$	1,000,000	0.16

Fonte: RIPKA (2001)

A coercividade indica quão facilmente um material se desmagnetiza após um campo B ter sido aplicado. Quanto menor o número menos magnetizado o material fica, tornando a curva B-H mais fina e alongada o que é melhor para um sensor magnético.

Considerando o fator desmagnetizante a tensão de saída de um sensor indutivo com núcleo magnético pode ser dada pela equação 5.

$$V_p = 2\pi N A_c \mu_c \mu_0 f H \quad 5$$

Onde A_c é a área do núcleo e μ_c é definida pela equação 6.

$$\mu_c = \frac{\mu_r}{1 + D(\mu_r - 1)} \quad 6$$

Sendo μ_r a permeabilidade relativa do núcleo.

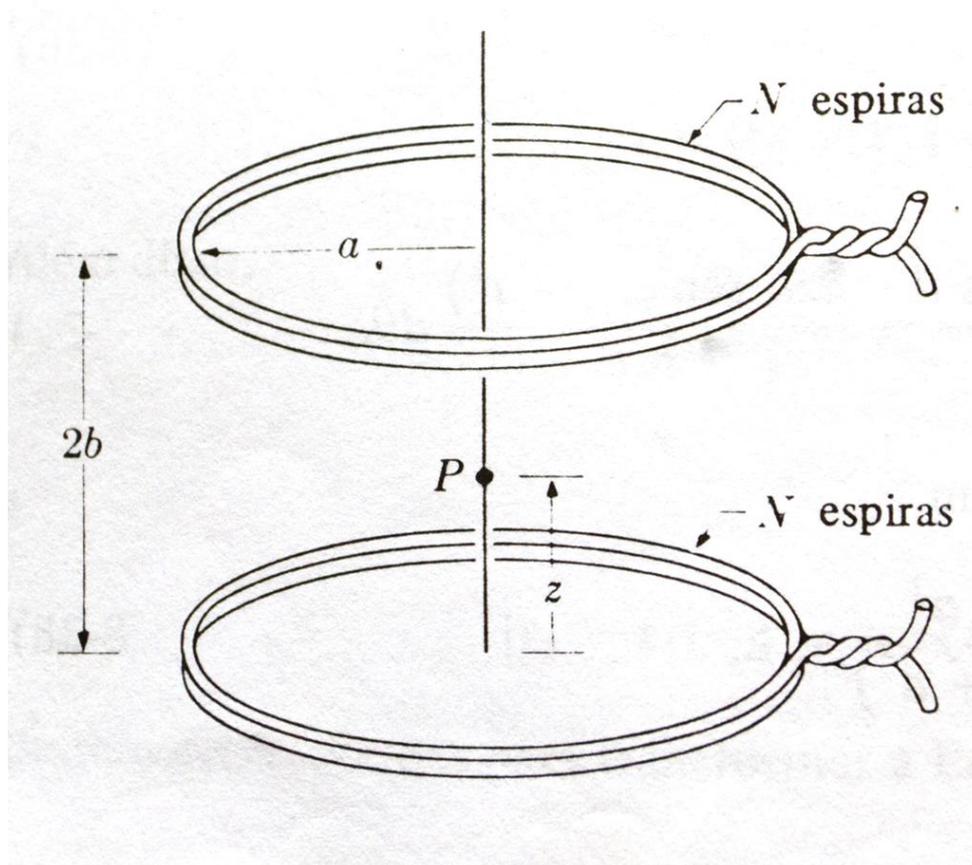
O valor de D pode ser calculado com base na geometria do núcleo. Um equacionamento mais detalhado não será apresentado aqui, mas pode ser encontrado em DEHMEL, 1989.

Para valores de permeabilidade finitos pode-se utilizar de cartas que demonstram a relação entre a permeabilidade relativa do núcleo e sua permeabilidade efetiva com base nas suas dimensões, principalmente na relação área de seção pelo comprimento (DEHMEL, 1989).

2.2 A bobina de Helmholtz

O físico alemão Hermann Von Helmholtz desenvolveu um dispositivo (Figura 2) que consiste de duas bobinas circulares de mesmo raio a, com um eixo comum, separadas por uma distância escolhida de tal modo que a segunda derivada de **B** se anula num ponto sobre o eixo a meia distância entre as bobina (REITZ, 1982). Esse artefato é de grande utilidade para medições de campo magnético onde o campo no centro do sistema pode ser conhecido com certa exatidão.

Figura 2 - Esquema de montagem de uma bobina de Helmholtz



Fonte: REITZ (1982)

A proposta vem de uma simplificação de uma esfera completamente preenchida por espiras, o que teoricamente, teria um campo perfeitamente homogêneo em todo seu interior.

Para o equacionamento matemático utiliza-se a lei de Biot e Savart e a Figura 2, onde é mostrado que a indução magnética em um ponto **P** é dada pela equação 7.

$$B_z(z) = \frac{N\mu_0 I a^2}{2} \left\{ \frac{1}{(z^2 + a^2)^{3/2}} + \frac{1}{[(2b - z)^2 + a^2]^{3/2}} \right\} \quad 7$$

Fazendo a segunda derivada da equação 7 em relação a \$z\$ e fazendo \$z=b\$ tem-se

$$\left. \frac{d^2 B_z(z)}{dz^2} \right|_{z=b} = -\frac{3N\mu_0 I a^2}{2} \left[\frac{b^2 + a^2 - 5b^2 + b^2 + a^2 - 5b^2}{(b^2 + a^2)^{7/2}} \right] \quad 8$$

A equação 8 se anulará se $2b=a$, ou seja, se a distância entre espiras for de igual o raio. Vale notar que a espessura (bitola) das espiras não é considerada nesse caso.

A simplificação para B no ponto médio **P**, entre as espiras, é descrita pela equação 9.

$$B_z = \frac{N\mu_0 I}{a} \frac{8}{5^{3/2}} \quad 9$$

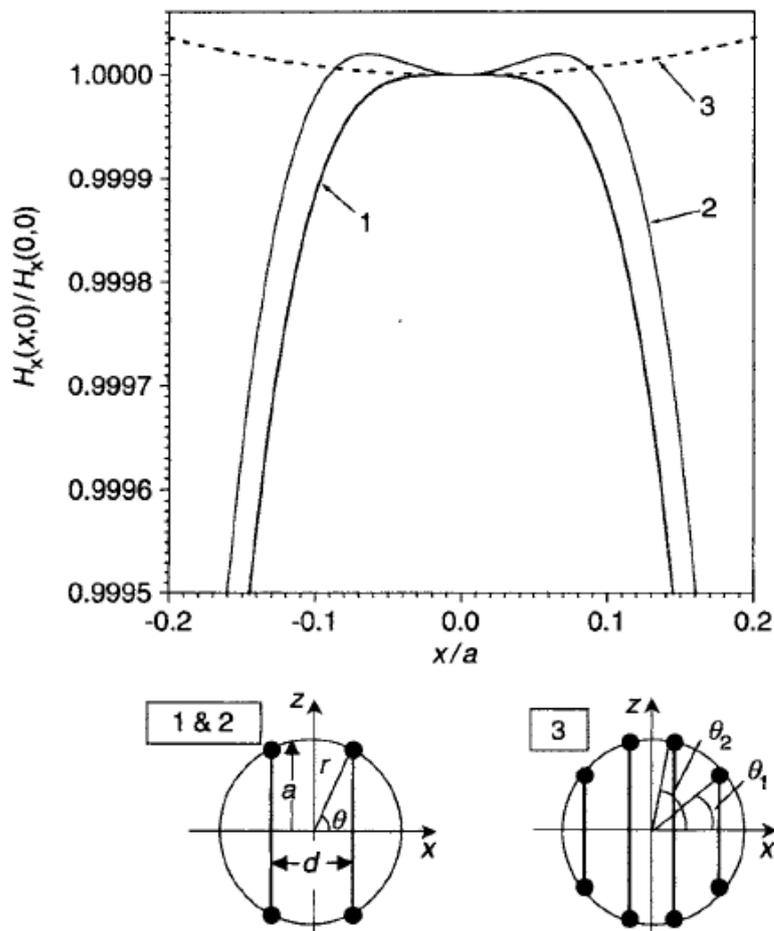
Onde I é a corrente que passa na espira, N o número de espiras e a o raio da espira.

Na Figura 3 é mostrada a distribuição de campo magnético ao longo do eixo da bobina de Helmholtz quando uma corrente I percorre suas espiras. Esse tipo de construção é comumente utilizado em sistemas de calibração de sensores de campo magnético (STUPAK, 1995), pois pode atingir uma homogeneidade de 100ppm em uma região cilíndrica com dimensões de 10% da bobina quando espiras circulares são utilizadas.

Algumas variações desse conceito de bobina são descritos por FIORILLO (2004) e RIPKA (2001). As otimizações consistem em utilizar uma geometria quadrada em vez de circular para as espiras e o uso de várias espiras dispostas em posições específicas. Na Figura 3 faz-se um comparativo entre duas dessas configurações. As curvas 1 e 2 apresentam a distribuição de campo magnético (H) ao longo do eixo x produzido por uma bobina composta de 2 espiras circulares em uma região axial próxima ao centro da bobina. O comparativo feito deve-se que na curva 1 a distância "d" é igual ao raio "a" e na curva 2, $d = 1,01a$. Nota-se, portanto, a importância do paralelismo e da precisão que deve-se ter na construção da bobina com o objetivo de zerar a derivada de segunda ordem. A curva 3 descreve o campo H axial quando uma configuração mais complexa é utilizada (Helmholtz duplo). Neste caso $\theta_1 = 40,09^\circ$ e $\theta_2 = 73,43^\circ$, com uma razão no raio das bobinas $N_1/N_2 = 0,68212$.

Dessa forma um campo com homogeneidade de até 10ppm pode ser obtido (FIORILLO,2004).

Figura 3 - Otimização da bobina de Helmholtz



Fonte: FIORILLO (2004)

Existem, ainda, outras configurações de bobinas que podem gerar campos uniformes em seu interior, como é o caso da bobina de Maxwell que insere apenas uma espira entre as duas espiras do conceito de Helmholtz, e o cilindro de Halbach que geralmente é usado para geração de campos uniformes intensos em uma determinada região.

Porém, para este projeto foi desenvolvida a versão clássica proposta por Helmholtz, devido a sua simplicidade construtiva e que já possui uma complexidade considerável para a fixação e redução de tolerâncias. Mais detalhes dessa configuração serão apresentados no próximo capítulo.

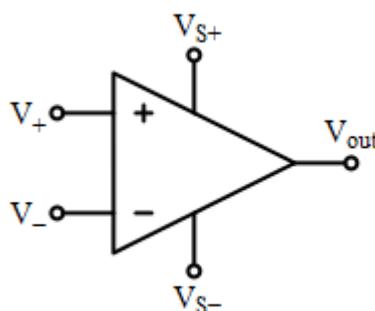
2.3 Amplificadores

2.3.1 Amplificador operacional – introdução básica

Amplificador operacional é um tipo de amplificador diferencial cuja saída geralmente é única e referenciada a um ponto comum do circuito. Há modelos com saída diferencial que não serão tratados neste trabalho.

Seu diagrama elétrico pode ser visto na Figura 4, a qual exemplifica suas principais conexões. As tensões V_{\pm} representam as entradas de sinal de forma diferencial, já $V_{s\pm}$ são as conexões de alimentação, simétrica ou com referência ao comum do circuito e finalmente, V_{out} a conexão de saída. Alguns amplificadores possuem pinos de ajuste de *offset* ou realimentações específicas que auxiliam na sua estabilidade.

Figura 4 – Símbolo do amplificador operacional



Fonte: produção do próprio autor

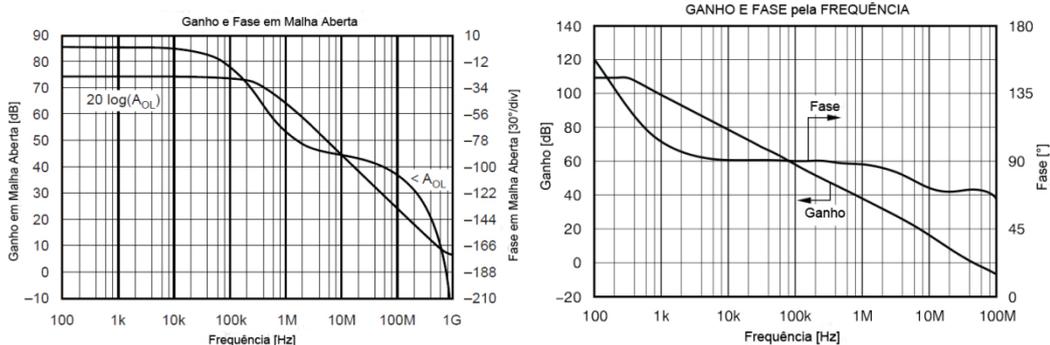
Sua equação característica pode ser dada por pela equação 10:

$$V_{out} = A(V_{+} - V_{-}) \quad 10$$

Onde A é o ganho em malha aberta do amplificador e que, teoricamente, seria infinito. Nos amplificadores utilizados no projeto o valor fica na faixa de 70dB a 130dB para o OPA657 e OPA211, respectivamente.

Na Figura 5 nota-se que há um compromisso entre a banda passante do amplificador e seu ganho. Logo, vê-se que no projeto de um amplificador é obrigatório o conhecimento da banda passante que o amplificador deverá trabalhar pois isso será um dos fatores para definir o ganho máximo de cada estágio.

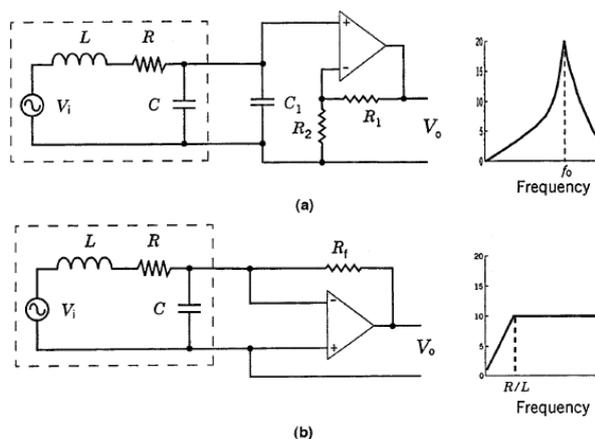
Figura 5 – Resposta do ganho em malha aberta do OPA657 (esq.) e do OPA211 (dir.)



Fonte: TEXAS INSTRUMENTS (2006)

Como explicado anteriormente, um sensor indutivo gera uma tensão em seus terminais que é proporcional a variação do campo magnético onde ele está inserido. Portanto, a forma de amplificação do sinal pode ser feita de duas formas: ler diretamente a tensão ou a corrente que passa pelos fios da bobina, como apresentado na Figura 6.

Figura 6 – a) A amplitude da tensão é proporcional a frequência e a intensidade do campo para frequências menores que f_0 . b) A amplitude da corrente que passa por L e R é somente proporcional a intensidade de campo após a frequência dada por R/L .



Fonte: MACINTYRE (1999)

2.3.2 Definições para um projeto de um amplificador

Para a criação de um projeto de amplificador para sinais biomédicos deve-se ter em mente alguns conceitos fundamentais, tais como:

- Nível de sinal a ser medido versus ruído do amplificador;
- Faixa de frequência;

- c) Impedância do sensor ou da carga que fará interface com o amplificador;
- d) Rejeição de modo comum – CMRR;
- e) Linearidade;
- f) Não idealidade de amplificadores – Tensão de *offset*, corrente de polarização, *slew rate*, taxa de distorção harmônica.

Para realizar a extração de pequenos sinais imersos em sinais maiores o amplificador deve ter uma característica de rejeição de tensões comuns que são aplicadas a sua entrada. Somente assim, a eficácia de um amplificador que faz a subtração dos sinais de entrada é vista. Essa característica é chamada de razão de rejeição de modo comum ou CMRR (*Common Mode Rejection Ratio*) e que é descrita pela equação 11.

$$CMRR = A_D \left(\frac{V_{MC}}{V_o} \right) \quad 11$$

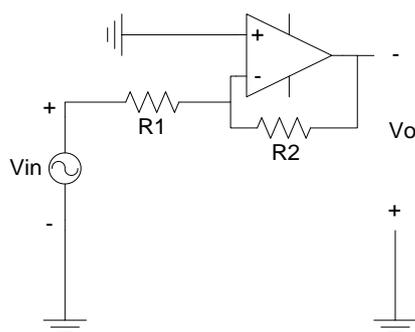
Onde A_D é o ganho diferencial, V_{MC} a tensão de modo comum e V_o a tensão de saída do amplificador.

2.3.3 O amplificador inversor de tensão

Uma das configurações de amplificador mais utilizadas é a de inversor de tensão, Figura 7, cujo ganho é dado pela equação 12

$$V_o = -V_{in} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad 12$$

Figura 7 – Esquemático de um amplificador inversor



Fonte: produção do próprio autor

Geralmente essa configuração é utilizada, pois pode ser construída com facilidade e garante boa estabilidade em toda a faixa de frequência de interesse. Nessa configuração a banda passante depende basicamente da qualidade do amplificador, ou seja, as capacitâncias internas que limitam a relação ganho banda do circuito.

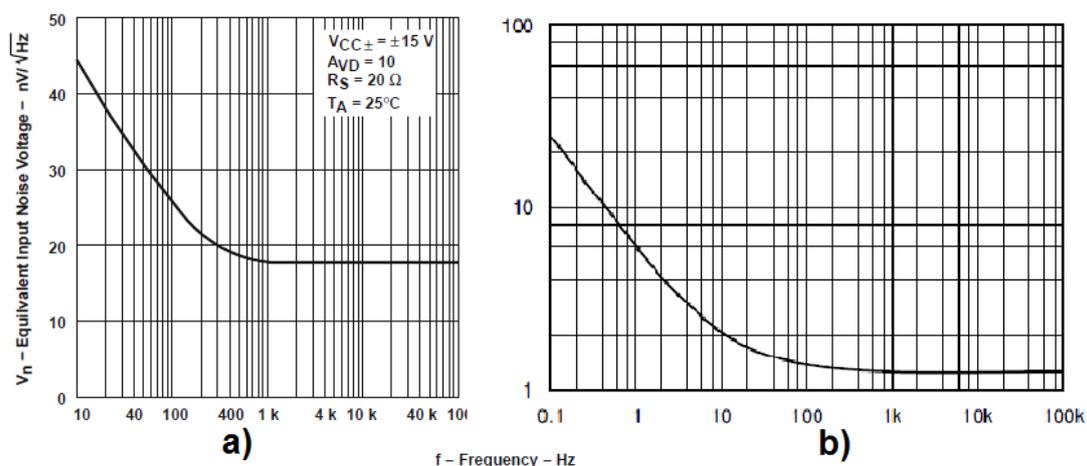
Uma grande limitação desse tipo de topologia na aplicação biomédica desses amplificadores é sua dificuldade em amplificação com ganhos muito elevados. Isso deve-se ao fato de que ele amplificará qualquer sinal que chegar no terminal inversor, portanto, ruídos, interferências (eg. 60Hz) e tensões de *offset* podem levar o amplificador a saturação. Ou seja, tensões de modo comum não serão anuladas por esse amplificador.

Há duas vantagens que devem ser entendidas: uma é a quantidade de resistores, que é pequena, portanto o ruído será produzido será baixo; e a outra, é que a tensão de *offset* dependerá da tecnologia do amplificador. Então como estágio secundário essa topologia pode ser de grande valia caso a inversão de fase (180°) não seja um problema.

O nível de sinal a ser lido é importante para a definição da quantidade de ruído aceitável produzido pelo amplificador. E para isso também é necessário se conhecer a impedância da fonte geradora de sinal, pois em fontes com baixa impedância de saída o ruído de tensão do amplificador define o ruído da saída. Já para fontes com alta impedância o ruído de corrente torna-se mais significativo (KAY, 2012).

Na Figura 8 é apresentado um comparativo entre dois amplificadores operacionais conhecidos no mercado, mostrando diferentes performances de ruído.

Figura 8 – Comparativo da densidade de ruído versus a frequência entre a)TI084 e b)OPA211



Fonte: Texas Instruments (2012)

Apesar dessa não ser uma comparação direta, pois nos resultados há influência da tensão de alimentação e resistências de entrada e saída diferentes nos ensaios, é um bom indicativo da qualidade construtiva do amplificador.

Continuando nessa mesma ponderação deve-se obrigatoriamente conhecer a faixa de frequência de trabalho que o amplificador deverá operar. Vê-se ainda na Figura 8 que o OPA211 chega a sua densidade de ruído especificada na folha de dados próximo a 100Hz, enquanto o TL084 chega em aproximadamente 800Hz. Logo, para a faixa de frequência com o nível de sinal pretendido nesse trabalho, o uso de um amplificador como o TL084 seria inviável. Calculando-se o ruído total gerado na banda passante, integrando-se a densidade de ruído disponível na folha de dados do componente pela faixa de frequência de interesse, tem-se $1,8\mu V$ para o TL084 contra $110nV$ para o OPA211, ou seja, mais que 16 vezes menor.

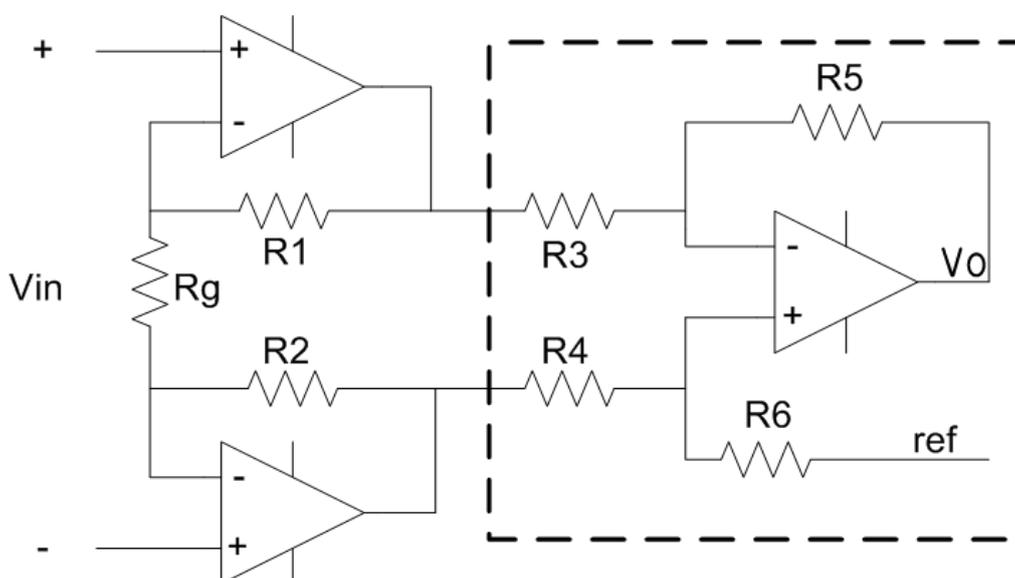
2.3.4 Características de um amplificador de instrumentação

Por definição, um amplificador de instrumentação (Figura 9) é um bloco com um ganho de malha fechada que tem uma entrada diferencial com uma saída única referenciada a uma tensão comum no circuito. Esse tipo de configuração tem por característica uma impedância muito alta, geralmente na ordem de $10^9\Omega$ e um controle de ganho feito por um resistor (R_g) que não faz conexão com a entrada de sinal.

Seu uso é requerido quando uma impedância de entrada acima de $G\Omega$ e uma boa rejeição de modo comum (acima de 80dB), são parâmetros de projeto.

Para uma análise mais simplificada pode-se dividir o circuito em duas partes distintas: o circuito de entrada, composto por dois amplificadores não inversores e no amplificador de diferenças no bloco de saída, marcado por uma região pontilhada na figura.

Figura 9 – Esquemático de um amplificador de instrumentação



Fonte: produção do próprio autor

A função principal do primeiro estágio é de garantir a alta impedância de entrada do circuito que é importante para evitar o erro de ganho com o aumento da frequência. Ou seja, quanto maior a frequência, maior a impedância do sensor indutivo. Portanto, se o estágio de entrada do amplificador não for robusto a essa variação haverá um erro inerente da interação entre o sensor e o amplificador.

A segunda função desse estágio é de produzir o ganho do circuito, já que o estágio diferencial precisa ser perfeitamente casado e é construtivamente mais simples se seu ganho não variar, mas isso será abordado em mais detalhes a frente. Em contrapartida, esse estágio acaba por gerar mais ruído e que deve ser minimizado para aumentar a qualidade da medição.

Fazendo a análise de superposição e combinando os resultados tem-se que o

ganho do amplificador não inversor é dado pela equação 13.

$$G_{\text{n\~{a}o inversor}} = \frac{2R_f}{R_g} + 1 \quad 13$$

Onde $R_f = R_1 = R_2$. ALBAUGHT (2013) mostra que caso essas duas resistências não sejam casadas, elas também irão afetar o CMRR do amplificador de instrumentação.

Portanto, uma tensão de modo comum na entrada do circuito será amplificada de acordo com a equação 13.

O estágio diferencial tem a função de remover informação de baixa amplitude quando o sinal está imerso em um sinal de modo comum. Logo sua principal função é dar ao amplificador de instrumentação um CMRR elevado. A caracterização do valor mínimo de CMRR, ou seja, o que representa um valor alto e baixo será desenvolvido ao longo deste trabalho.

O estágio é composto de 4 resistores que são conectados em pares na entrada inversora e na não inversora do amplificador, sendo balanceados de tal forma que se obtenha um ganho diferencial, usualmente maior que o unitário.

Separando as entradas do segundo estágio pelo método da superposição, e analisando o efeito de cada entrada na saída do amplificador tem-se o ganho para a saída inversora caso V_{in+} seja colocado em V_{ref} será de

$$V_{o-} = -\left(\frac{R_5}{R_3}\right)V_1 \quad 14$$

Onde V_1 representa a tensão diferencial na saída do estágio de alta impedância.

Aterrando a entrada inversora e mantendo a tensão na entrada não inversora tem-se a equação 15.

$$V_{o+} = \left(1 + \frac{R_4}{R_6}\right)V_2 \quad 15$$

Este é o mesmo ganho para um amplificador não inversor. A tensão V_2 é a tensão que está diretamente no pino não inversor do amplificador e que é igual a

$$V_2 = V_{ninv} \left(\frac{R_6}{R_4 + R_6} \right) \quad 16$$

Logo, fazendo o somatório das saídas e aplicando a equação 16, tem-se o ganho do amplificador de instrumentação é dado pela equação 17.

$$V_o = V_{in} \frac{R_5}{R_3} \left(\frac{2R_1}{R_g} + 1 \right) + V_{ref} \quad 17$$

Para essa simplificação ser possível, deve-se considerar a igualdade das resistências que compõem o segundo estágio. A equação 18 mostra essa igualdade.

$$\frac{R_3}{R_5} = \frac{R_4}{R_6} \quad 18$$

Isso leva a seguinte conclusão: quanto mais casados os resistores estão, maior a rejeição de modo comum já que apenas a diferença entre os sinais na entrada será amplificada.

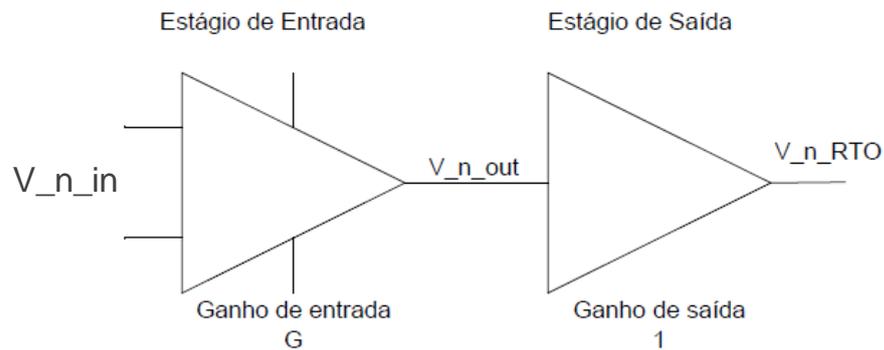
Para a escolha do tipo de amplificador a ser utilizado deve-se entender a impedância da fonte do sinal. Caso a interface seja feita com uma fonte de alta impedância, um medidor de pH por exemplo que pode ter impedância na faixa de $G\Omega$, o amplificador escolhido deve ter baixa corrente de polarização (fA) e uma alta impedância ($G\Omega$ a $T\Omega$). Essa característica é muito comum em amplificadores com entrada do tipo FET.

Quando a impedância da fonte é baixa, geralmente a tensão produzida pela mesma é na faixa de mV ou menor. Assim, no caso de sensores indutivos, por exemplo, deve-se buscar amplificadores com um baixo *offset*, ruído de tensão, CMRR, pouca variação ao longo do tempo (*drift*) e que possa trabalhar com ganhos altos. O ruído de corrente e a corrente de polarização afetam de forma significativa a medição. Esse tipo de característica geralmente é encontrado em amplificadores com entrada que utiliza transistores bipolares.

2.3.5 Modelo de ruído para o amplificador de instrumentação

O ruído do amplificador de instrumentação está diretamente atrelado as impedâncias que o constituem. Um modelo para esse tipo de amplificador pode ser visto na Figura 10.

Figura 10 - Estágios de um amplificador de instrumentação



Fonte: KAY (2012)

De acordo com (KAY, 2012), as equações do ruído referenciado a entrada (V_{n_RTI}) e referenciado a saída (V_{n_RTO}) são descritos pelas equações 19 e 20, respectivamente.

$$V_{n_RTI} = \sqrt{\left(\frac{V_{n_out}}{G}\right)^2 + (V_{n_in})^2} \quad 19$$

$$V_{n_RTO} = \sqrt{(V_{n_out})^2 + (V_{n_in} \cdot G)^2} \quad 20$$

Fazendo a análise da Figura 10 e comparando com as equações acima, nota-se que existe uma limitação de ganho para os amplificadores de entrada. Ou seja, em ganhos elevados, o ruído de entrada é dominante e em ganhos mais baixos o ruído produzido pelo estágio diferencial domina.

No próximo capítulo os circuitos propostos serão comparados utilizando simulação numérica.

2.3.6 Características de um amplificador de transimpedância

Como mostrado na Figura 6 há duas formas de obtenção do sinal sendo produzido pela espira inserida no campo magnético. Uma delas já explorada é um amplificador de tensão, diferencial ou não. E outra é retirar a dependência da frequência e deixar a saída apenas proporcional a magnitude do campo magnético. Com isso faz-se a amplificação do fluxo magnético, ou mais diretamente da corrente

que está passando na espira.

Caso for aplicado um campo senoidal a relação corrente tensão do amplificador pode ser descrita pela equação 21.

$$V_o = \frac{R_f}{\sqrt{(2\pi fL)^2 + R_s^2}} NA2\pi fB \quad 21$$

Sendo R_s a resistência série do sensor e A a área do sensor.

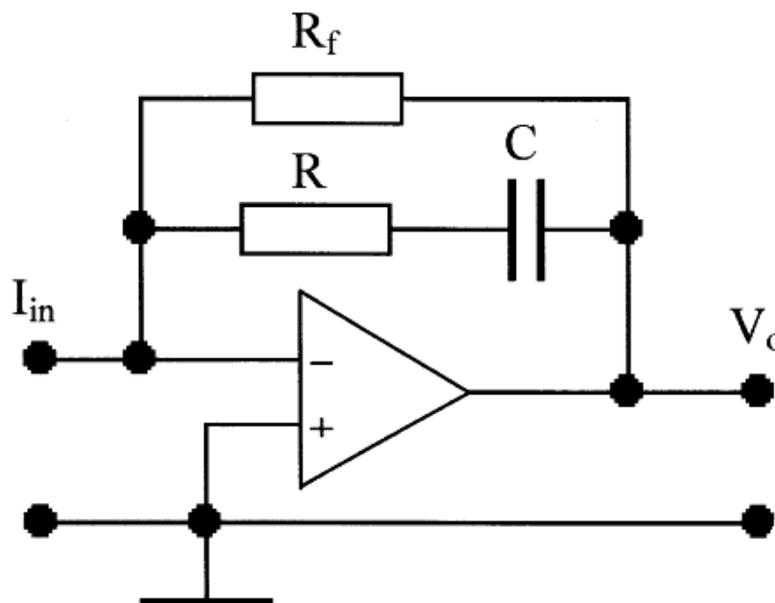
Quando a resistência série R_s for muito menor que o termo $2\pi fL$, a equação 21 pode ser dividida em dois termos independentes da frequência, dados pelas equações 22 e 23 (RIPKA 2001).

$$I = \frac{NA}{L} B \quad 22$$

$$V_o = \frac{R_f}{L} NAB \quad 23$$

Um sistema de compensação considerando o fator R/L de cada sensor é proposto por PRANCE (2000), como mostrado na Figura 11.

Figura 11 - Amplificador de Transimpedância



Fonte: PRANCE (2000)

A constante de tempo dada por $1/RC$ é dada pela frequência R/L , fazendo com que sinais abaixo desse valor possam ser lidos. Já a constante de tempo criada por $1/R_iC$ é responsável por limitar o ganho em baixa frequência do amplificador, que tende ao infinito em baixas frequências, o que pode gerar instabilidades no circuito.

Posicionando a compensação em baixas frequências possibilita que exista uma curva constante (proporcional a magnitude do campo aplicado) em toda a faixa de frequência.

A dificuldade dessa topologia é a robustez a variação de impedância da fonte e o casamento com outros amplificadores. Por ser um integrador o ganho em DC é teoricamente infinito, fazendo com que seja necessário um acoplamento AC entre o primeiro e o segundo estágio. Algo que muitas vezes traz instabilidades ao sistema.

3 Materiais e Métodos

Antes da construção dos dispositivos foi feita uma avaliação das topologias utilizando simulação numérica através do programa FEMM 4.2. Este possibilita a construção e solução de problemas eletromagnéticos em baixa frequência através de análise bidimensional planar ou baseada na simetria axial. É muito utilizado para estimar o comportamento do fluxo magnético dentro de motores.

A análise feita utilizou-se da simetria axial onde é desenhada uma vista em corte da bobina e o programa simula uma geometria de revolução em torno de um eixo. Ou seja, um quadrado é reconhecido como uma espira circular tridimensional fechada.

Além da bobina deve-se considerar também o meio em que o objeto em análise está inserido, no caso foi considerado o ar. Essa região deve ser maior que o objeto, pois nas suas fronteiras algumas condições devem ser impostas. Para o problema em questão foi utilizado os mesmos valores propostos para as condições de Dirichlet no manual descritivo do FEMM (MEEKER, 2010).

3.1 Geração de campo magnético

A bobina de Helmholtz foi construída em duas versões, sendo a primeira com uma blindagem feita de supermalloy e a segunda feita sem qualquer tipo de blindagem. Isso foi feito devido a restrições de material cedido pelo fabricante da fita de superpermalloy e na construção dos sensores, logo, a bobina 01 foi feita com dimensões menores do que a bobina 02.

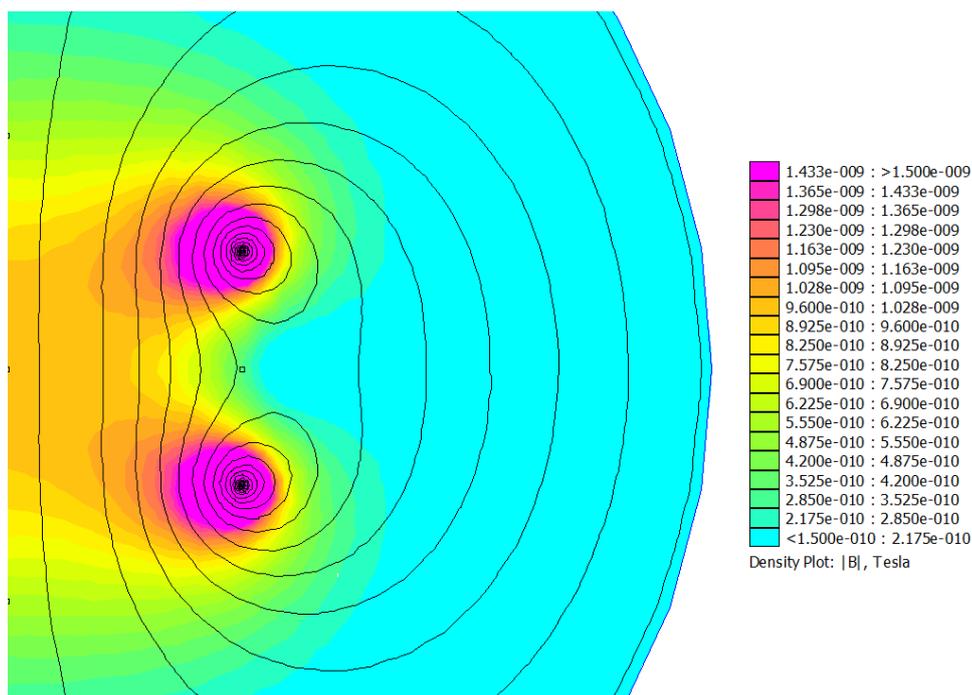
Para a simulação da bobina 02 foram utilizadas as seguintes variáveis: $N=2$, $a=66\text{mm}$. Logo de acordo com a equação 9, a corrente necessária para um campo de 1nT é de $36,7\mu\text{A}$.

Para a simulação da bobina 02 foram utilizadas as seguintes variáveis: $N=3$, $a=400\text{mm}$. Então, a corrente necessária para um campo de 1nT é de $222,55\mu\text{A}$.

A intensidade de campo no centro da bobina de Helmholtz calculada para ficar em torno de 1nT . A Figura 12 mostra a distribuição do fluxo magnético dentro da bobina 02. A cor rosa escuro mostra que nas imediações das espiras o campo é

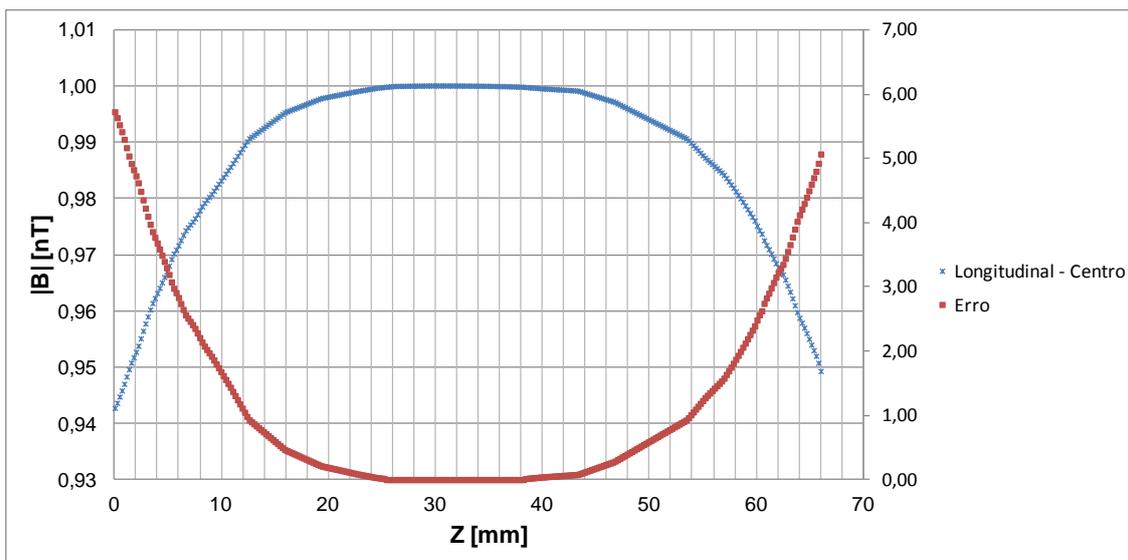
bem forte enquanto no centro possui uma cor amarelada que indica a proximidade com 1nT. Nota-se também que a maior concentração de \vec{B} fica dentro das espiras e que as linhas de nível possuem um distanciamento maior dentro da bobina do que fora. Isso acontece, pois há maior homogeneidade na intensidade do campo do que nas outras regiões da figura.

Figura 12 - Bobina de Helmholtz simulada com um campo de 1nT em seu centro



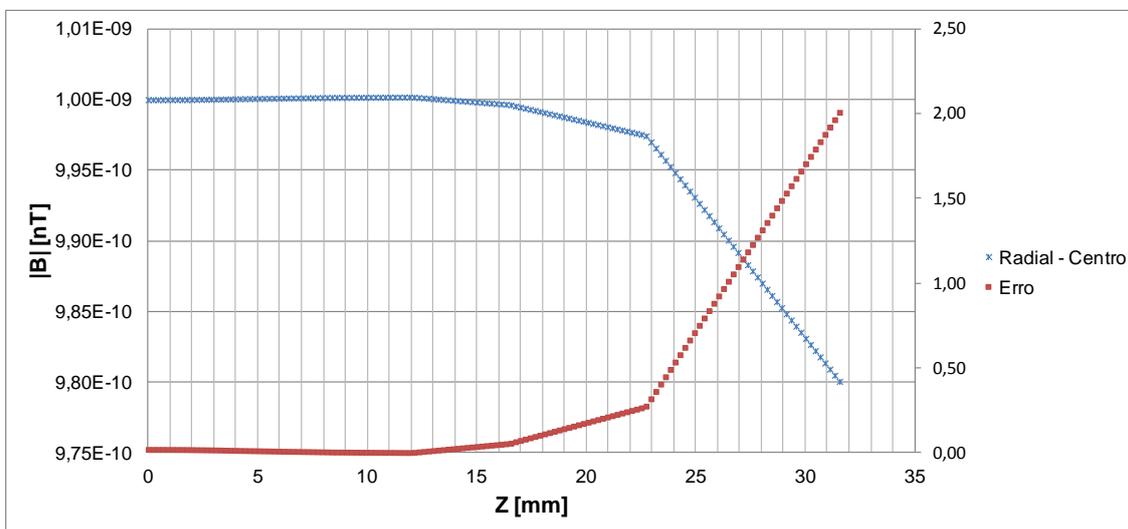
Fonte: produção do próprio autor

Os gráficos a seguir mostram o comportamento de $|\vec{B}|$ ao longo dos eixos longitudinal (Z) e radial (a) para as duas bobinas de Helmholtz confeccionadas.

Gráfico 1 - $|B|$ ao longo do eixo Z para a bobina de Helmholtz 01

Fonte: produção do próprio autor

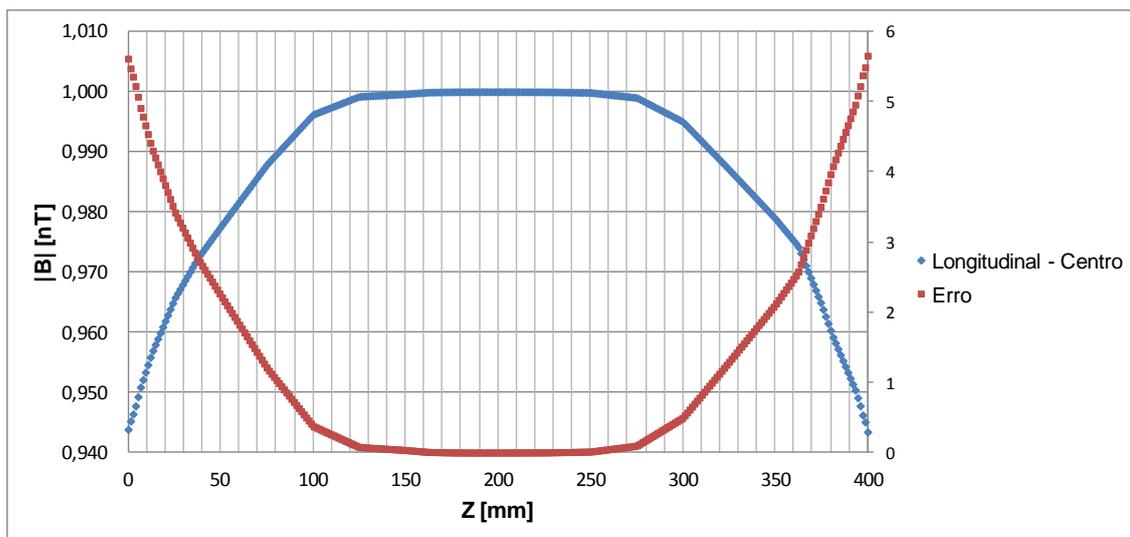
O Gráfico 1 apresenta a curva de $|\vec{B}|$ longitudinalmente no centro de simetria de revolução da bobina 01, quando um campo de 1nT é aplicado. O erro nas bordas ficou em torno de 5%.

Gráfico 2 - $|B|$ ao longo do raio “a” para a bobina de Helmholtz 01

Fonte: produção do próprio autor

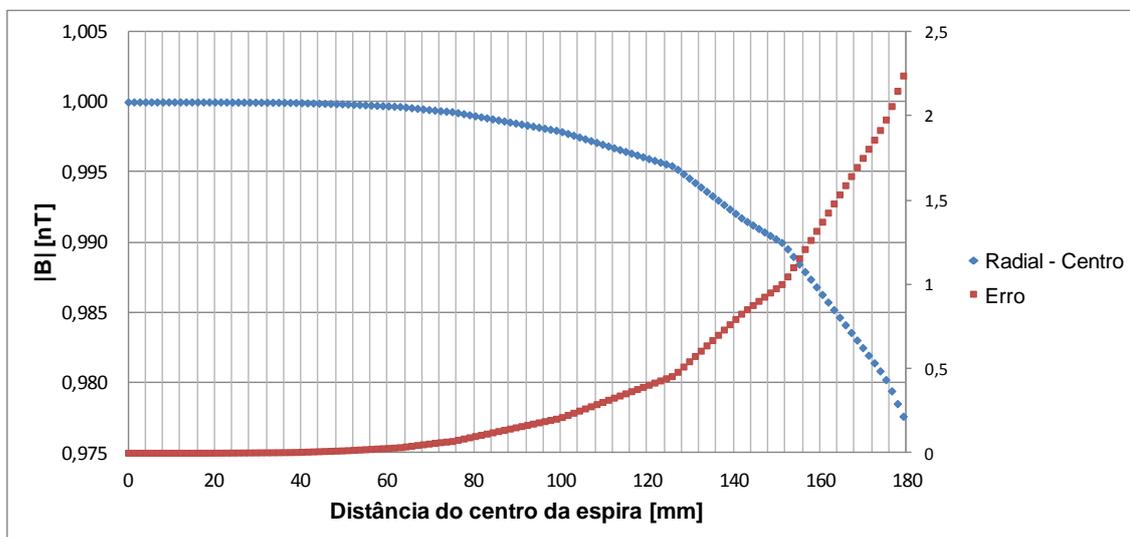
O Gráfico 2 foi limitado para garantir legibilidade devido ao aumento do erro na região onde o raio é igual a “a” e $z=a/2$.

Portanto a região útil (Erro<2%) para essa bobina é um cilindro de raio de aproximadamente 30mm com comprimento em torno de 52mm.

Gráfico 3 - $|B|$ ao longo do eixo Z para a bobina de Helmholtz 02

Fonte: produção do próprio autor

A mesma análise feita para a bobina 01 foi estendida para a bobina 02 (Gráfico 3 e Gráfico 4), porém sua área com erro inferior a 2% gera um cilindro com raio de aproximadamente 180mm e comprimento 370mm.

Gráfico 4 - $|B|$ ao longo do raio “a” para a bobina de Helmholtz 02

Fonte: produção do próprio autor

As bobinas foram construídas segundo o projeto feito no FEMM, porém há uma complexidade em manter o paralelismo das espiras, principalmente na bobina 02 que o raio é de 400mm. Assim a Tabela 2 mostra a variação medida nas bobinas construídas, onde Δa representa a variação do raio.

Tabela 2 - Variação construtiva das bobinas

	Δa
Bobina 01	$\pm 1\text{mm}$
Bobina 02	$\pm 2\text{mm}$

Fonte: produção do próprio autor

A geração de corrente foi feita através do gerador de sinais Tektronix série AFG3000 o qual pode gerar sinais de tensão entre 50mVpp e 5Vpp com 14 bits de resolução. Como o resistor que foi colocado em série com a bobina teve sua resistência medida antes dos procedimentos não é considerada sua variação. Para a bobina 01 foi utilizado um resistor de 1361 Ω e para a bobina 02 a resistência foi de 1348 Ω .

Assim, com base na equação 9, que define o campo no interior da bobina em um ponto P, pode-se substituir os valores obtidos nas medições de tal forma que as equações das bobina sejam dadas pela equação 24 para a bobina 01 e equação 25 para a bobina 02.

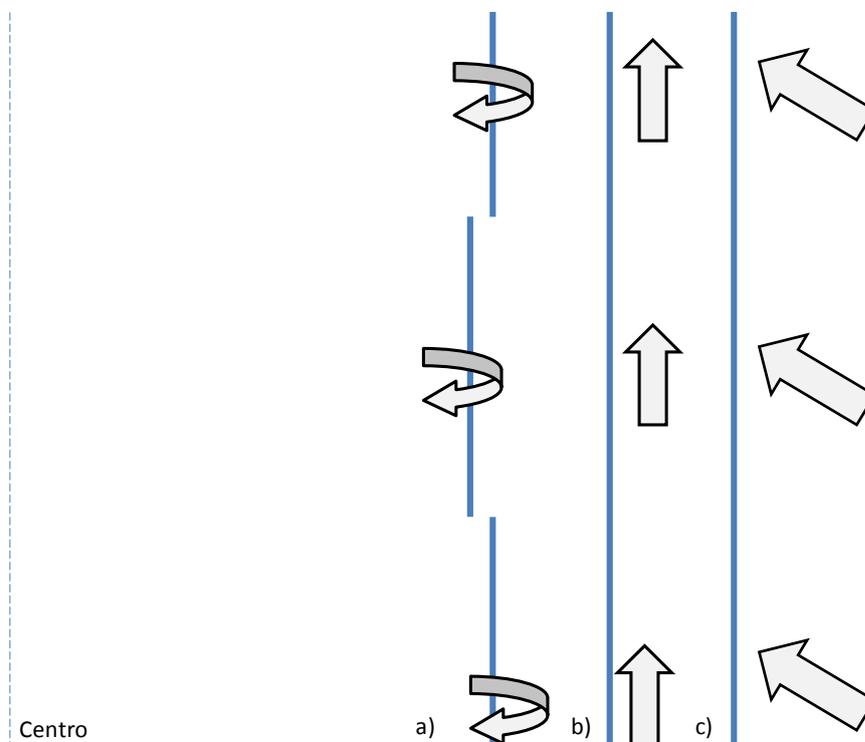
$$B_{01_z} = \frac{N\mu_0 I}{a} \frac{8}{5^{3/2}} = 17,9835 \frac{I \pm \Delta I}{0,066 \pm 0,001} \quad 24$$

$$B_{02_z} = 26,9752 \frac{I \pm \Delta I}{a \pm \Delta a} = 26,9752 \frac{I \pm \Delta I}{0,4 \pm 0,002} \quad 25$$

A bobina 01 foi construída com base em um núcleo de PVC de 120mm de diâmetro fixado dentro de outro tubo que possui 150mm de diâmetro. No tubo externo foi construída uma blindagem com material magnético de alta permeabilidade.

A blindagem aplicada foi desenvolvida de acordo com a metodologia descrita por (MALKOWSKI, 2011) onde o material é disposto de ângulos específicos para otimizar o fator de blindagem total do sistema. O fator de blindagem é simplesmente a relação entre o campo externo (ruidoso) e pelo campo remanescente no interior da bobina. A Figura 13 mostra como foi enrolada cada camada, sendo a primeira em tiras utilizando Metglas2714A enroladas ao redor do eixo da bobina. A segunda camada feita de várias tiras de fita na direção do eixo da bobina e finalmente, a última camada com tiras colocadas em um ângulo de 45° em relação ao eixo, com o material Metglas2705M. A mudança de materiais foi necessária devido a disponibilidade dos mesmos.

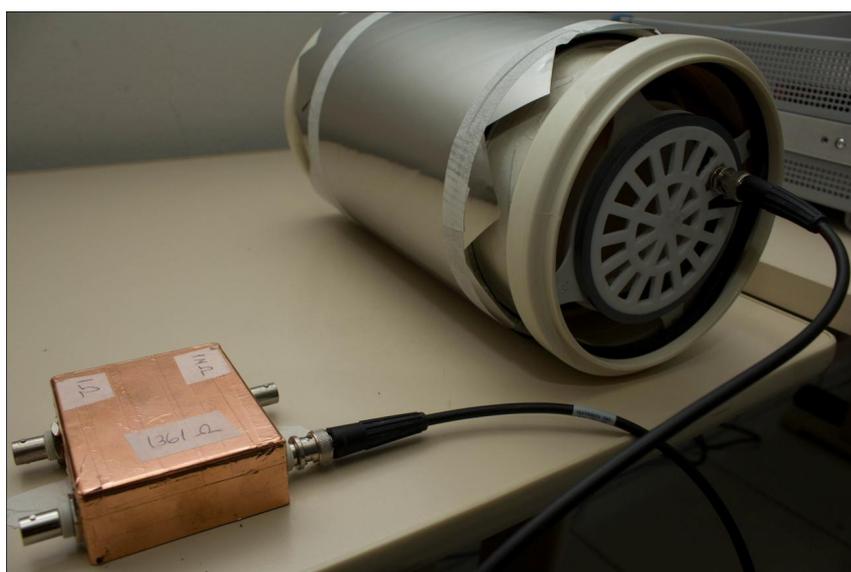
Figura 13 - Camadas da blindagem: a) 2 camadas de Metglas 2714A enroladas axialmente, b) 2 camadas de Metglas 2705M aplicadas longitudinalmente, c) 2 camadas de Metglas 2705M aplicadas em 45°.



Fonte: produção do próprio autor

O sinal chega a bobina que fica no centro do tubo externo utilizando um cabo coaxial visto no canto direito da Figura 14.

Figura 14 - Imagem da bobina 01 com a blindagem



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 15 mostra a bobina de Helmholtz 02 construída com base de madeira a um núcleo utilizando um tubo PVC que dá suporte aos sensores. Esse tubo foi centralizado de forma que o sensor possa se movimentar em todo o eixo axial da bobina.

Figura 15 - Bobina de Helmholtz 02



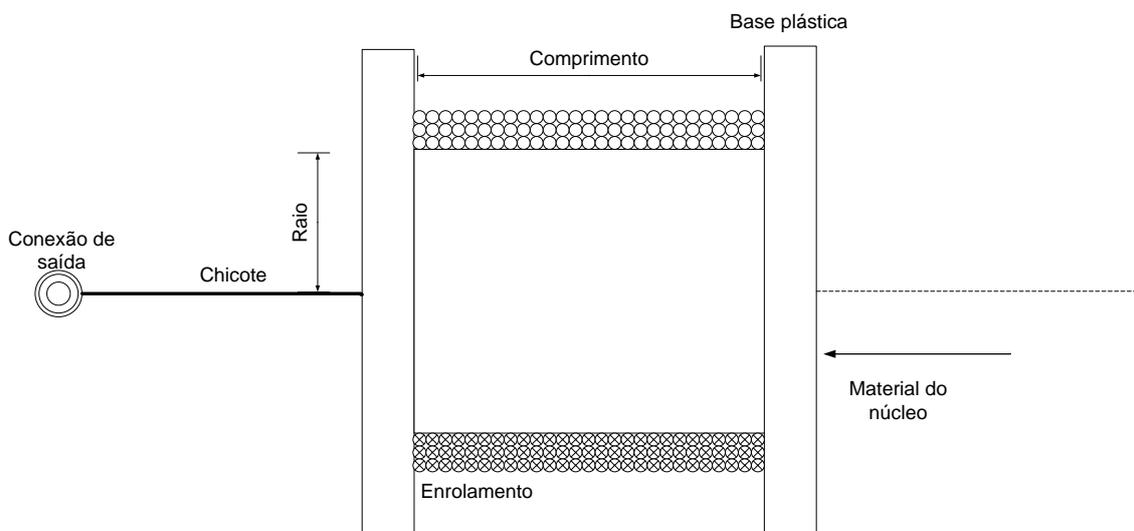
Fonte: produção do próprio autor

O sinal chega a bobina 02 cabo coaxial visto no canto inferior direito da Figura 15.

3.2 Sensores indutivos

Para a avaliação dos sensores foram construídos 5 modelos com núcleo de ar montados sobre uma base plástica. Suas dimensões ficaram restritas a essas bases já que foram obtidas de formatos disponíveis no mercado (carretéis de fios e tubos PVC).

A Figura 16 mostra o esquemático desses sensores, mostrando a possibilidade de inserção de um núcleo de alta permeabilidade já que a base plástica é vazada no seu interior.

Figura 16 - Esquemático dos sensores construídos

Fonte: produção do próprio autor

O chicote utilizado possui um conector de saída SMA em uma das pontas e aberto no outro lado para possibilitar a soldagem nos fios do sensor. O fio coaxial do tipo RG316 de 50Ω foi escolhido para dar flexibilidade e blindagem, evitando que os contatos do sensor sofressem fadiga mecânica e pudessem afetar as medições.

A Tabela 3 apresenta as dimensões e quantidade de espiras para cada sensor utilizado nas medições. Suas dimensões foram restritas ao tipo de base plástica utilizada, obtidas já prontas.

Tabela 3 - Dimensões dos sensores

	Raio [mm]	Comprimento [mm]	Número de espiras [N]
Sensor 01	40,0	55,0	1400
Sensor 02	8,4	93,2	2900
Sensor 03	8,4	93,2	1450
Sensor 04	11,5	94,6	2600
Sensor 05	21,8	47,4	1400

Fonte: produção do próprio autor

Os sensores foram simulados através do programa FEMM e a variação estimada do fluxo magnético dentro deles medida para estimar o erro, dada variação da homogeneidade dentro da bobina de Helmholtz. Na Tabela 4 essa variação é exposta com as medidas axiais no centro e a mesma medida realizada na borda

interna do sensor.

Tabela 4 - Variação de campo estimada dentro de cada sensor

	ΔB axial – centro	ΔB axial borda	ΔB transversal
Sensor 01	0,0003%	0,0133%	0,02720%
Sensor 02	0,0335%	0,0495%	0,00459%
Sensor 03	0,0335%	0,03124%	0,00458%
Sensor 04	0,03343%	0,02783%	0,01120%
Sensor 05	0,00601%	0,00354%	0,00492%

Fonte: produção do próprio autor

Logo, espera-se uma variação de fluxo maior no sensor 01, que possui uma maior área para a passagem do fluxo magnético.

As características dos sensores foram avaliadas utilizando um multímetro digital de 6 1/2 dígitos com o qual foi possível fazer a medição da resistência de cada sensor e um analisador de impedância, o Agilent 4294A cuja capacidade de leitura é de $3m\Omega$ a $500M\Omega$ com uma precisão de 0,08%. Esse analisador utiliza uma tecnologia de leitura com ponte autobalanceada e pode medir diferentes componentes (L, R, C) de um circuito, numa faixa de frequência entre 40Hz a 110MHz.

A partir do valor das resistências foi possível calcular o ruído térmico produzido por cada sensor na temperatura de $25^{\circ}C$ utilizando a equação 4. Os dados estão disponíveis na Tabela 5.

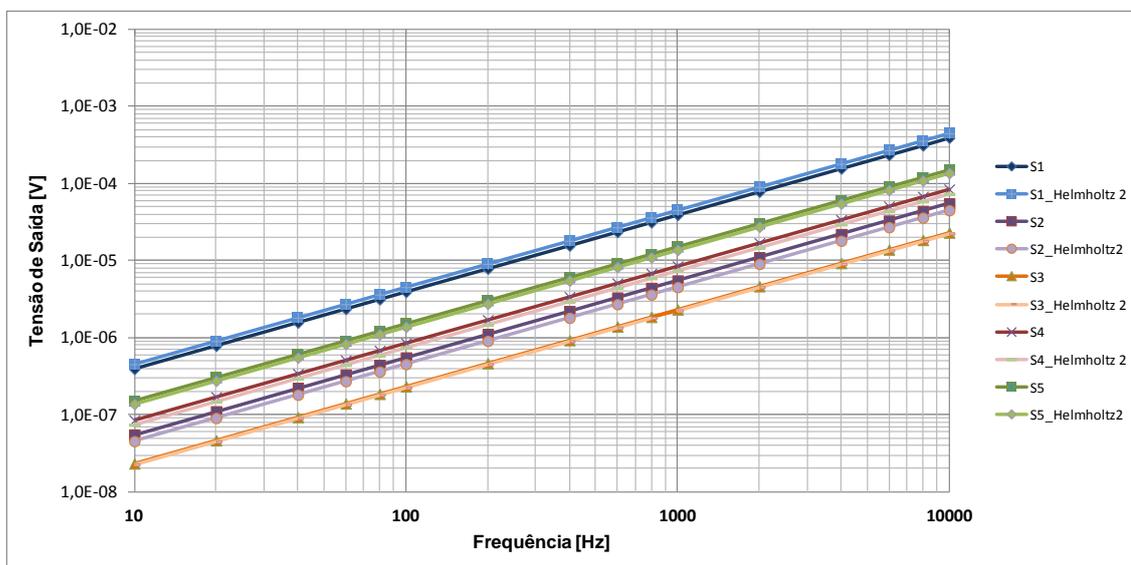
Tabela 5 - Ruído térmico estimado produzido por cada sensor

	Resistência DC [Ω]	Ruído na faixa de frequência do projeto [fT]	Ruído na faixa de frequência do projeto [RMS]
Sensor 01	87,42	1,829	120nV
Sensor 02	25,12	0,253	64nV
Sensor 03	18,72	0,179	55,5nV
Sensor 04	56,04	0,384	96nV
Sensor 05	44,57	0,736	85,6nV

Fonte: produção do próprio autor

O Gráfico 5 apresenta uma estimativa da tensão de saída dos sensores quando um campo de 1nT é aplicado em toda a faixa de frequência desejada. Nota-se que em baixas frequências haverá dificuldade em se obter um resultado confiável dado ao ruído térmico produzido por cada sensor.

Gráfico 5- Comparativo entre bobina de Helmholtz 1 e 2



Fonte: produção do próprio autor

Utilizando a equação 3, obtém-se a Tabela 6 onde é apresentada a sensibilidade esperada para cada sensor.

Tabela 6 - Sensibilidade para os sensores com núcleo de ar

	Sensibilidade $\left[\frac{nV}{nT.Hz} \right]$
Sensor 01	44,2158
Sensor 02	4,0391
Sensor 03	2,0195
Sensor 04	6,7873
Sensor 05	13,1332

Fonte: produção do próprio autor

3.3 Núcleos com permeabilidade elevada

Para a avaliação dos núcleos foram utilizados dois tipos de materiais o Metglas 2714A. E o NI-99/25/25-IP12E, ferrite fornecido pela Thornton com $\mu_r=5000$

com dimensões de 25,4 mm x 25,4 mm x 99,0 mm.

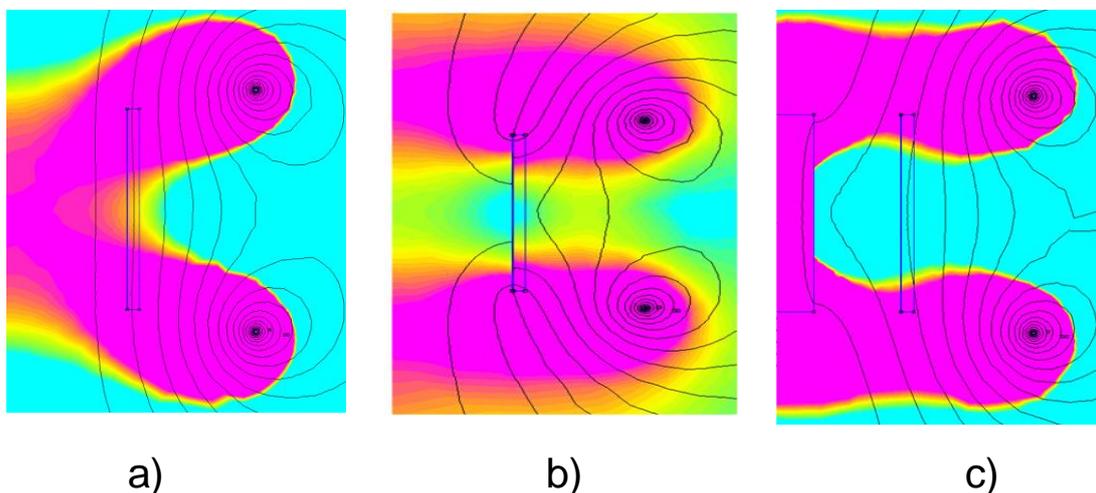
O Metglas 2714A é fornecido em formato de fita com 22 μ m de espessura e 50mm de largura e deve ser enrolado algumas vezes para se obter o resultado pretendido. Sua permeabilidade é de cerca de $\mu_R = 10^6$.

Esse material é utilizado tanto em blindagens como em núcleos de sensores por diversos autores, mas principalmente por SASADA (2003) que tem diversos artigos demonstrando a aplicação desse tipo de material.

Uma simulação comparativa com o efeito dos dois núcleos na distribuição do fluxo magnético B é apresentada na Figura 17. O sensor 01 é colocado (quadrado azul próximo ao centro da figura) para a medição da diferença de tensão entre uma configuração e outra. A curva de coloração rosa mostra o campo igual e maior que 1nT e cores amareladas são valores inferiores a 1nT.

Aplicando cerca de 90 camadas de Metglas 2714A no sensor 1, item b, tem-se uma concentração muito grande de fluxo pelo material (próximo a borda interna do sensor).

Figura 17 – a) Bobina 01 com o sensor 01 , b) Fluxo B distorcido na região de aplicação da fita de Metglas2714A, c) Ferrite Thornton



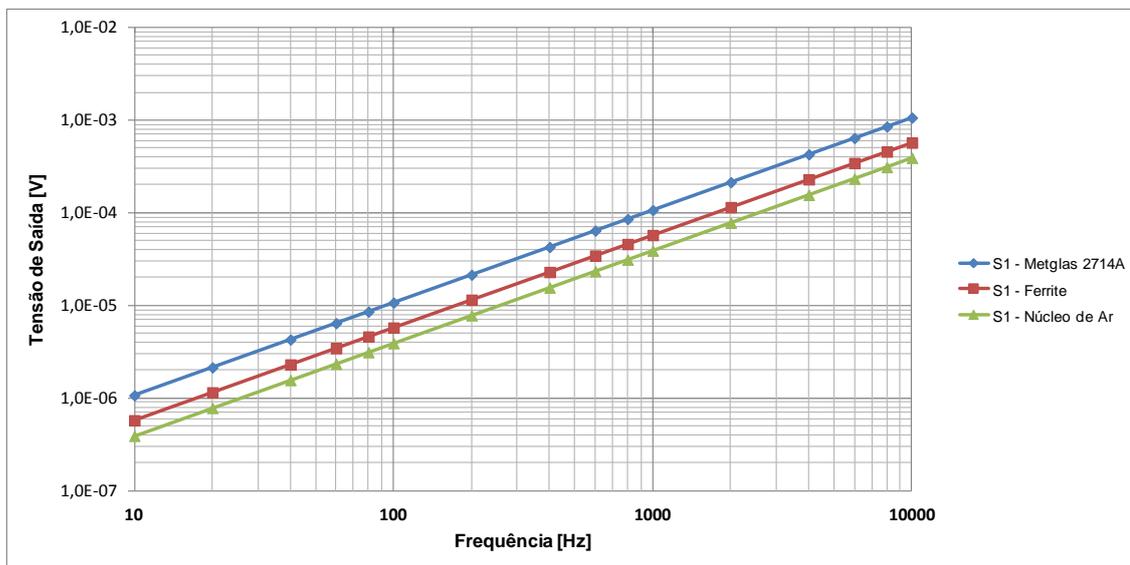
Fonte: produção do próprio autor

Com o uso do Metglas 2714A há uma dificuldade em equacionar corretamente a sensibilidade do sensor, pois são apenas fitas de material magnético enrolado, não se comportando da mesma forma como o esperado pelas equações demonstradas no capítulo anterior.

Fazendo a varredura em frequência para o ferrite e fazendo um comparativo

vê-se que aplicando cerca de 90 camadas de Metglas 2714A (1,98 mm de espessura e 55mm de comprimento) tem-se uma sensibilidade superior do que um núcleo toroidal de 20mm de diâmetro, 50mm de comprimento e permeabilidade $\mu=5000$.

Gráfico 6 - Comparativo da eficiência de tecnologias de núcleo para o Sensor 01

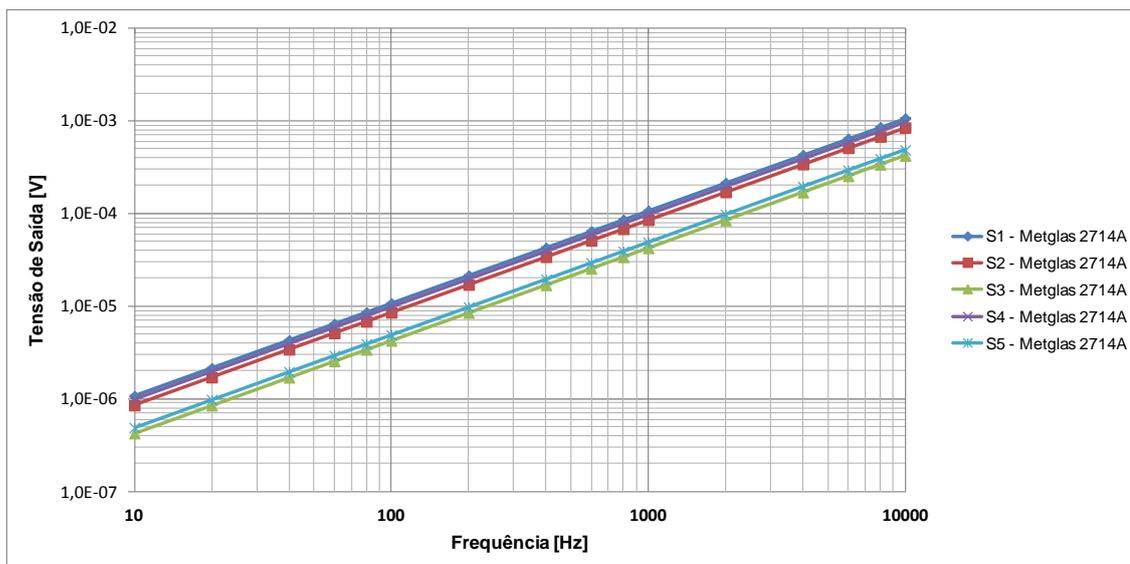


Fonte: produção do próprio autor

O ferrite é uma das formas mais comuns de núcleo disponíveis no mercado. É uma solução de baixo custo comparada a materiais mais nobres como o Metglas 2714A, porém deixa o sensor mais frágil a impactos mecânicos e com um peso muito maior.

Utilizando 90 camadas de Metglas 2714A nos sensores e aplicando novamente um campo de 1nT com a bobina 01, obtém-se o Gráfico 7.

Gráfico 7 - Sensores utilizando a mesma quantidade de Metglas 2714A



Fonte: produção do próprio autor

Com esse último teste define-se que a eletrônica deverá amplificar sinais com resolução de $1\mu\text{V}$ para conseguir varrer com precisão toda a faixa de frequência.

Segundo os estudos feitos por MALKOWSKI (2011) os materiais amorfos se comportam de forma diferente de acordo com a direção de campo aplicada a eles. Logo, para a construção de núcleos deve-se entender se existe um modo de enrolar as fitas de material magnético de forma que favoreça a passagem do fluxo magnético dentro das espiras.

Para este experimento foi construído dois tipos de núcleo utilizando Metglas 2714A em forma de fita, como mostrado na Figura 18. Sua vantagem em sensores magnéticos é a alta permeabilidade magnética e boa estabilidade com relação à temperatura (SASADA, 2003).

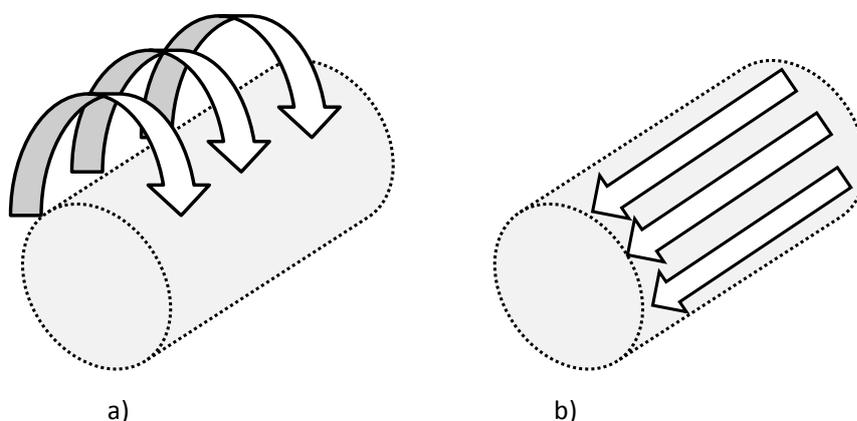
Figura 18 - Metglas 2714A em formato de fita



Fonte: produção do próprio autor

Foram criadas duas configurações de enrolamento do material em um núcleo não magnético cilíndrico como mostrado na Figura 19.

Figura 19 – Sentido de construção das camadas do núcleo, a) Núcleo 1 e b) Núcleo 2



Fonte: produção do próprio autor

Ambos os núcleos possuem 2 camadas de material Metglas 2714A que foram construídas a partir de tiras de mesmas dimensões, portanto a quantidade de material é a mesma para ambos os casos. O objetivo do experimento é de verificar se é possível detectar uma variação significativa de tensão de saída devido ao modo como esse material é aplicado.

3.4 Desenvolvimento da instrumentação eletrônica

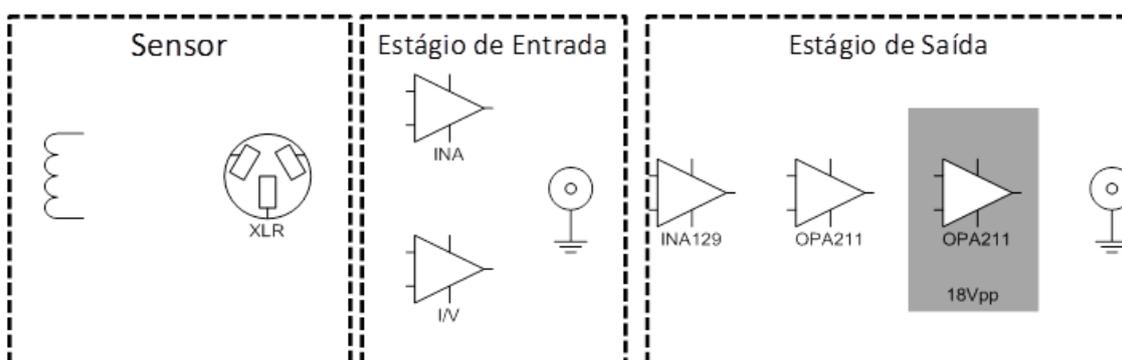
O circuito foi dividido em quatro blocos distintos: o pré-amplificador (entrada),

estágio amplificador (saída), circuito conversor analógico-digital e fonte de alimentação. A interface entre sensor até o estágio de saída é apresentado na Figura 20. O conversor analógico digital é conectado na saída do último OPA211 através de um cabo coaxial. O cabeamento dos sinais foi blindado e roteado de acordo com as propostas por OTT (1988). Sendo reduzidos laços de terra e aplicadas técnicas de blindagem de circuito. Conexões do tipo XLR foram utilizadas na interface entre sensor e eletrônica devido a sua capacidade de ser montado com cabos trançados e blindagem externa.

Devido a magnitude dos sinais a serem medidos estágio de pré-amplificação deve ter como preocupação maior o ruído na interface sensor amplificador. Portanto, a eletrônica deve possuir o menor ruído possível, assim como as conexões que transmitem o sinal.

Como abordado no capítulo anterior, há duas formas de amplificação do sinal obtido por um sensor indutivo: medindo diretamente a tensão, onde a amplitude do campo magnético e a frequência afetam a saída da bobina ou fazendo a integração e medindo o fluxo magnético, perde-se a informação sobre a frequência do sinal e apenas a amplitude é medida.

Figura 20 - Sistema proposto



Fonte: produção do próprio autor

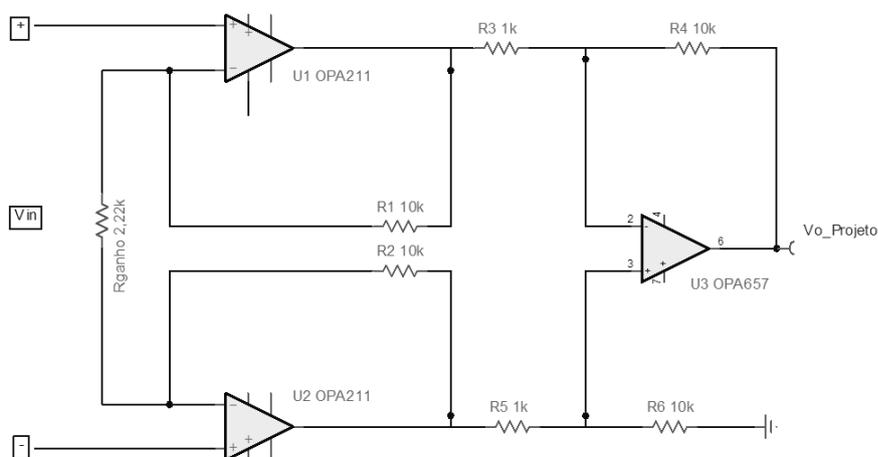
3.5 Estágio de entrada utilizando amplificador de instrumentação

Na Figura 21 é apresentado o esquemático do amplificador de instrumentação discreto confeccionado. Sua construção deve-se a restrições na compra de amplificadores de instrumentação melhores na época do desenvolvimento. Portanto, foram utilizados OPA211 da *Texas Instruments* como amplificador de entrada devido

a seu baixo ruído de tensão, cerca de $1,1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ segundo o fabricante

A saída do amplificador foi utilizado um OPA657 da *Texas Instruments* que possui uma impedância diferencial de $10^9\Omega$, muito alta quando comparada ao OPA211 que possui apenas $20\text{k}\Omega$. O que leva o amplificador a ter um bom balanceamento e mais precisão no CMRR do circuito, claro que isso ainda não impede problemas de CMRR já que o casamento das resistências é o fator determinante.

Figura 21 - Esquemático do amplificador de instrumentação projetado



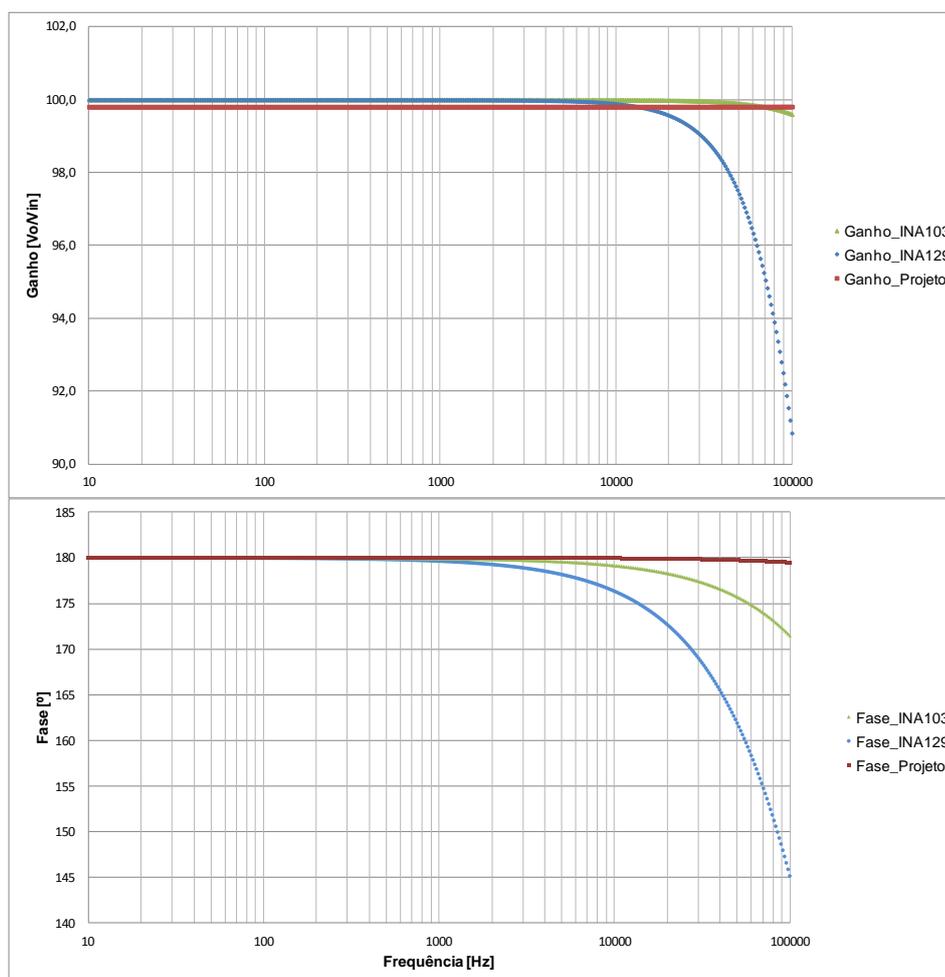
Fonte: produção do próprio autor

Para a avaliação da performance foram simulados a resposta em frequência comparando dois amplificadores de instrumentação comerciais o INA103 e o INA129, ambos reconhecidos por seu uso em aplicações biomagnéticas.

O Gráfico 8 apresenta o módulo e a fase dos três amplificadores com ganho 100 versus a frequência. Esse valor de ganho foi escolhido por ser um ganho que pode ser pré-definido no INA103 ao ligar dois pinos e fazer uma ligação interna no componente. E como descrito pelo fabricante será o ganho com melhor performance de ruído, já que o resistor de $60,06\Omega$ interno é confeccionado com precisão.

Nota-se um erro de fase um pouco menor que 5° no INA129 perto de 10kHz , além de perda de linearidade do ganho para a mesma frequência. Tanto o circuito projetado quanto o INA103 não apresentam não linearidades na faixa de projeto.

Gráfico 8 - Ganho e fase para os três amplificadores de instrumentação simuladas em PSPICE

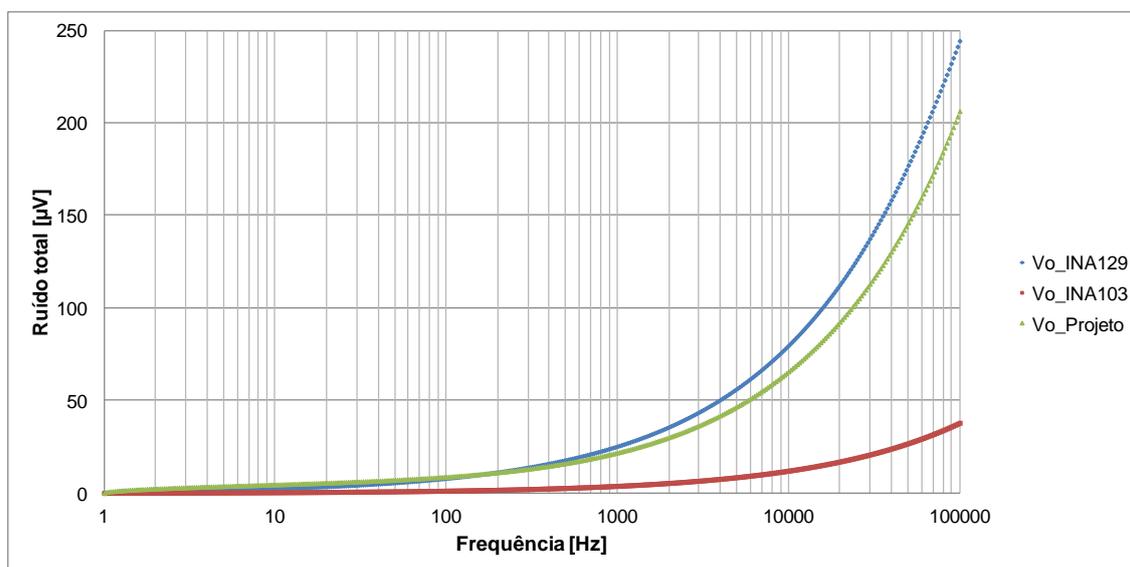


Fonte: produção do próprio autor

O Gráfico 9 mostra o comparativo entre o ruído gerado na saída dos amplificadores. Nota-se a vantagem clara do INA103 nesse quesito, apresentando $12\mu\text{V}$ em 10kHz contra $64\mu\text{V}$ do circuito projetado e $78\mu\text{V}$ do INA129.

Isso ocorre devido a importância de cada estágio no ruído do circuito. Ou seja, como mostrado no capítulo anterior o ruído do estágio de saída pode ser mais significativo do que o dos amplificadores de entrada. Lembrando que o OPA657 possui uma densidade de ruído de $4,8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Note que a curva apresenta o ruído RMS integrado até a frequência desejada. Ou seja, colocando-se um filtro passa baixas em 10kHz, por exemplo, os valores de ruído RMS existentes será os apresentados anteriormente.

Gráfico 9 - Comparativo do ruído gerado pelos três amplificadores de instrumentação simulado em PSPICE



Fonte: produção do próprio autor

3.6 Linearidade

O circuito do amplificador de transimpedância e o amplificador secundário possuem estágios de acoplamento AC e, portanto a verificação da linearidade utilizando níveis de tensão DC não é factível. Assim, para uma análise da linearidade do sistema serão avaliadas duas possibilidades: variação de níveis de tensão de entrada em uma frequência definida e, a resposta em frequência do amplificador.

Deve-se notar, no entanto, que essas duas avaliações não mostrarão que o circuito terá resposta linear com relação ao nível de tensão em toda a faixa de frequência.

Outra estratégia usada foi de avaliar cada parte do circuito separadamente e todo o sistema conectado, assim obteve-se curvas que servirão de base para os próximos experimentos.

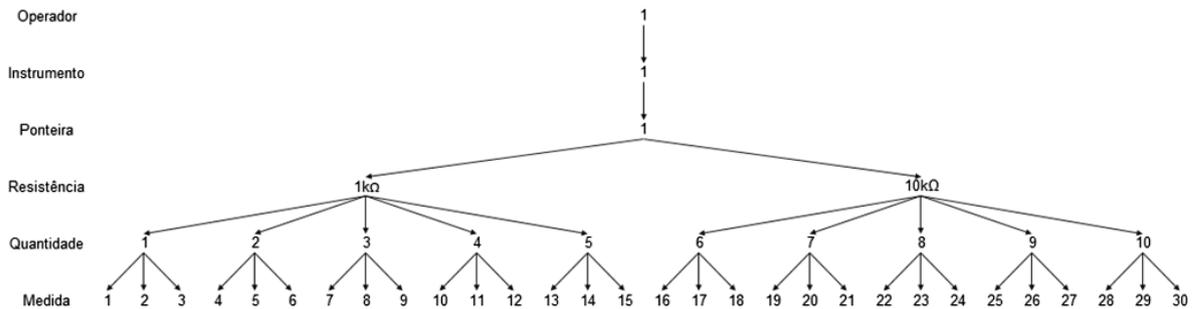
3.7 CMRR

Como explicado no capítulo anterior, um amplificador de instrumentação deve possuir um CMRR alto a fim de reduzir as tensões de modo comum em seus terminais. Sendo assim, foram utilizados resistores da marca KOA Speer com encapsulamento SMD 0805 e que possuem, segundo o datasheet 1% de variação,

que é um valor típico de mercado. Então para avaliar o nível de variação existente nos resistores comprados foi feito um estudo estatístico para conhecer melhor a variação que poderia ser esperada desse fabricante.

Para tal foi criada a árvore de amostragem da Figura 22, onde são analisados os valores de resistência utilizados numa amostragem de 5 resistores com 3 medidas de cada um. Foi utilizado o multímetro digital de 6 1/2 dígitos da marca Rigol, DM3062.

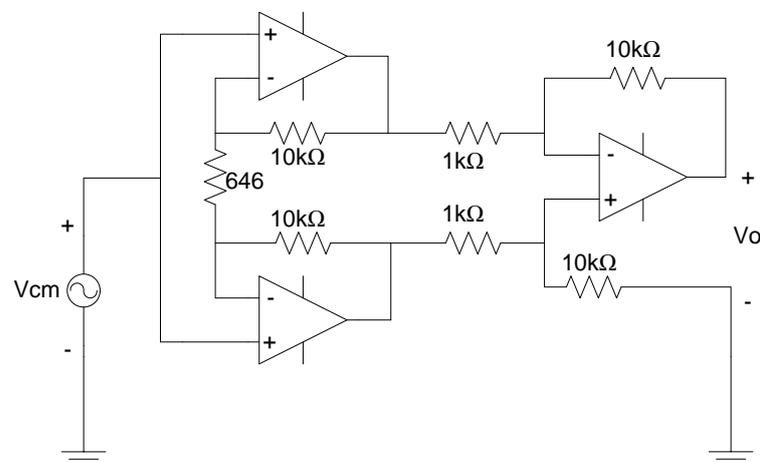
Figura 22 – Árvore de amostragem para verificação de variação do valor dos resistores



Fonte: produção do próprio autor

Para a verificação da capacidade de rejeição de modo comum do amplificador de instrumentação foi gerado um sinal senoidal de $4V_{pp}$ (V_{cm}) que foi aplicado de acordo com a Figura 23. A tensão V_0 foi medida e comparada com a tensão de entrada. O valor de CMRR é transformado em dB e deve-se, então, ser chamado de CMR.

Figura 23 - Esquema de ligação para o teste de CMRR do amplificador de instrumentação

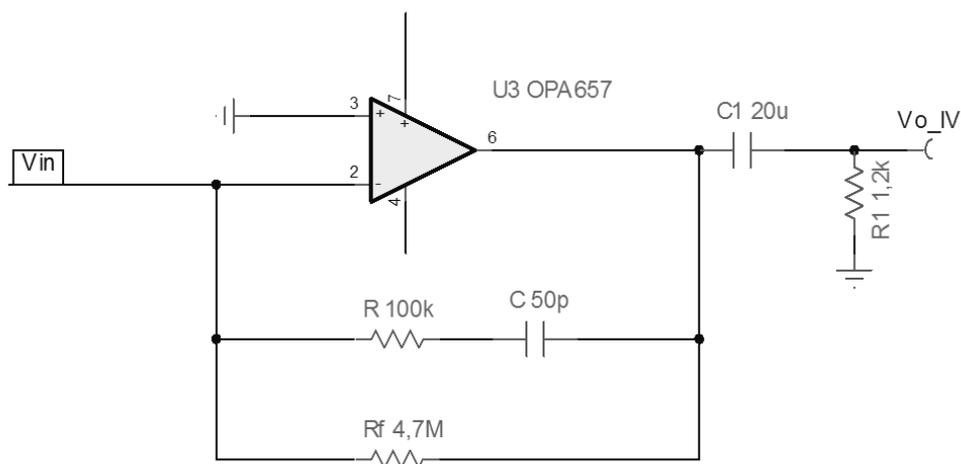


Fonte: produção do próprio autor

3.8 Estágio de entrada utilizando amplificador de transimpedância

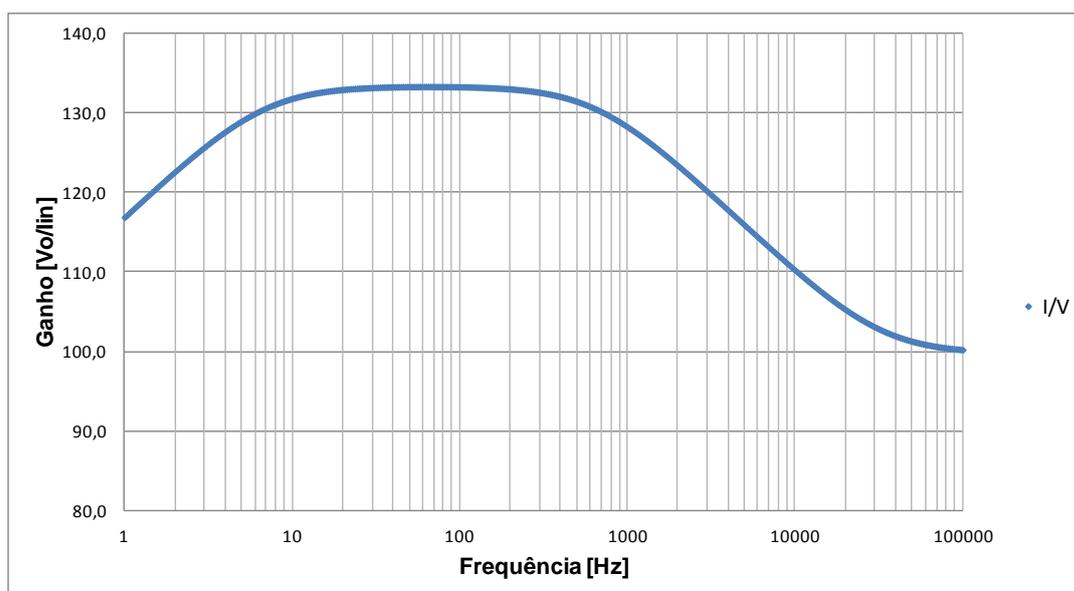
O amplificador de transimpedância foi projetado de acordo com o proposto por PRANCE (2000) que provê a amplificação de sinais entre alguns mHz e até 100kHz. Porém, foi modificado de forma a atender esse projeto.

Figura 24 - O Amplificador I/V projetado



Fonte: produção do próprio autor

Gráfico 10 - Resposta em frequência do amplificador de transimpedância simulada em PSPICE



Fonte: produção do próprio autor

A faixa de frequência utilizada para esse amplificador (Gráfico 10) foi menor devido a dificuldade em estabilizar o ganho para diversos tipos de sensores

(impedâncias) diferentes. A constante de tempo foi variada entre 800Hz a quase 6kHz para cada sensor. Para reduzir o nível DC na saída foi implementado um filtro passa alta.

Portanto, a conclusão para o uso desse tipo de amplificador é que ele deve ser projetado para um tipo específico de sensor e otimizado a partir daí.

3.9 Segundo estágio de amplificação

O segundo estágio utiliza-se de um INA129 na entrada do circuito com ganho de 40 e dois amplificadores inversores utilizando o OPA211, sendo o primeiro com ganho de 10 e o segundo com ganho variável.

O INA129 foi colocado na entrada com o objetivo de possibilitar o uso do amplificador em tensões maiores e que não necessitem de um pré-amplificador. Ele ainda possui uma correção de offset através de um potenciômetro conectado a um OPA657.

Filtros passa baixa passivos com frequência de corte em 10kHz foram inseridos entre cada amplificador desse estágio.

Para os testes o ganho total do circuito ficou fixado em 1716V/V,

O OPA211 foi utilizado como interface de saída com o conversor AD. Foi escolhido pela sua precisão e capacidade de estabilização de 700ns mesmo com ganhos de 100, o que evita que a aquisição seja feita enquanto a saída está sendo estabilizada.

3.10 Fonte de alimentação

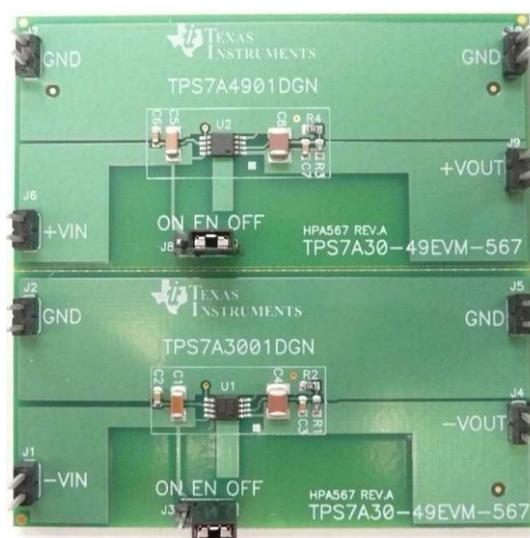
A alimentação do circuito pode ser feita utilizando duas baterias de 9V ou através da fonte simétrica e depois utilizando conversores DC-DC de baixo-ruído.

No primeiro caso a tensão de 18V simétrica é reduzida para 10V através de reguladores LM7805 e LM7905. Sendo que o último amplificador pode ser alimentado direto em 18V, aumentando a faixa de operação dinâmica do amplificador. Note que neste caso o circuito AD não poderá ser utilizado, pois a tensão de entrada é limitada em 3.3V.

Os conversores DC-DC utilizados foram o TPS7A4901 para gerar uma tensão positiva e o TPS7A3001 para gerar uma tensão configurável negativa (Figura 25). É uma solução comumente utilizada em aplicações biomédicas que exigem alta

precisão nos resultados. Sendo que o TPS7A4901 pode fornecer uma corrente máxima de até 150mA e o TPS7A3001 até 200mA com ruído de 50 e 15.1 μ Vrms, respectivamente (TEXAS INSTRUMENTS, 2013). Sendo que a fonte simétrica Politem POL-16B fornece tensão com um ruído de 1mVrms.

Figura 25 - Conversor DC-DC simétrico



Fonte: Texas instruments (2013)

3.11 Aquisição de dados

Para fazer a conversão dos dados em formato analógico para digital de forma que o pós-processamento possa ser feito, uma plataforma de aquisição de dados foi construída.

O conversor analógico-digital (AD) deverá ser capaz de fazer aquisições na faixa de frequência de interesse, 10Hz a 10kHz e adquirir os sinais enviados pelo conjunto de amplificadores já apresentado.

A plataforma computacional proposta se baseia no programa desenvolvido pela *National Instruments* e comumente utilizado em sistemas de aquisição de dados e controle: o LabVIEW®. Esse programa utiliza o conceito de linguagem de programação gráfica e auxilia no interfaceamento entre o mundo analógico e digital, pois possui em sua base diversos controles (*drivers*) para comunicação serial, filtros e geração de gráficos entre outros.

O microcontrolador escolhido foi o da família ARM Cortex-M0+ da *Freescale*®. A empresa produz uma placa chamada KL25Z, conhecida também por plataforma *Freedom*. Um descritivo mais detalhado da capacidade dessa plataforma é

apresentado na Tabela 7.

Figura 26 - Plataforma Freedom da Freescale



FONTE: FREESCALE (2013)

A Figura 26 mostra a aparência da plataforma *Freedom* da *Freescale*. Existem diversas versões dessa placa, porém a escolhida foi a que ofereceu o melhor conversor AD – 16bits. Outra facilidade é a tecnologia de gravação *OpenSDA*, a qual permite que o código seja gravado na placa da mesma forma que um arquivo é salvo em uma unidade de memória portátil (*flash disk*).

Tabela 7 - Descritivo da plataforma Freedom - KL25Z

Família	CPU	Flash	USB	Conversor Analógico-Digital	DMA
MKL25Z128VLK4	48MHz	128KB	Sim	16-bit, 1x14Ch	4 canais

FONTE: Freescale, 2013

Outra capacidade da plataforma *Freedom*, porém não utilizada nesse trabalho, é uma barra sensível a toque. Possibilitando a construção de uma interface de aquisição mais amigável no futuro.

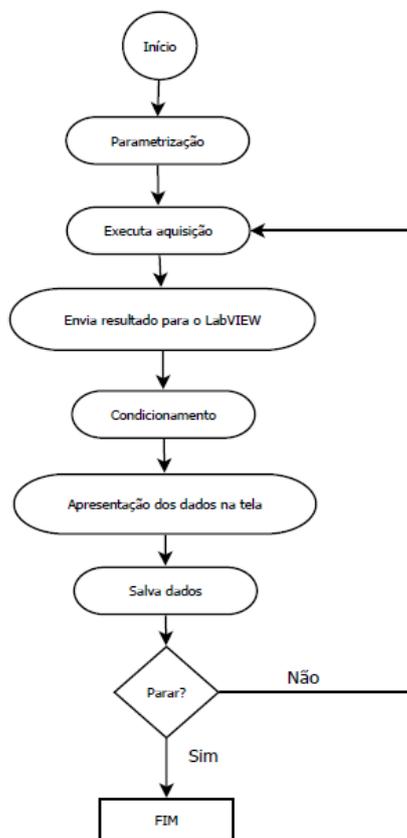
O programa foi desenvolvido com o intuito de possuir algumas funcionalidades de um osciloscópio e de um analisador de espectro. Podendo ser usada como uma plataforma de aquisição de dados dedicada, sem depender de equipamentos mais caros para funcionar. Assim, o programa tem a capacidade de fazer análise no domínio do tempo e na frequência, extraindo informações das

curvas e as salvando em um arquivo de extensão de texto. Há ainda a capacidade de filtragem digital, sendo que o usuário escolhe e configura o tipo de filtro desejado.

Na Figura 27 é apresentado o fluxograma do sistema de aquisição, o qual inicia um evento de aquisição de dados ao comando do usuário em blocos de 100 amostras em três frequências de amostragem selecionadas pelo usuário: 1kHz, 10kHz e 100kHz. Cada bloco de amostras é enviado via USB para o computador com LabVIEW e então, condicionado com um filtro passa banda configurável. Por padrão esse filtro atua entre 10Hz e 10kHz com ganho unitário na banda passante.

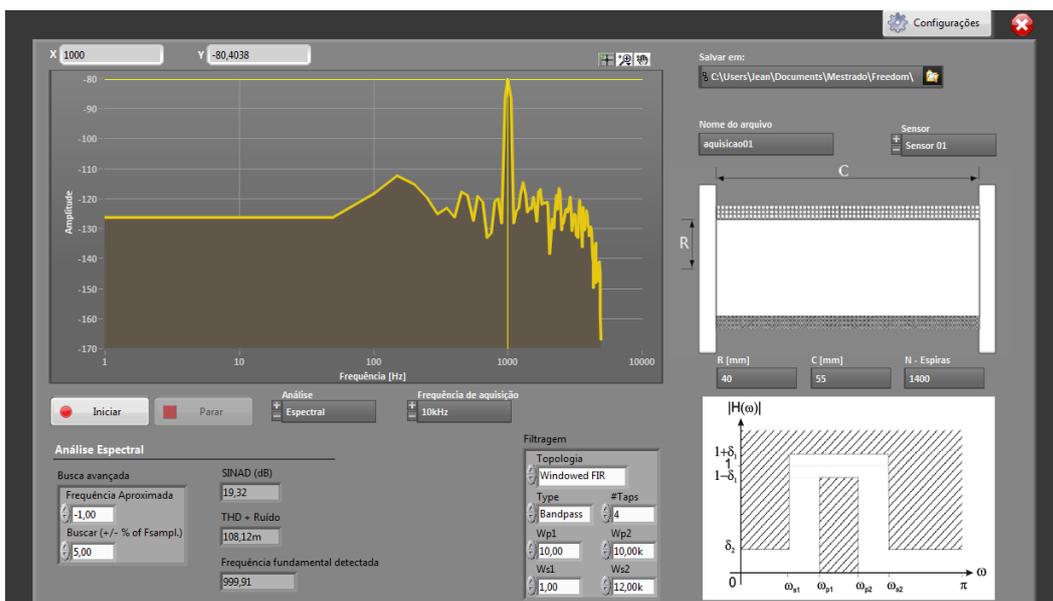
A Figura 28 apresenta um exemplo de tela do programa produzido em LabVIEW para a aquisição de dados. Nela vê-se as opções de escolha que o usuário tem, como análise em frequência e no tempo, frequência de aquisição, obtenção de dados via cursor. Além disso, conta com ferramentas automáticas de medidas, tais como detecção de frequência fundamental e do SINAD (relação sinal ruído e distorção) da medição. Uma possibilidade da ferramenta desenvolvida é da aplicação de condicionamento do sinal adquirido com um filtro passa banda já pré-configurado, algo que geralmente não é encontrado em equipamentos comerciais.

Figura 27 - Fluxograma do programa de aquisição de dados



FONTE: Produção do próprio autor

Figura 28 - Exemplo de tela da interface em LabVIEW



FONTE: Produção do próprio autor

Mais imagens estão disponíveis nos anexos.

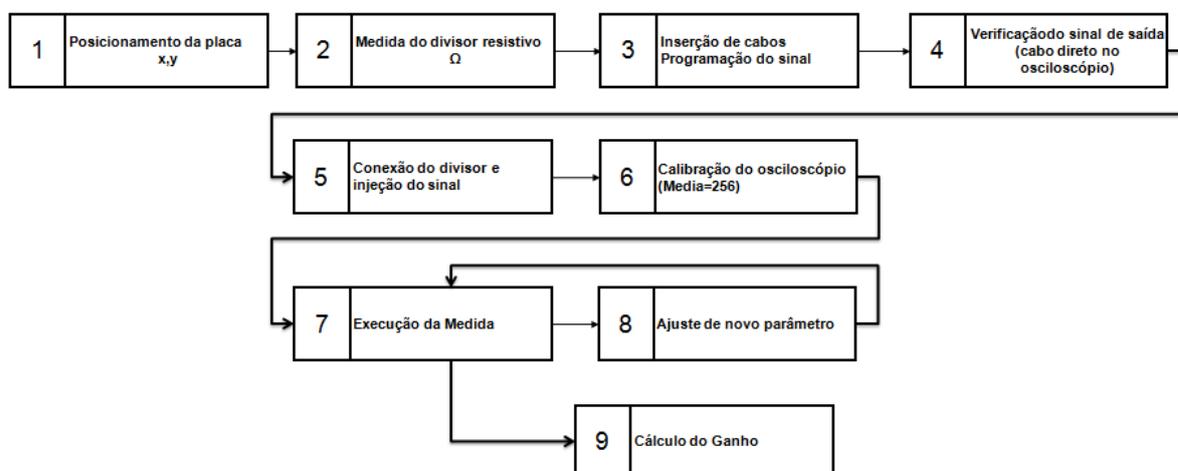
3.12 Metodologia de ensaio

Para garantir que durante as medições todos os possíveis ruídos sejam minimizados ou conhecidos, um método deve ser seguido.

Antes de iniciar as medições o engenheiro deve projetar seu sistema de forma a entender em cada etapa as possíveis influências na sua medição para a determinada grandeza que irá aferir.

Assim como a conceituação de todo o sistema, utilizam-se mapas que possibilitam a discriminação de cada etapa do processo. A Figura 29 mostra o mapa utilizado para executar as medições de linearidade. Cada etapa dessa figura é explicada nos itens abaixo.

Figura 29 - Mapa de processo simplificado para medidas de linearidade



Fonte: produção do próprio autor

3.12.1 Etapa 1

O posicionamento da placa eletrônica pode ter influência no sinal de saída. Isso ocorre principalmente devido as diversas fontes de ruído que existem perto dessa eletrônica. Logo, quanto mais próxima a placa é posicionada a uma fonte de ruído, maior a distorção no sinal de saída. Algo que ocorreu nas medições foi a existência de frequências fixas, como por exemplo, 50kHz devido a fontes chaveadas próximas do local onde eram feitas as medições e que acabaram por afetar os resultados. Mesmo sinais de celulares próximos podem afetar muito medições na ordem de μV , criando oscilações no circuito devido a transferência de dados e voz do aparelho.

Então, durante cada rodada de medição todas as placas foram fixadas de forma que não movessem durante a inserção e remoção de cabos.

Nessa etapa a eletrônica fica, ainda, sujeita a variações de quantidade de interferência no dia da medição. Ou seja, executar medições durante a semana é diferente de fazer a mesma medição durante um final de semana onde há poucas cargas ligadas na rede.

3.12.2 Etapa 2

Foram construídas nesse trabalho dois tipos de carga padrão: uma com comportamento similar as ponteiras indutivas e outra puramente resistiva. Ambas foram montadas numa caixa plástica envolta com fita adesiva de cobre, muito utilizada em blindagem de captadores para instrumentos musicais. Antes da rodada

de um experimento a resistência da carga é medida para evitar qualquer erro no comparativo entre medições feitas em dias diferentes ou em configurações diferentes.

3.12.3 Etapa 3

Para essa etapa necessita-se usar os cabos certos para cada parte do circuito (OTT, 1988). É importante utilizar conexões de baixa força de inserção e extração, pois isso ajudará a evitar que a eletrônica mova ou que componentes internos da placa sejam danificados numa simples conexão de fio. Para isso em pontos onde o número de inserções e extrações seria grande, conectores do tipo XLR foram utilizados. Isso permitiu o uso de uma malha de terra em volta do condutor e uma conexão simples de terra.

3.12.4 Etapa 4

Esse procedimento garante que o nível de tensão na saída do gerador de sinais está correto, pois geralmente o valor indicado no gerador não condiz com o valor lido no osciloscópio. Essa pequena diferença, geralmente na ordem de μV ou mV pode ser significativa na leitura e aferição de pequenos sinais.

3.12.5 Etapas 5, 6

Configurações sistemáticas do osciloscópio, sendo o número de médias mostrado na Figura 29 apenas um indicativo.

3.12.6 Etapas 7, 8 e 9

É executada a medição da amplitude do sinal utilizando cursores. A tensão de entrada é calculada com base no divisor resistivo e na tensão aplicada. Com essas informações obtém-se o ganho do circuito.

Nota-se que a etapa 8 só envolve uma alteração de valor de amplitude de saída ou de frequência do gerador de sinais, e também ajustes no osciloscópio.

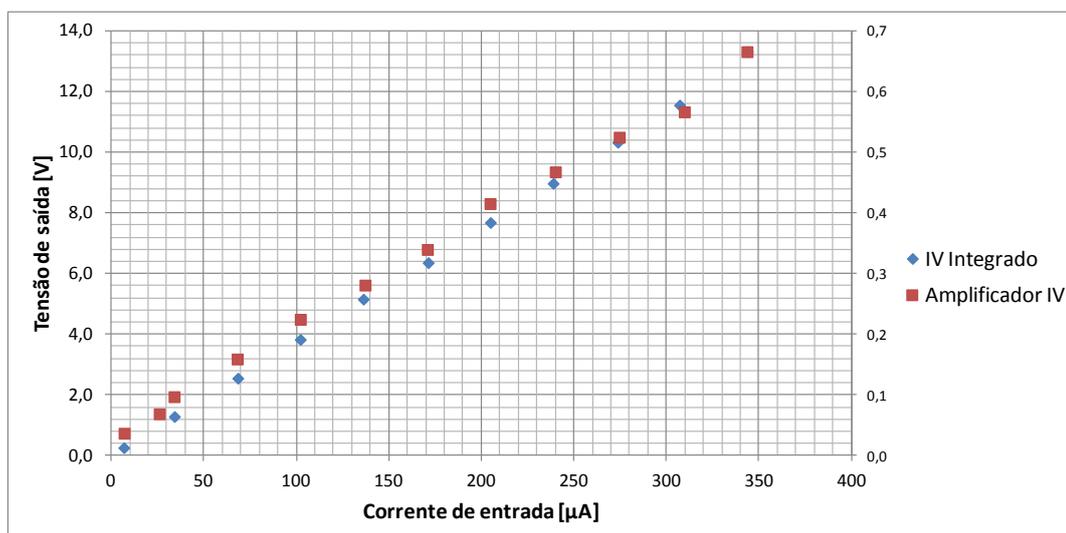
A verificação do sistema foi iniciada pela eletrônica, pois antes de se obter as medidas deve-se saber o grau de incerteza de medição e possíveis não linearidades do circuito.

4 Resultados

Nesse capítulo são apresentados os resultados obtidos nas experimentações realizadas em bancada. As primeiras verificações foram referentes a estabilidade da eletrônica, ou seja, linearidade com a amplitude da entrada e da saída pela frequência.

No Gráfico 11 é apresentada a curva de linearidade para o amplificador de transimpedância. Sendo a curva Amplificador IV a resposta apenas do amplificador corrente-tensão e IV integrado a curva de resposta com o amplificador IV ligado com o estágio de amplificação secundário. Foi utilizado um divisor resistivo e um gerador de tensão que foi alterando a corrente que circulava na carga medida.

Gráfico 11 - Linearidade do amplificador I/V e de todo o sistema

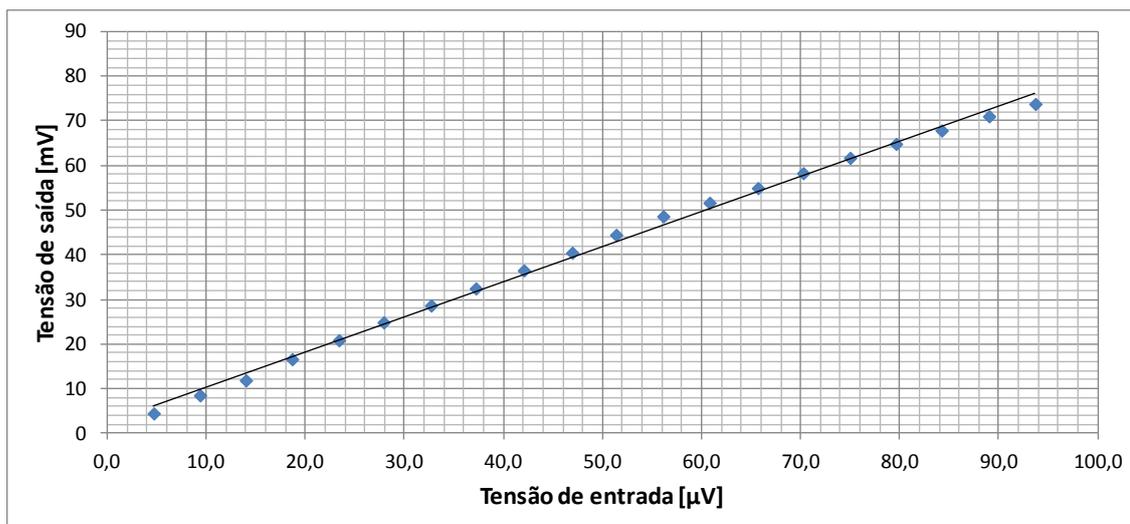


Fonte: produção do próprio autor

Dada à magnitude dos valores a saída do amplificador IV apresenta erros de medição, por isso uma leve distorção é vista no gráfico acima.

O mesmo método foi usado para caracterizar o amplificador de instrumentação projetado (Gráfico 12), porém para esse amplificador a curva de linearidade praticamente não apresentou distorções nas tensões de saída.

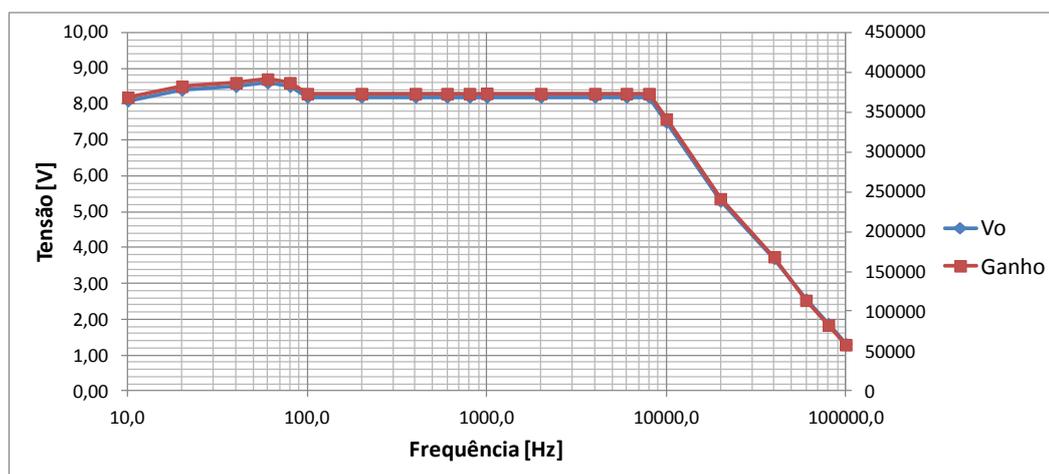
Gráfico 12 - Linearidade do amplificador de instrumentação com ganho médio de 308 em 1kHz.



Fonte: produção do próprio autor

A resposta em frequência do amplificador de instrumentação montado no sistema é apresentada no Gráfico 13. As variáveis de saída são V_o e o ganho total do circuito na faixa de frequência de interesse. Essa medição foi feita utilizando um divisor resistivo entre $R_1=218\text{ k}\Omega$ e $R_2=48,08\ \Omega$ com uma tensão aplicada no divisor de 100 mVpp .

Gráfico 13 - Curva de resposta em frequência do Amplificador de instrumentação projetado



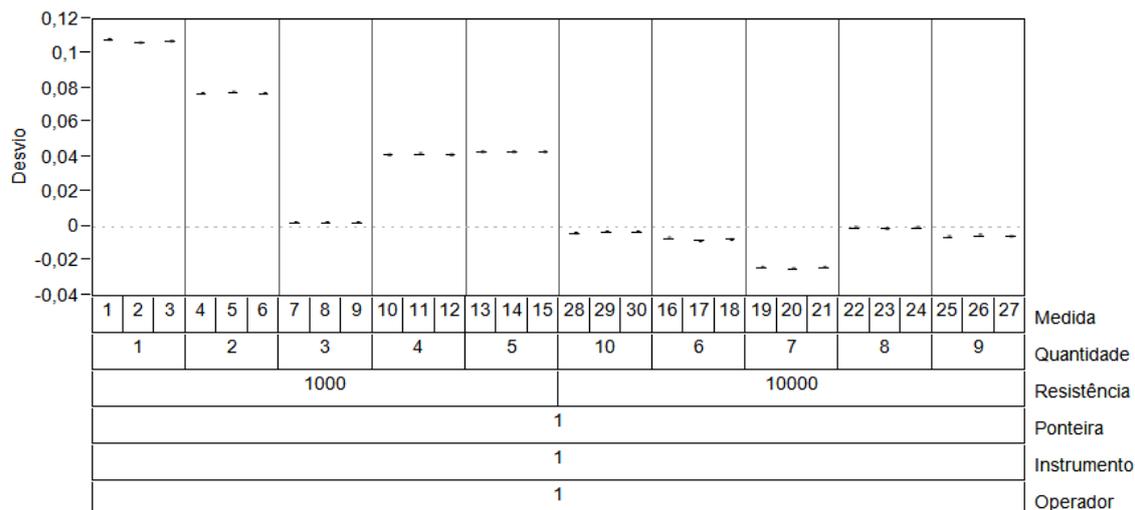
Fonte: produção do próprio autor

Observa-se um comportamento não linear em frequências abaixo de 100 Hz , provavelmente devido ao baixo valor de CMR do circuito de instrumentação, assim interferências da rede 60 Hz afetaram a precisão da medição. Além disso, há contribuição do ruído $1/f$ que afeta a performance de amplificadores nas baixas frequências.

As amostras foram comparadas com relação ao erro de medição versus as

suas resistências nominais (1k Ω e 10k Ω). Vê-se na Figura 30, que no pior caso existe uma variação de 0,1% em relação a nominal para o resistor de 1k Ω , podendo haver uma diferença teórica de 0,2% entre duas resistências. Já as resistências de 10k Ω possuem um comportamento muito bom em relação a nominal e poderia gerar uma variação entre resistências de 0,04%.

Figura 30 – Curva de variabilidade para os resistores do amplificador de instrumentação



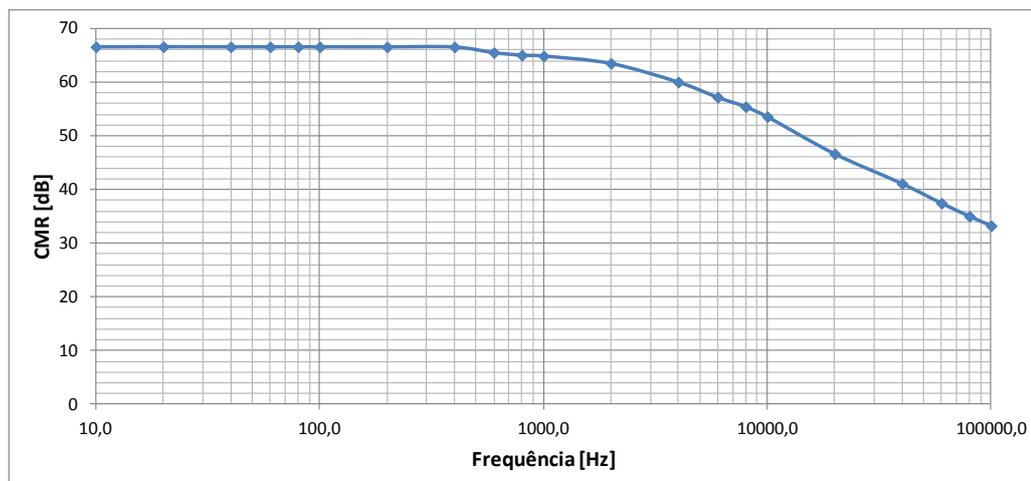
Fonte: produção do próprio autor

Isso implica que pode haver, no pior caso, o amplificador de instrumentação com rejeição de modo comum com cerca de 50dB.

Essa avaliação é importante para a determinação do fabricante do componente caso o amplificador seja produzido em volumes maiores. Sendo que deve ser avaliado, também, diferenças entre lotes e entre fabricantes.

Mesmo com as resistências casadas um valor de 66dB na rejeição de modo comum foi obtido nas medições, como mostrado no Gráfico 14. Valor que é muito baixo para um amplificador de instrumentação. Por exemplo, o INA 129 possui um CMRR de 86dB em frequências até 100Hz e ganho unitário e o INA103 podem chegar a 125dB com ganho 100 para frequências até 60Hz.

Gráfico 14 - CMRR medido do amplificador de instrumentação



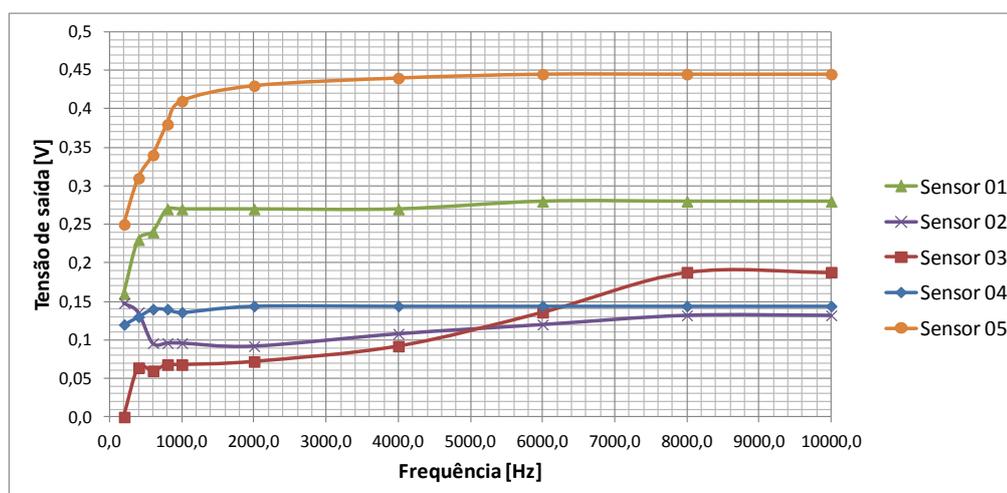
Fonte: produção do próprio autor

Portanto, o amplificador de instrumentação deve ter um estágio diferencial utilizando algum produto encapsulado. Um exemplo seria o INA157 que possui 96dB de CMR ou utilizar um amplificador INA103.

4.1 Experimento 01

Nesse experimento pode-se comparar individualmente o comportamento de cada tipo de amplificador com um sinal aplicado de $4nT \pm 3\%$ na bobina 01. O Gráfico 15 mostra a resposta em frequência para o amplificador IV utilizando cada sensor indutivo com núcleo a ar.

Gráfico 15 – Curva de resposta em frequência do Amplificador de transimpedância

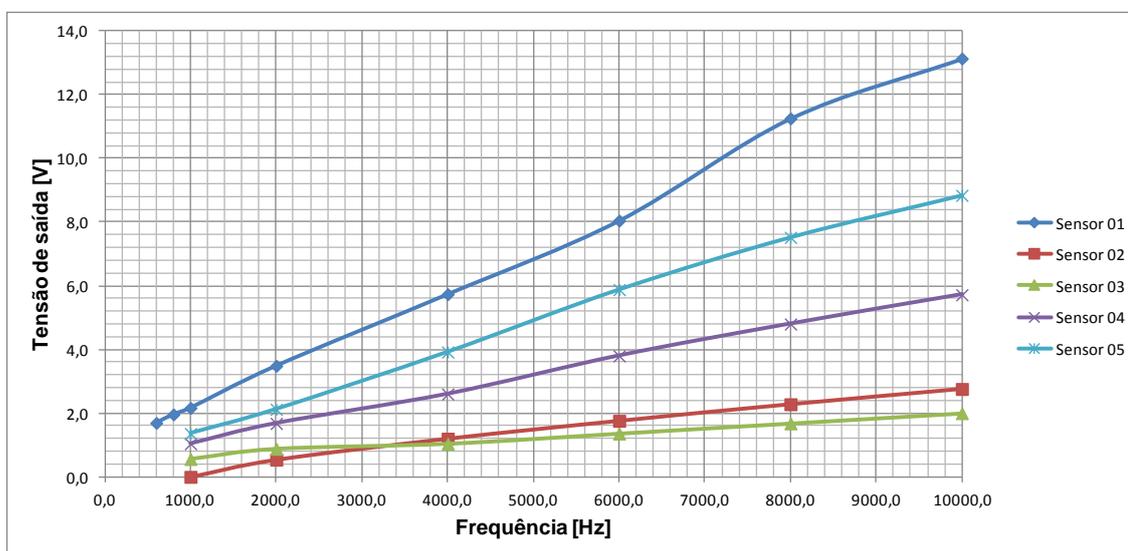


Fonte: produção do próprio autor

Para o amplificador de transimpedância nota-se que a compensação atua apenas em frequências próximas de 1kHz.

No Gráfico 16 mostra a resposta em frequência para o amplificador de instrumentação projetado com ganho de 308 e sendo aplicado o mesmo campo de $4nT \pm 3\%$ para a bobina 01.

Gráfico 16 – Curva de resposta em frequência do Amplificador de instrumentação



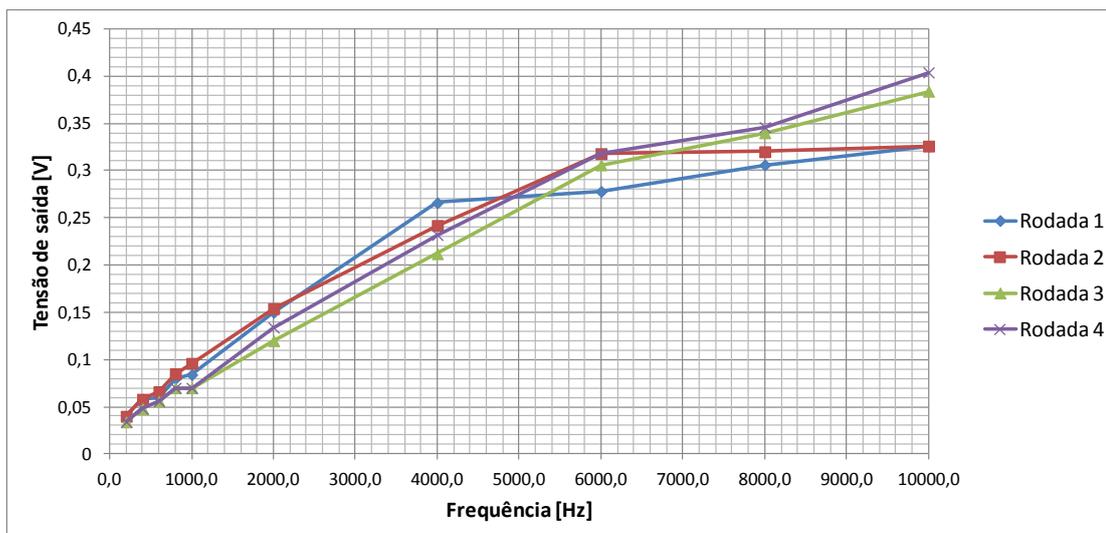
Fonte: produção do próprio autor

Sinais inferiores a 1kHz apresentaram muito ruído e não forneceram uma resposta linear e foram removidos do gráfico para maior clareza.

4.2 Experimento 02

Nesse estudo foram construídos dois núcleos com enrolamentos feitos a na direção axial e radial como apresentado no capítulo anterior. O Gráfico 17 mostra os resultados para o amplificador IV e o Gráfico 18 para o amplificador de instrumentação. Para o teste foram utilizadas 2 camadas de Metglas2714A para o sensor 2 (Rodadas 1 e 3) e 3 (Rodadas 2 e 4). As rodadas 1 e 2 mostram o enrolamento de forma perpendicular ao eixo do núcleo (N1) e as rodada 3 e 4 com o enrolamento de Metglas2714A ao longo do eixo do núcleo (N2).

Gráfico 17 - Comparativo entre rodadas com o amplificador IV nas condições do teste 2

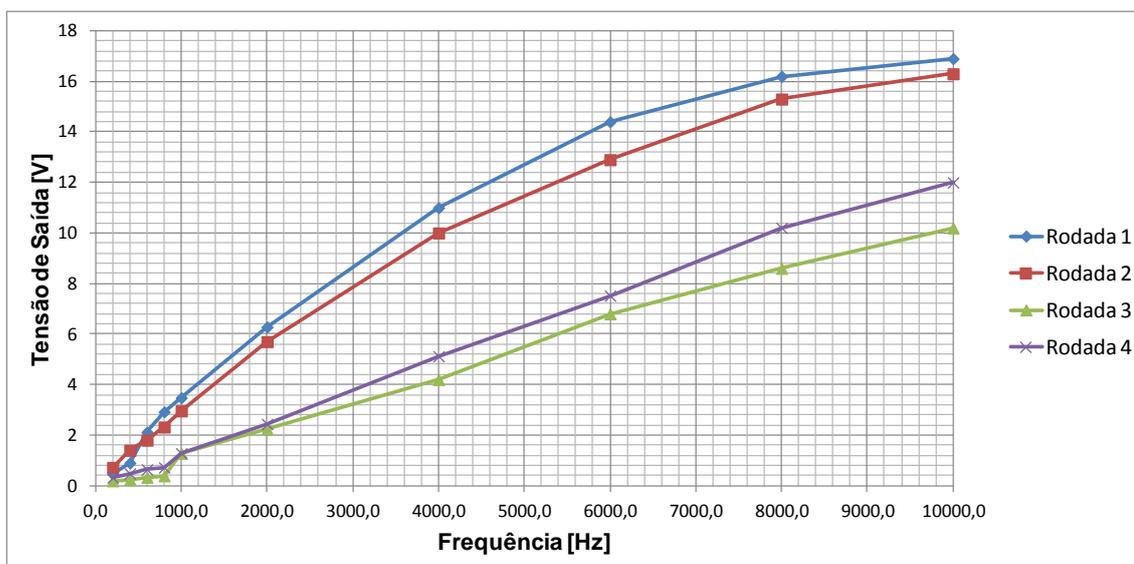


Fonte: produção do próprio autor

Nota-se que não há diferença perceptível de sensibilidade para diferentes tipos de enrolamento e com essa quantidade de material quando um amplificador IV é utilizado. A diferença notada entre 8kHz e 10kHz é devido à quantidade de espiras de cada sensor.

No Gráfico 18 a diferença entre sensores fica mais evidente e nota-se que nas rodadas 2 e 3 há uma perda de eficiência, mas como há troca de núcleos e sensores nesse caso, não é possível afirmar que o enrolamento cause alguma perda de eficiência, pois a variação de medição ainda foi muito grande.

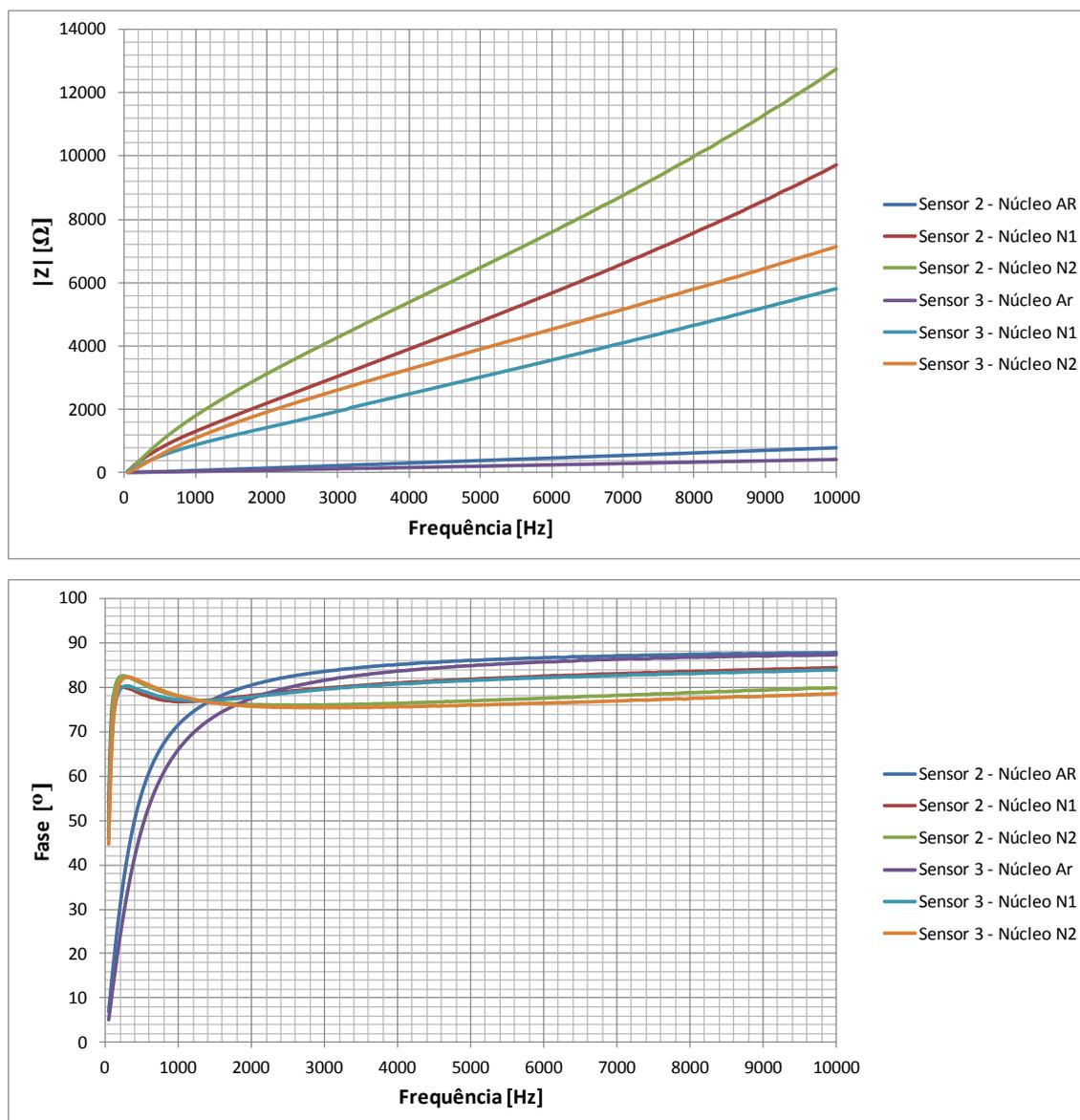
Gráfico 18 - Comparativo entre rodadas com o amplificador de instrumentação



Fonte: produção do próprio autor

No Gráfico 19 são apresentadas as curvas de módulo e fase para os sensores 2 e 3 utilizando as topologias de núcleo propostas no experimento 02.

Gráfico 19 - Comparativo entre o módulo da impedância e fase com a aplicação dos núcleos



Fonte: produção do próprio autor

Quando as curvas de impedância e fase dos sensores 2 e 3 são observadas, nota-se um comportamento distinto entre cada tipo de núcleo. O núcleo N2 provoca um aumento do módulo da impedância e uma variação mais brusca de fase quando comparado com os mesmos sensores utilizando o núcleo 01.

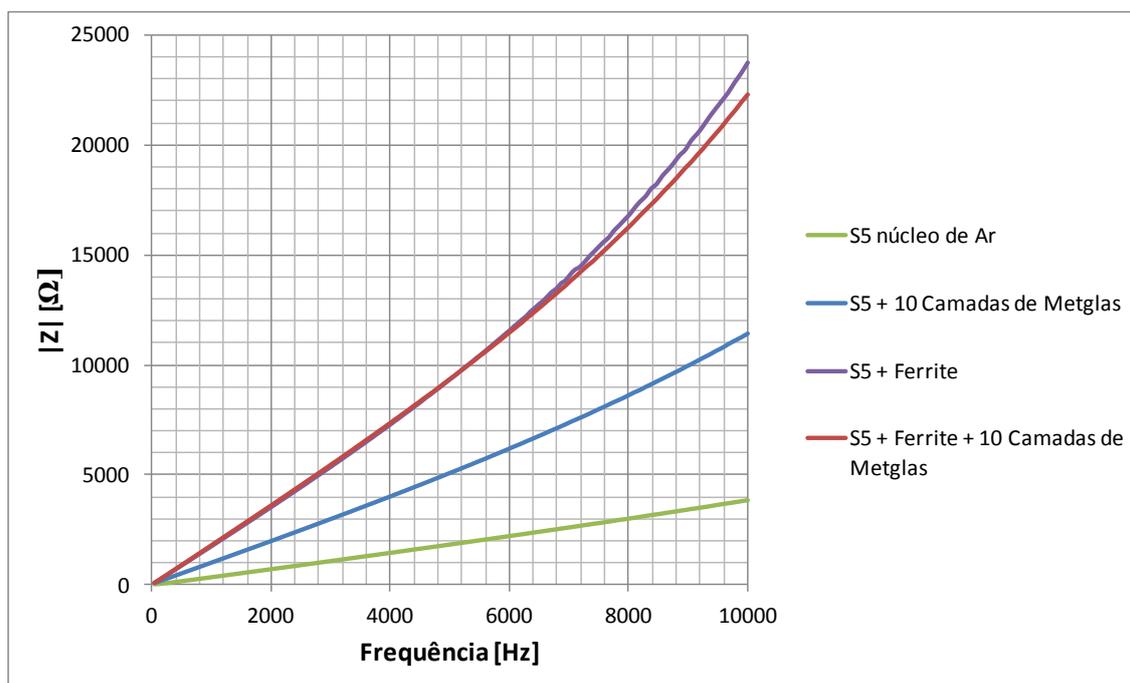
4.3 Experimento 03

Com o objetivo de aumentar a resposta de um sensor utilizando materiais de

alta permeabilidade como núcleo fez-se um experimento somando o ferrite Thorton $\mu=5000$ com duas versões de sobrecamadas com Metglas2714A.

Um comparativo interessante é do efeito de um ferrite com permeabilidade de 5000 no centro do sensor 5, Gráfico 20. Apesar da clara vantagem da aplicação do ferrite vê-se que com apenas 10 camadas de fita de alta permeabilidade um aumento da impedância é obtido.

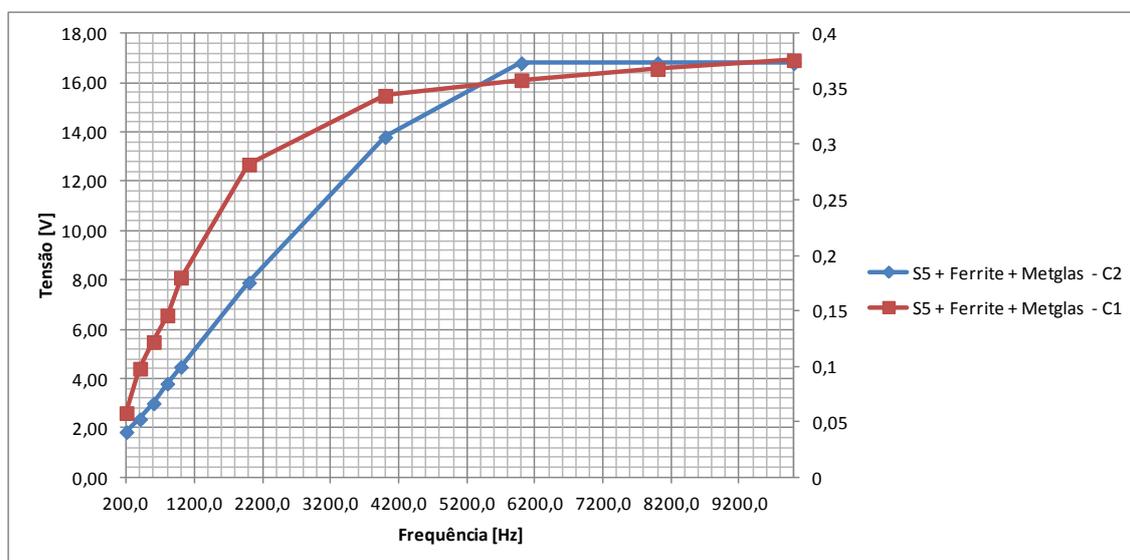
Gráfico 20 - Comparativo do módulo da impedância a inserção de núcleos magnéticos



Fonte: produção do próprio autor

Fazendo a verificação da tensão de saída com o amplificador de instrumentação (C1) e IV (C2), obtém o Gráfico 21. O amplificador de instrumentação seguiu linearmente até aproximadamente 4kHz quando saturou. Mostrando assim, a possibilidade de aperfeiçoar o sensor aplicando duas tecnologias diferentes.

Gráfico 21 - Comparativo entre as leituras do Circuito 1 e 2 para o Sensor 5 com ferrite e Metglas



Fonte: produção do próprio autor

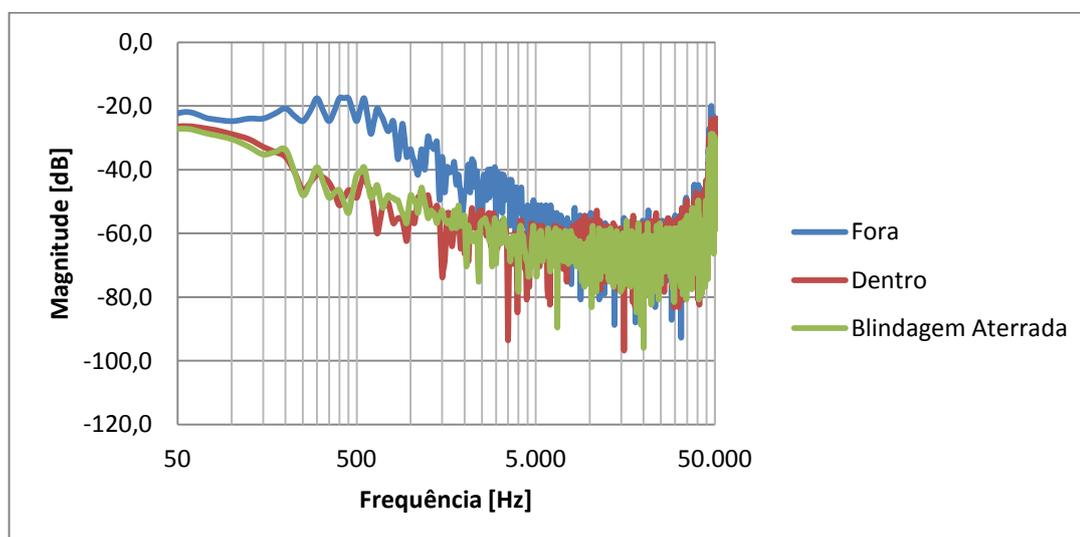
Observou-se um aumento abrupto da tensão quando o ferrite e o metglas foram colocados juntos no interior do sensor 5.

4.4 Experimento 04

Foi realizado um comparativo da eficácia da blindagem utilizada na bobina 01. Para fazer esse comparativo foram avaliadas três situações: sensor fora da blindagem, dentro da blindagem construída e com a blindagem aterrada.

A curva de ruído nas três configurações propostas é apresentada no Gráfico 22.

Gráfico 22 - Comparativo da eficiência da blindagem

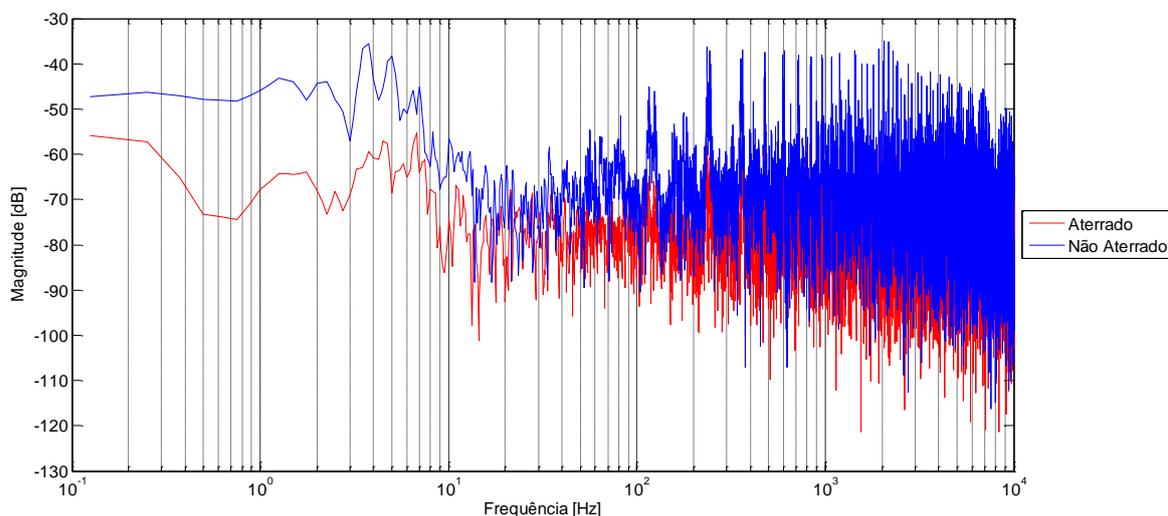


Fonte: produção do próprio autor

A blindagem não teve uma eficácia tão grande, pois ela apenas cobre a bobina 01 e não fecha as laterais do tubo plástico (NAGASHIMA, 2003). Três possibilidades na otimização dessa blindagem são: aumentar a distância que ela fica da bobina (raio), fazer o fechamento das laterais e finalmente, implementar uma blindagem de campo elétrico externa a essa blindagem. Essa última ação serve para evitar a saturação do material com ruídos do ambiente.

A Figura 31 mostra a eficiência de uma blindagem passiva de alumínio aterrada aplicada no centro da bobina 02. Essa cobertura de alumínio possibilitou uma melhoria de até 30dB em frequências acima de 100Hz.

Figura 31 - Eficiência da blindagem na bobina 02



Fonte: produção do próprio autor

5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi desenvolvido um sistema de medição de campo magnético utilizando uma metodologia de separação e identificação de componentes do sistema para detectar as possíveis causas de ruído.

O sistema com apenas um conversor corrente tensão como é comumente apresentado na literatura não é eficaz em toda a banda analisada, pois é suscetível a tensões de modo comum. Porém a ideia de um conversor desse tipo ainda é interessante já que não tem o problema da saturação em altas frequências como no amplificador de instrumentação. Sua linearidade em amplitude ficou aproximadamente 5%.

O amplificador de instrumentação apresentou uma linearidade de $\pm 1\%$ em amplitude e $\pm 1,5\%$ para frequências acima de 100Hz devido a capacidade do sistema em ser montado de várias formas, possibilita que seja usado com outros fins. Pelo estudo estatístico feito vê-se que não é factível a construção de um amplificador desse tipo sem o casamento perfeito dos resistores do estágio diferencial. Portanto para a melhora do CMR devem-se encontrar componentes casados para este estágio, já que a performance de ruído dos amplificadores de entrada foi aceitável. O uso de um amplificador como INA103 pode-se chegar a resultados melhores pois haverá um ruído produzido pelo componente menor que o da topologia proposta.

Infelizmente esse amplificador só foi possível ser testado de forma parcial, já que nenhuma blindagem específica foi construída para o mesmo. Isso deve-se a obtenção desse componente pouco tempo antes desse trabalho ser concluído. Ainda assim, sua curva de ruído para a bobina 2 mostrou-se interessante para futuras aplicações.

Outra possibilidade para a melhoria do ruído dos amplificadores de instrumentação é a técnica de paralelismo de amplificadores, mostrada por KAY (2012). Utilizando essa técnica pode-se combinar diversos amplificadores e ter um ruído RMS algumas vezes menor do que o ruído produzido por apenas um amplificador.

A geração de campo com a bobina de Helmholtz conseguiu prover campos de, teóricos, pT, mas como descrito no texto sua homogeneidade passível de otimização por diferentes arranjos de espiras. Os campos medidos com essa bobina

foram da faixa de nT. A maior dificuldade na construção de uma bobina de Helmholtz é garantir o dimensional da circunferência e espaçamento corretos entre espiras. A utilização de tubos PVC auxiliou nesse ponto pois além do controle de injeção de plásticos ter uma variação baixíssima e possibilitar o posicionamento das espiras, o baixo custo mostrou-se interessante para construção de pequenos sistemas de medição de campo magnético.

A bobina 02 é maior que a primeira bobina construída e pode gerar um campo homogêneo em uma região maior do espaço. Uma otimização proposta por RIPKA (2001) é de aplicar uma blindagem para campos elétricos. Isso foi implementado no duto plástico que possibilita a movimentação do sensor com uma melhoria de até 30dB de redução de ruído.

A blindagem foi executada de acordo com o artigo produzido por SASADA (2006), onde mostra que há ganhos significativos no fator de blindagem caso sejam usados materiais magnéticos de altíssima permeabilidade – como é o caso do Metglas 2714A e 2705M. Em seu trabalho com blindagem magnética ele propõem blindagens passivas que utilizam várias camadas de material magnético e blindagens ativas que são excitadas em frequências maiores que as de interesse. Porém ele não aborda com detalhes o modo construtivo dessas bobinas e uma informação faltante acerca do espaçamento entre camadas, que por meio de algumas experimentações viu-se que quanto mais distantes uma camada está da outra menor o campo total no centro das camadas.

Uma boa blindagem e aterramento dos sensores e de seus cabos também são um caminho para melhorar a relação sinal-ruído do sensor. A blindagem de alumínio evitaria o acoplamento de campos eletromagnéticos no sensor, fazendo que ele fique sensível apenas a campos magnéticos gerados pela bobina. Notou-se esse comportamento ao aterrar a blindagem de material metálico e ver uma redução considerável de ruído em alta frequência. Pode-se também dividir o sensor em dois blocos de espiras e fazer a ligação do ponto central entre esses dois blocos nessa blindagem RIPKA (2001).

O sistema não atendeu completamente o objetivo, já que não apresentou uma boa resposta na faixa entre 10Hz e 100Hz ao medir campos com algumas unidades de nT. Isso ocorreu devido a interferência eletromagnética que afetava os sensores. Ainda assim, possibilitou a construção de um amplificador de instrumentação com ganho total maior que 353000, ou seja, capaz de ler sinais na ordem de μV em

frequências até 10kHz. Sendo que a otimização desse amplificador passível com o melhor casamento de componentes e melhor layout no circuito. Ou simplesmente, aplicando uma entrada com diversos INA103 em paralelo de tal forma que o ruído de entrada seja reduzido. Pode-se ainda utilizar uma realimentação para gerar uma malha de guarda no cabo entre o sensor e o amplificador de entrada, OTT (1988). Um revés no uso do INA103 é sua tensão de alimentação, a qual a mínima é de $\pm 9V$. Dificultando o uso com baterias já que não poderá ser usado por muito tempo a menos que um conversor elevador de tensão seja utilizado.

Fazendo o último amplificador alimentado por uma tensão simétrica maior do que o resto do circuito possibilita um aumento na faixa de leitura do sistema de medição sem que o operador tenha que reduzir o ganho de algum estágio. Ou seja, em vez da saturação ocorrer em 9V ela corre em aproximadamente 16V evitando que o amplificador com a entrada em tensão saturasse muito rápido.

Foi ainda, desenvolvida uma plataforma de aquisição de dados com 16bits de resolução e 100ksps com interface LabVIEW via USB. Esse estágio pode ser melhorado caso seja utilizado um conversor AD com maior resolução, exemplo o ADS1271 da *Texas Instruments*.

Apesar da dificuldade de implementação em campos biomagnéticos vê-se a possibilidade de uso desse sistema para medições na qualidade de solda e melhoria dos algoritmos e eletrônica dos produtos que utilizam a tecnologia de aquecimento por indução magnética. Esse será o próximo passo desse projeto, cujo aprendizado deverá evoluir para reduzir custos desse sistema.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABINOX. **Tipos de aços inoxidáveis**. Brasil, 2013. Disponível em: <<http://www.abinox.org.br/upfiles/arquivos/biblioteca/tipos-de-acos-inoxidaveis.pdf>>. Acesso em: 20, maio, 2013.

AGILENT. **4294A Precision Impedance Analyzer: Programming Manual**. 8 ed. Japão: Agilent Technologies, 2012. Disponível em < <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/04294-90061.pdf>>. Acesso em 11 nov. 2012.

ALBAUGH, Neil P. **The Instrumentation Amplifier Handbook**. Estados Unidos da América: Burr- Brown, 2013.

BURSTEIN, Deborah; COHEN, David. Comparison of magnetic field and electric potential produced by frog heart muscle. **Journal of Applied Physics**, v. 57, n. 7, abr. 1985.

COHEN, David. A Shielded Facility for Low-Level Magnetic Measurements. **Journal of Applied Physics**, Estados Unidos da América, vol. 38, n 3, p. 1295 - 1296, mar. 1967.

COHEN, David. Measurements of the magnetic fields produced by the human heart, brain, and lungs. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 11, n. 2, p. 694 - 700, mar. 1975.

DEHMEL, G. Magnetic Field Sensors: Induction Coil Sensors. GÖPEL, W. **Sensors a comprehensive survey**. Alemanha, 1989. p.206-256.

FIORILLO, Fausto. **Magnetic Field Sources: Characterization and Measurement of Magnetic Materials**. Estados Unidos da América, p.105 - 157, 2004.

FREESCALE. **FRDM-KL25Z User's Manual**. Disponível em: <http://www.silica.com/fileadmin/02_Products/Productdetails/Freescale/Silica_Freescale_FRDM-KL25Z-um.pdf>. Acesso em: 20 mai. 2013.

FUJITA, Atsushi. et al. Latest Developments of High-Frequency Series Load Resonant Inverter Type Built-In Cooktops for Induction Heated All Metallic Appliances. **IEEE Power Electronics and Motion Control Conference**. Japão. 2009

HAYASHI, Takayuki et al. Detection of the weak magnetic properties change of stainless-steel welding parts by low frequency magnetic imaging. **Journal of Applied Physics**, vol. 103, Nov. 2008.

IRAMINA, K.; et al. Measurements of biomagnetic fields using a high-resolution dc superconducting quantum interference device magnetometer. **Journal of Applied Physics**, vol. 83, num. 11, Nov. 2008.

KAY, Art. **Operational Amplifier noise: Techniques and Tips for Analyzing and Reducing Noise**. Estados Unidos da América: Elsevier, 2012.

KELLOGG, Joel. JORDAN, Dave. **Site-planning for medical imaging equipment: informed advance planning simplifies a potentially complex installation**. Dotmed business news, p. 43 - 47, jan. 2010.

KOCH, H. Recent advances in magnetocardiography. **Journal of Electrocardiology. Alemanha**, 2004; 37: 117-122.

MACINTYRE, Steven A. **Magnetic Field Measurement**. CRC Press LLC. 1999.

MALKOWSKI, S. Technique for high axial shielding factor performance of large-scale, thin, open-ended, cylindrical Metglas magnetic shields. **American Institute of Physics**, p. 1 - 4, jul. 2011.

MEEKER, David. **Finite Element Method Magnetics User Manual**. Oct. 2010.

METGLAS. **Magnetic Alloy 2714A (cobalt-based)**. May. 2003. Disponível em: <<http://www.metglas.com/assets/pdf/2714a.pdf>>. Acesso em: 11 nov.2012.

NAGASHIMA, K et al. Studies on the magnetic field canceling system used for the open ends of cylindrical magnetic shields. **IEEE Magnetics Conference**, Japão, 2003.

OTT, Henry W. **Noise Reduction Techniques in Electronics Systems**. 2. ed. Estados Unidos da América: Wiley- Interscience, 1988.

PRANCE, R.J. et al. Ultra low noise induction magnetometer for variable temperature operation. **IEEE Sensors and Actuators**. Inglaterra, v. 85, p. 361-364, 2000.

REITZ, John R. **Fundamentos da teoria eletromagnética**. Rio de Janeiro: Elsevier, 1982.

RIPKA, Pavel. **Magnetic Sensors And Magnetometers**. Norwood: Artech House, 2001.

RIPKA, Pavel. Noise and stability of magnetic sensors. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials** 157/158, 424-427, 1996.

SASADA, I. et al. Cylindrical magnetic shield made of a CFRP/amorphous magnetic tape/CFRP layered composite with built-in shaking coil. **Journal of Applied Physics**. Japão, 2006.

SASADA, I.; YAMAMOTO, T.; YAMAUCHI, T. Large shielding factor obtained by a multipleshell magnetic shield having separate magnetic shanking. **Journal of applied Physics**, Japão, vol. 79, n. 8, p. 5490 - 5492, abr. 1996.

SASADA, Ichiro; SHIOKAWA, Masahiro. Noise characteristics of co-based amorphous tapes to be applied as magnetic shielding shell for magnetic shanking. **IEEE Transactions on Magnetics**, vol. 39, n. 5, p. 3435 3437, set. 2003.

STRATBUCKERT, R.A.;HYDE, C.M.; WIXON, S.E. The Magnetocardiogram a new approach to the field surrounding the heart. **IEEE Transactions on Bio-Medical Electronics**, out. 1963.

STUPAK JR, Joseph J. **A method of calibrating helmholtz coils for the measurement of permanent magnets**. 24th Annual Proceedings, 1995. Disponível em: < http://oersted.com/helmholtz_cal.PDF>. Acesso em: 29, nov. 2012.

TEXAS INSTRUMENTS. **OPA211**. May. 2009. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa211.pdf>>. Acesso em: 11 nov.2012.

_____. **OPA657**. Dec. 2008. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa657.pdf>>. Acesso em: 11 nov.2012.

_____. **TL084**. Sep. 2004. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf>>. Acesso em: 11 nov.2012.

_____. **INA103**. Mar. 1998. Disponível em: < <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf>>. Acesso em: 20 maio 2013.

ZHAI, Junyi et al. Detection of pico-Tesla magnetic fields using magneto-electric sensors at room temperature. **Department of Materials Science and Engineering**, Virginia, 9, Fev. 2006.

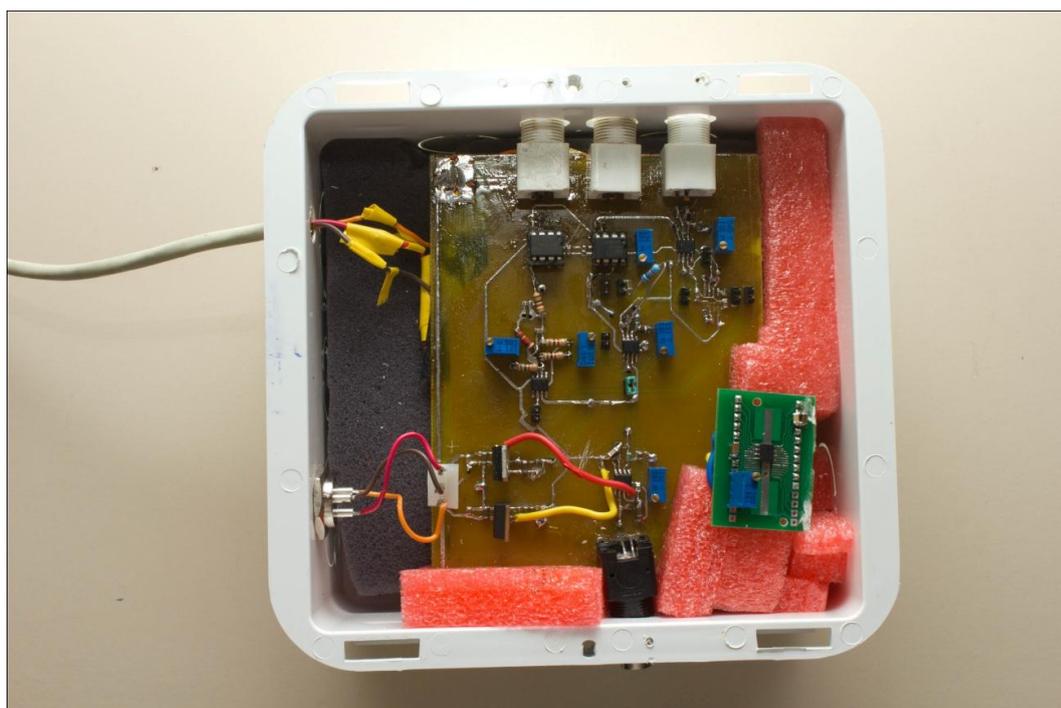
7 ANEXOS

Figura 32 - Visão geral da composição do sistema desde a geração até a aquisição de dados



Fonte: produção do próprio autor

Figura 33 - Caixa do 2º Estágio de amplificação



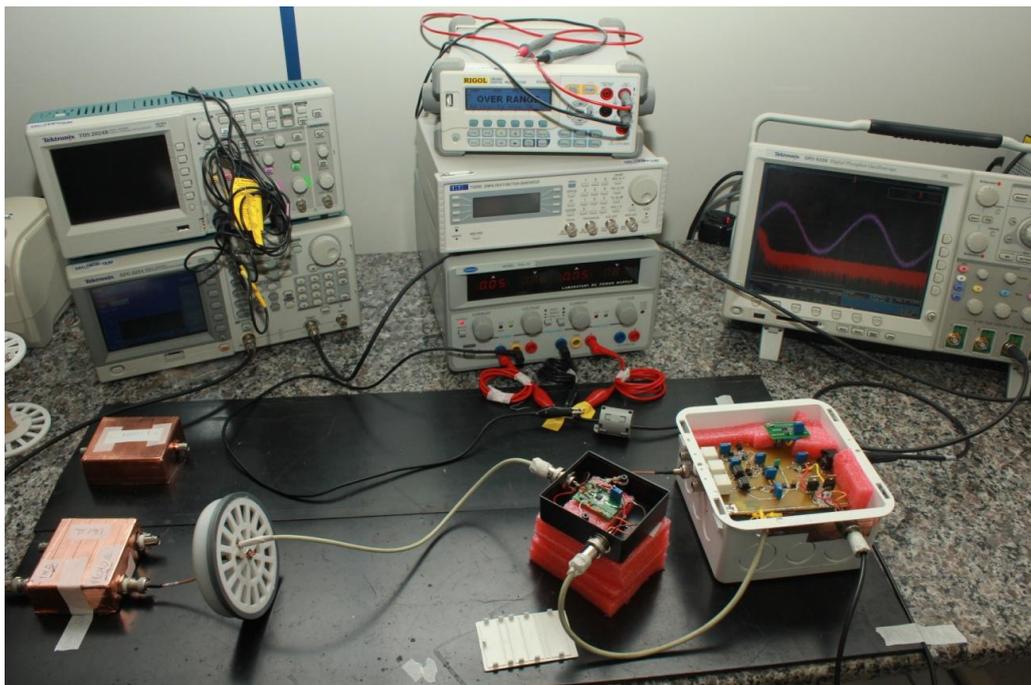
Fonte: produção do próprio autor

Figura 34 - Sistema composto por entrada de sinal e transformação para corrente da bobina de Helmholtz



Fonte: produção do próprio autor

Figura 35 - Bancada com eletrônica fixada para evitar ruídos, validação da curva de linearidade



Fonte: produção do próprio autor

Figura 36 - Detalhe de fixação do conector XLR, malha de cobre cobrindo 360° a interface dele com a caixa plástica



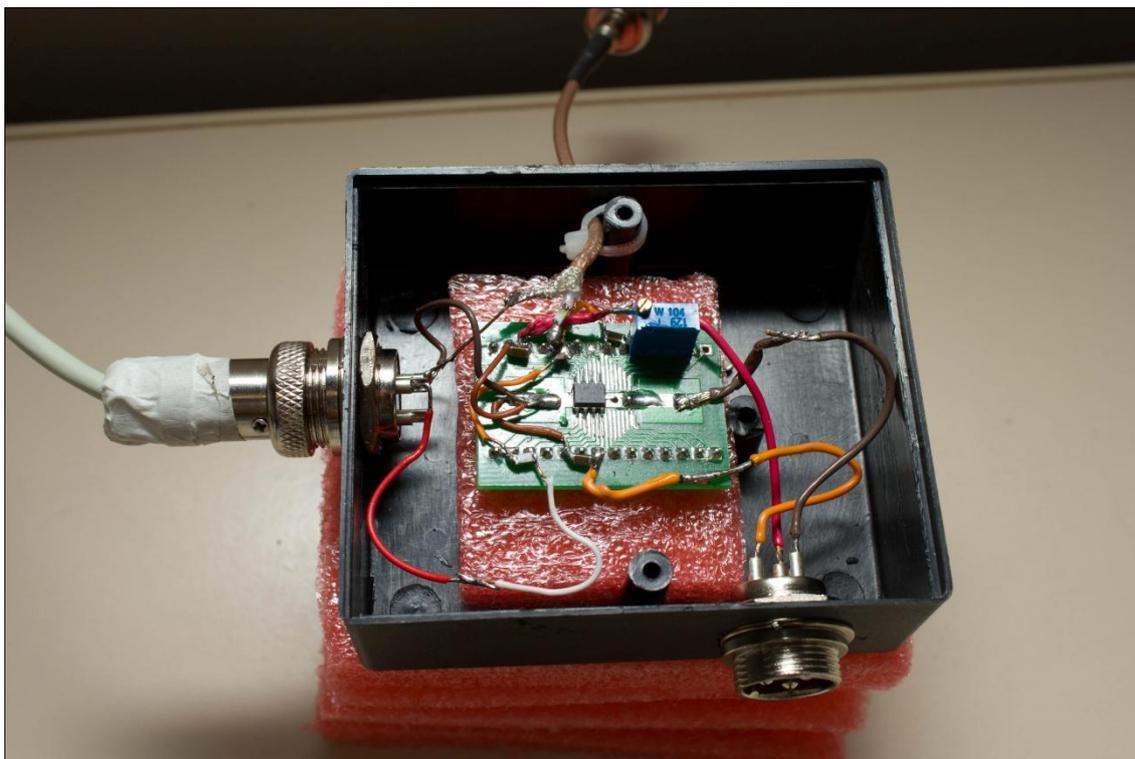
Fonte: produção do próprio autor

Figura 37 - Carga indutiva padrão e divisores resistivos utilizados para aferição



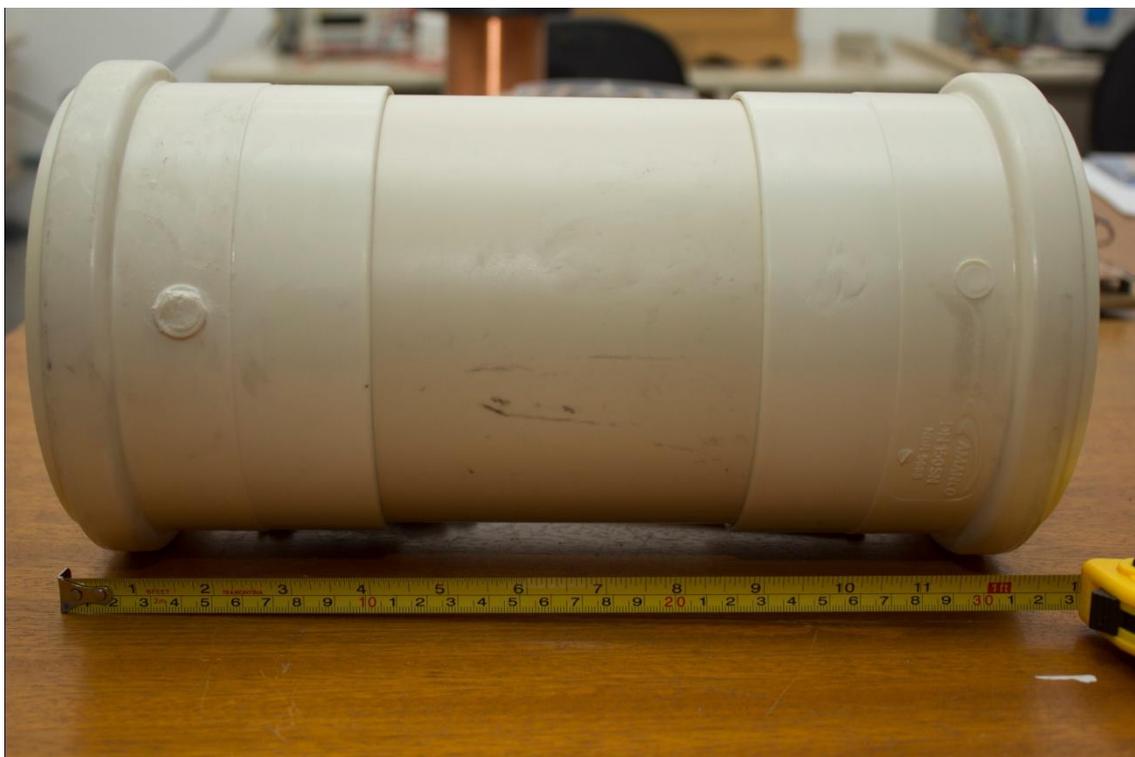
Fonte: produção do próprio autor

Figura 38 - Montagem aberta amplificador I/V



Fonte: produção do próprio autor

Figura 39 - Base plástica de PVC 150mm para montagem da blindagem



Fonte: produção do próprio autor

Figura 40 - Camada inicial de Metglas 2714A no sentido longitudinal



Fonte: produção do próprio autor

Figura 41 - Dimensionamento interno de onde são inseridos os sensores



Fonte: produção do próprio autor