

Pedro Alejandro Duarte Riveros

**Desenvolvimento e caracterização de gradiômetro GMI de
alta sensibilidade**

Dissertação de Mestrado

Dissertação apresentada como requisito parcial para
obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica da PUC-Rio.

Orientador: Prof. Eduardo Costa da Silva

Rio de Janeiro
Setembro de 2017



Pedro Alejandro Duarte Riveros

Desenvolvimento e caracterização de gradiômetro GMI de alta sensibilidade

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Eduardo Costa da Silva
Orientador

Departamento de Engenharia Elétrica – PUC-Rio

Prof.^a Elisabeth Costa Monteiro

Programa de Pós-Graduação em Metrologia – PUC-Rio

Prof. Carlos Roberto Hall Barbosa

Programa de Pós-Graduação em Metrologia – PUC-Rio

Prof. Daniel Ramos Louzada

Programa de Pós-Graduação em Metrologia – PUC-Rio

Prof. Fernando Luis de Araujo Machado

UFPE

Prof. Márcio da Silveira Carvalho

Coordenador Setorial do Centro

Técnico Científico – PUC-Rio

Rio de Janeiro, 04 de setembro de 2017

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

Pedro Alejandro Duarte Riveros

Graduou-se em Engenharia de Controle e Automação pelo Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca (CEFET/RJ), em 2015.

Ficha Catalográfica

Duarte Riveros, Pedro Alejandro

Desenvolvimento e caracterização de gradiômetro GMI de alta sensibilidade / Pedro Alejandro Duarte Riveros ; orientador: Eduardo Costa da Silva. – 2017.

143 f. : il. color. ; 30 cm

Dissertação (mestrado)–Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2017.

Inclui bibliografia

1. Engenharia Elétrica – Teses. 2. Transdutor magnético. 3. Magnetoimpedância gigante. 4. Gradiômetro. 5. Fase da impedância. 6. Alta sensibilidade. I. Silva, Eduardo Costa da. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.3

Dedico este trabalho a meus pais e irmãos, principais responsáveis por minhas conquistas.

Agradecimentos

Ao meu orientador professor Dr. Eduardo Costa da Silva, pela dedicação, incentivo, ensinamentos, sugestões e contribuições substanciais ao trabalho, obrigado pela confiança e paciência nos momentos difíceis, nunca terei como agradecer o suficiente.

Aos Professores da PUC-Rio, dos Departamentos de Engenharia Elétrica e Engenharia de Controle e Automação, e Metrologia, pela sólida formação acadêmica.

À PUC-Rio, por acreditar na pesquisa científica como instrumento de desenvolvimento social e evolução humana.

Ao CNPq, pelos auxílios financeiros concedidos.

Ao meu irmão Sergio, pela ajuda incondicional e principalmente por ter apoiado minha decisão de seguir a carreira acadêmica.

À aluna Lizeth Cabrera e ao Professor Luiz Antônio Pereira de Gusmão, pelo apoio, ajuda e participação no desenvolvimento desta pesquisa.

Aos grandes amigos, os companheiros de luta, Salvador Pacheco e Jorge Arredondo, obrigado pelo apoio nos momentos difíceis e pela ajuda incondicional.

Resumo

Duarte Riveros, Pedro Alejandro; Costa da Silva, Eduardo (Orientador); **Desenvolvimento e caracterização de gradiômetro GMI de alta sensibilidade.** Rio de Janeiro, 2017. 143p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Esta dissertação tem por objetivo o desenvolvimento de um transdutor magnético em configuração gradiométrica (gradiômetro), baseado nas características de fase da impedância de amostras sensoras de Magnetoimpedância Gigante (GMI), visando à medição de campos magnéticos de baixa intensidade em ambientes desprovidos de blindagem magnética. A metodologia empregada iniciou pela medição e análise das características de fase da impedância de duas amostras sensoras GMI, em função do campo magnético externo. Na sequência, foi idealizado o circuito eletrônico do gradiômetro, o qual é responsável por excitar os elementos sensores e apresentar uma saída em tensão, proporcional ao gradiente de campo entre eles. As principais características do protótipo desenvolvido são detalhadas ao longo do texto e as previsões teórico-computacionais são comparadas com os resultados experimentais obtidos. Por sua vez, as principais figuras de mérito do protótipo desenvolvido são detalhadamente analisadas, tais como: sensibilidade, linearidade, resposta em frequência, densidade espectral de ruído, resolução e distorção harmônica total. Também, avalia-se a distância ótima de separação entre os elementos sensores empregados no gradiômetro, a fim de se otimizar a relação sinal-ruído. Os resultados indicam que o gradiômetro desenvolvido apresenta uma alta resolução, elevada sensibilidade, e linearidade, banda de passagem de até 1 kHz e baixa distorção harmônica. Por meio da comparação dos resultados obtidos pelo gradiômetro com os de um magnetômetro GMI, pode-se concluir que o gradiômetro propicia significativa atenuação da interferência magnética. Dessa forma, verifica-se que o dispositivo desenvolvido contribui para a medição de campos magnéticos de baixa intensidade, em ambientes ruidosos.

Palavras-chave

Transdutor Magnético; Magnetoimpedância Gigante; Configuração Gradiométrica; Fase da Impedância.

Abstract

Duarte Riveros, Pedro Alejandro; Costa da Silva, Eduardo (Advisor); **Development and characterization of high sensitivity GMI gradiometer.** Rio de Janeiro, 2017. 143p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

This dissertation aims at developing a magnetic field transducer in gradiometric configuration (gradiometer), based on the impedance phase characteristics of Giant Magnetoimpedance (GMI) sensors, focusing on the measurement of low intensity magnetic fields in unshielded environments. The first step of the adopted methodology was measuring and analyzing the impedance phase characteristics of GMI sensors, as a function of the external magnetic field. After that, it was idealized the electronic circuit of the gradiometer, which is responsible by exciting the sensor elements and by presenting a voltage output, proportional to the magnetic field gradient between them. The main features of the developed prototype are detailed throughout the text and the theoretical-computational predictions are compared with the experimental results obtained. Furthermore, the most relevant figures of merit of the developed prototype are analyzed in detail, such as sensitivity, linearity, frequency response, spectral noise density, resolution and total harmonic distortion. Besides, the optimal separation between the two sensors used in the gradiometer is analyzed, aiming at improving the signal to noise ratio. The obtained results indicate that the developed gradiometer has a high resolution, high sensitivity and linearity, passband up to 1 kHz and low harmonic distortion. Comparing the gradiometer's performance results with the ones achieved with a GMI magnetometer leads to conclude that the gradiometer attenuates considerably the magnetic interference. In this way, it can be concluded that the developed device contributes to the measurement of low intensity magnetic fields in noisy environments.

Keywords

Magnetic transducer; Giant Magnetoimpedance; Gradiometric configuration; Impedance phase.

Sumário

| | |
|--|----|
| 1 . Introdução | 17 |
| 1.1. Configuração Gradiométrica | 18 |
| 1.2. Objetivo | 21 |
| 1.3. Estrutura da Dissertação | 22 |
| | |
| 2 . Magnetômetros | 24 |
| 2.1. Bobinas | 26 |
| 2.2. Fluxgate | 27 |
| 2.3. Superconducting Quantum Interference Device (SQUID) | 29 |
| 2.4. Magnetorresistência Gigante - GMR | 32 |
| 2.5. Magnetoimpedância Gigante - GMI | 33 |
| 2.6. Interferência Magnética e Ruído Ambiental | 34 |
| 2.6.1. Blindagem Magnética | 35 |
| 2.6.2. Gradiômetros | 37 |
| | |
| 3 . Amostras Sensoras GMI | 40 |
| 3.1. Magnetoimpedância Longitudinal (LMI) | 40 |
| 3.2. GMI Assimétrica | 42 |
| 3.2.1. AGMI induzida por corrente CC | 42 |
| 3.3. Caracterização das Amostras GMI | 44 |
| 3.3.1. Metodologia | 44 |
| 3.3.2. Caracterização Experimental da Amostra 1 | 48 |
| 3.3.3. Caracterização Experimental da Amostra 2 | 51 |
| 3.3.4. Análise das Curvas de Caracterização | 54 |
| | |
| 4 . Gradiômetro GMI | 57 |
| 4.1. Circuito Eletrônico do Gradiômetro | 60 |
| 4.2. Simulações Computacionais | 73 |
| 4.2.1. Avaliação da Resposta do Gradiômetro GMI | 82 |

| | |
|---|-----|
| 5 . Ensaio Experimentais | 85 |
| 5.1. Avaliação Experimental do Circuito Eletrônico do Gradiômetro GMI | 85 |
| 5.2. Caracterização experimental do gradiômetro GMI | 96 |
| 5.2.1. Sensibilidade | 96 |
| 5.2.2. Linearidade | 99 |
| 5.2.3. Resposta em frequência | 103 |
| 5.2.4. Relação sinal-ruído do gradiômetro | 108 |
| 5.2.5. Distorção Harmônica Total | 119 |
| 5.2.6. Densidade espectral de ruído | 120 |
| 5.2.7. Resolução | 124 |
| 6 . Conclusões e trabalhos futuros | 128 |
| 6.1. Conclusões | 128 |
| 6.2. Trabalhos Futuros | 130 |
| Referências bibliográficas | 133 |
| Apêndice A | 140 |

Lista de figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Densidades de fluxo biomagnético em comparação com densidades de fluxo de fontes de interferência magnética ambiental [4]. | 19 |
| Figura 2 – Representação esquemática de um transdutor magnético em configuração gradiométrica de primeira ordem. | 20 |
| Figura 3 – Magnetômetro de bobina triaxial IMSC (Instrument Magnetometer Search-Coil) e dispositivo eletrônico para condicionamento do sinal [34]. | 27 |
| Figura 4 – Esquema básico de um transdutor fluxgate. V é a tensão induzida na bobina de detecção; I_{exc} representa a corrente aplicada à bobina de excitação; B_o é a densidade de fluxo magnético externo que se deseja medir, e B é a densidade de fluxo magnético total no núcleo das bobinas, formada pela associação de B_o com a densidade de fluxo magnético gerada pela bobina de excitação B_{exc} . | 27 |
| Figura 5 – Anéis supercondutores de SQUIDs RF e SQUIDs DC. | 31 |
| Figura 6 – Representação esquemática de um SQUID LTS típico. | 31 |
| Figura 7 – SQUID de 165 canais para realização de magnetoencefalografia, adaptada de [39]. | 32 |
| Figura 8 – Magnetômetro GMR modelo AA002-02, NVE Corporation [44]. | 33 |
| Figura 9 – Câmara blindada BMSR-2 durante sua fase de construção [50]. | 36 |
| Figura 10 – Parte externa do prédio que abriga a Câmara blindada BMSR-2 [50]. | 37 |
| Figura 11 – Configurações gradiométricas utilizadas no magnetômetro SQUID: (a) ordem zero; (b) 1a ordem; (c) 2a ordem. | 38 |
| Figura 12 – Medição típica do efeito LMI. | 40 |
| Figura 13 – Indução do efeito AGMI por corrente CC em uma amostra em forma de fio. | 43 |

| | |
|--|----|
| Figura 14 – Comportamento do módulo da impedância de uma amostra GMI em forma de fita, submetida a $i_C = [ICC + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 5\text{MHz} \cdot t)]$ mA, fazendo ICC igual a 0 mA, 40mA e 80 mA. | 44 |
| Figura 15 – Esquemático do sistema de caracterização das amostras GMI. | 45 |
| Figura 16 – Curva típica de histerese [4]. | 47 |
| Figura 17 – Curva de histerese de módulo da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot t)]$ mA. | 48 |
| Figura 18 – Curva de histerese de fase da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot t)]$ mA. | 48 |
| Figura 19 – Curva média do comportamento do módulo da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot t)]$ mA. | 49 |
| Figura 20 – Curva média do comportamento da fase da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot t)]$ mA. | 49 |
| Figura 21 – Curva média da Resistência da amostra 1 em função do campo magnético. | 50 |
| Figura 22 – Curva média da Indutância da amostra 1 em função do campo magnético. | 50 |
| Figura 23 – Curva de histerese de módulo da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot t)]$ mA. | 51 |
| Figura 24 – Curva de histerese de fase da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot t)]$ mA. | 51 |
| Figura 25 – Curva média do comportamento do módulo da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot t)]$ mA. | 52 |
| Figura 26 – Curva média do comportamento da fase da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [$ | |

| | |
|--|----|
| $80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)] \text{ mA.}$ | 52 |
| Figura 27 – Curva média da resistência da amostra 2 em função do campo magnético. | 53 |
| Figura 28 – Curva média da indutância da amostra 2 em função do campo magnético. | 53 |
| Figura 29 – Fase da impedância das amostras 1 e 2, em função do campo magnético, submetidas a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)] \text{ mA.}$ | 54 |
| Figura 30 – Diagrama de blocos do circuito eletrônico do Gradiômetro GMI. | 57 |
| Figura 31 – Módulo 1 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. | 61 |
| Figura 32 – Módulo 2 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. | 62 |
| Figura 33 – Módulo 3 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. | 64 |
| Figura 34 – Módulo 4 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. | 66 |
| Figura 35 – Esquemático de conexões das chaves analógicas do circuito integrado U19. | 67 |
| Figura 36 – Módulo 5 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. | 69 |
| Figura 37 – Placa do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. | 72 |
| Figura 38 – Localização dos módulos na placa do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. | 73 |
| Figura 39 – Tensões nas saídas dos reguladores: (a) U17 e (b) U18. | 74 |
| Figura 40 – Tensão de saída do oscilador U2. | 75 |
| Figura 41 – Tensões de saída do filtro passa-faixa e do defasador. | 75 |
| Figura 42 – Correntes de condicionamento das amostras sensoras GMI. | 76 |
| Figura 43 – Tensões de saída dos conversores de tensão em corrente. | 77 |
| Figura 44 – Tensões de saída dos filtros passa-altas. | 78 |
| Figura 45 – Tensões de: (a) saída dos comparadores, e (b) saída do XOR. | 79 |
| Figura 46 – Tensão de saída do filtro passa-baixas. | 80 |
| Figura 47 – Resposta do filtro notch em função da variação de P7. | 80 |
| Figura 48 – Tensões de entrada do Amplificador de Instrumentação | |

| | |
|--|-----|
| U14. | 82 |
| Figura 49 — Tensões de saída do gradiômetro GMI em função do gradiente de campo magnético. | 83 |
| Figura 50 — Arranjo implementado para avaliação experimental do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. | 85 |
| Figura 51 — Medição experimental da tensão de saída do oscilador U2. | 86 |
| Figura 52 — Histograma da frequência do sinal na saída do oscilador U2. | 87 |
| Figura 53 — Histograma do duty cycle do sinal na saída do oscilador U2. | 87 |
| Figura 54 — Medição experimental das tensões de saída do filtro passa-faixa e do defasador. | 88 |
| Figura 55 — Medição experimental das tensões de saída dos filtros passa-altas. | 90 |
| Figura 56 — Medição experimental das tensões de saída dos comparadores U10 e U12. | 91 |
| Figura 57 — Medição experimental da tensão de saída do XOR. | 92 |
| Figura 58 — Histograma do duty cycle do sinal de saída do XOR, para ambos os sensores submetidos a Hpol. | 93 |
| Figura 59 — Medição experimental da tensão de saída do filtro passa-baixas. | 94 |
| Figura 60 — Medição experimental da tensão de saída do gradiômetro GMI. | 95 |
| Figura 61 — Arranjo experimental para caracterização da sensibilidade do gradiômetro GMI. | 96 |
| Figura 62 — Caracterização experimental da sensibilidade do gradiômetro GMI. | 97 |
| Figura 63 — Arranjo experimental para avaliação da linearidade do gradiômetro GMI. | 99 |
| Figura 64 — Tensão de saída do gradiômetro quando submetido a um gradiente de campo senoidal com 0,1 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência. | 100 |

| | |
|---|-----|
| Figura 65 — Tensão de saída do gradiômetro quando submetido a um gradiente de campo senoidal com 0,2 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência. | 101 |
| Figura 66 — Tensão de saída do gradiômetro quando submetido a um gradiente de campo senoidal com 0,3 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência. | 102 |
| Figura 67 — Representação esquemática da configuração utilizada para excitação da Bobina de Helmholtz, para a avaliação da banda de passagem do gradiômetro. | 103 |
| Figura 68 — Medição experimental das tensões de saída do gradiômetro, para gradientes de campo magnético senoidais de mesma amplitude (10 μ T) e com diferentes frequências: (a) 5 Hz, (b) 40 Hz, (c) 200 Hz e (d) 1000 Hz. | 105 |
| Figura 69 — Sensibilidade do gradiômetro, expressa em mV/nT, em função da frequência do gradiente de campo magnético aplicado. | 107 |
| Figura 70 — Sensibilidade do gradiômetro, expressa em dB, em função da frequência do gradiente de campo magnético aplicado. | 107 |
| Figura 71 — Arranjo experimental do sistema utilizado para avaliação do comportamento da densidade de fluxo magnético, gerado por um solenoide, em função da distância. | 109 |
| Figura 72 — Medição experimental da densidade de fluxo magnético, gerado pela bobina B1, em função da distância. | 110 |
| Figura 73 — Arranjo experimental utilizado para a obtenção da relação sinal-ruído do gradiômetro, com uma linha de base de 2 cm. | 111 |
| Figura 74 — Transformada Rápida de Fourier (FFT) do sinal de saída do gradiômetro, utilizando-se uma linha de base de 2 cm: (a) para frequências de até 1000 Hz; e (b) para frequências de até 200 Hz. | 112 |
| Figura 75 — Densidade espectral de potência (PSD) do sinal de saída do gradiômetro, utilizando-se uma linha de base de 2 cm: (a) para frequências de até 1000 Hz; e (b) para frequências de até 200 Hz. | 113 |
| Figura 76 — Curva da relação sinal-ruído do gradiômetro GMI em função da linha de base. | 115 |

| | |
|--|-----|
| Figura 77 – Arranjo experimental para o cálculo da relação sinal-ruído do magnetômetro. | 116 |
| Figura 78 – Transformada Rápida de Fourier (FFT) do sinal de saída do magnetômetro, para frequências entre: (a) CC e 1000 Hz; e (b) CC e 200 Hz. | 117 |
| Figura 79 – Densidade espectral de potência (PSD) do sinal de saída do magnetômetro, para frequências entre: (a) CC e 1000 Hz; e (b) CC e 200 Hz. | 118 |
| Figura 80 – Densidade espectral de ruído da tensão de saída do (a) magnetômetro GMI e dos gradiômetros GMI, com linhas de base de: (b) 2 cm; e (c) 4 cm. | 122 |
| Figura 81 – Densidade espectral de ruído da tensão de saída dos gradiômetros GMI, com linhas de base de: (a) 6 cm; (b) 8 cm; (c) 10 cm e (d) 19 cm. | 123 |
| Figura 82 – Curva da resolução do gradiômetro GMI em função da linha de base, para uma banda de passagem de 0 Hz a 1000 Hz. | 125 |

Lista de tabelas

| | |
|---|-----|
| Tabela 1. Comparação entre a resolução e fundo de escala de magnetômetros. | 25 |
| Tabela 3. Sensibilidade ponto a ponto na região de operação do gradiômetro GMI. | 84 |
| Tabela 4. Avaliação experimental da sensibilidade ponto a ponto do gradiômetro GMI. | 98 |
| Tabela 5. Relação sinal-ruído e gradiente de campo, para cada linha de base avaliada do gradiômetro GMI. | 114 |
| Tabela 6. Distorção harmônica total do magnetômetro GMI e do gradiômetro GMI, para as diversas linhas de base (LB) avaliadas. | 119 |
| Tabela 7. Resultados do cálculo da resolução do gradiômetro GMI, para cada linha de base avaliada. | 125 |
| Tabela 8. Lista de componentes ativos utilizados no circuito do gradiômetro GMI. | 140 |
| Tabela 9. Lista dos capacitores empregados no circuito do gradiômetro GMI. | 141 |
| Tabela 10. Parte 1 da lista de resistores empregados no circuito do gradiômetro GMI. | 142 |
| Tabela 11. Parte 2 da lista de resistores e potenciômetros empregados no circuito do gradiômetro GMI. | 143 |

1. Introdução

Fitas e fios de ligas ferromagnéticas têm atraído considerável atenção devido a suas propriedades físicas e possíveis aplicações tecnológicas. Um dos fenômenos mais interessantes observados nestes elementos é a magnetoimpedância gigante (GMI – *Giant Magnetoimpedance*), que pode ser constatada, por exemplo, em amostras da família $\text{Co}_{75-x}\text{Fe}_x\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ [1–3].

O efeito GMI começou a ser estudado na década de 1990, tendo sido inicialmente observado em amostras de materiais ferromagnéticos, excitadas por correntes alternadas. Nesta situação, verificou-se que a impedância elétrica (módulo e fase) destas amostras sensoras varia intensamente com o campo magnético aplicado [2–4].

Apesar de ser uma das famílias mais recentes de sensores magnéticos a ter sido descoberta, já foram desenvolvidos transdutores magnéticos baseados em sensores GMI para diversas aplicações, dentre as quais é possível destacar: detectores de presença [5], controle de processos industriais [6], pesquisa espacial e aplicações aeroespaciais [7,8], sistemas de navegação [9], memórias de alta densidade e discos rígidos (HDs – *Hard Drives*) [10], controle de tráfego [11], detecção de fissuras em materiais [12], além de aplicações biológicas e biomédicas [13–15].

Por sua vez, por mais de uma década, pesquisadores pertencentes à PUC-Rio vêm atuando no projeto e desenvolvimento de promissores protótipos de transdutores baseados no efeito GMI. Atualmente, os estudos têm focado na otimização do condicionamento dos elementos sensores, no desenvolvimento de novos circuitos eletrônicos de transdução de campo magnético em tensão, na otimização das características de desempenho destes circuitos e na minimização do ruído eletrônico introduzido pela cadeia (*hardware*) de processamento do sinal [4,16,17].

A maioria dos transdutores GMI desenvolvidos, apresentados na literatura, utilizam as características de módulo da impedância do efeito GMI [8,16,17]. Porém, a partir de 2008 [18] pesquisas conduzidas na PUC-Rio têm indicado que a construção de transdutores magnéticos baseados nas características de fase da impedância de elementos sensores GMI tem potencial para elevar a sensibilidade destes dispositivos em pelo menos 100 vezes, quando comparados aos transdutores baseados no módulo da impedância [16,17,19–21]. Foram inclusive depositadas patentes nacionais e internacionais referentes ao novo método de leitura proposto e ao novo transdutor magnético GMI desenvolvido [22–25]. Por sua vez, é importante destacar que a patente [24] foi recentemente concedida, em 7 de março de 2017.

Os patamares de sensibilidade alcançados por estes novos dispositivos permitem vislumbrar aplicações de transdutores magnéticos GMI na medição de campos magnéticos ultra-fracos como, por exemplo, os campos biomagnéticos, que são produzidos pela atividade bioelétrica presente em diversos organismos vivos, ou por marcadores magnéticos inseridos nestes. Normalmente, campos biomagnéticos possuem intensidades inferiores a 1 nT e frequências entre 0 Hz e 1 kHz [26].

1.1. Configuração Gradiométrica

Conforme mencionado na seção anterior, para os níveis de intensidade dos campos magnéticos ultra-fracos, é necessário o uso de transdutores magnéticos com altíssima sensibilidade, para sua adequada medição. Entretanto, por mais sensível que um transdutor magnético seja, ele terá dificuldades para medir campos com baixas intensidades, pois a intensidade destes campos está abaixo dos níveis de ruído/interferência magnética ambiental, gerada pelas mais diversas fontes, incluindo a rede elétrica que produz uma grande interferência em 60 Hz. A fim de ressaltar de forma mais clara este inconveniente, a Figura 1 apresenta um comparativo entre densidades de fluxo magnético associadas a fontes de campos biomagnéticos do corpo humano e aquelas produzidas por fontes de ruído ambiental.

Da Figura 1, pode-se inferir as dificuldades atreladas ao processo de medição de campos de baixa intensidade. É possível verificar que diversas fontes de interferência magnética ambiental possuem intensidades iguais ou superiores aos sinais de interesse. No caso de sinais biomagnéticos, tal situação é ainda mais agravada, visto que grande parte destas fontes de interferência possuem componentes espectrais com frequências similares às apresentadas pelos sinais de interesse. Dessa forma, por mais sensível que o transdutor magnético utilizado seja, sua resolução será limitada pelas diversas fontes de interferência/ruído ambiental. Por exemplo, pode ser observado que a densidade de fluxo magnético da Terra, que no estado do Rio de Janeiro é de aproximadamente 20 μT , é aproximadamente 20000 vezes superior à densidade de fluxo magnético do campo biomagnético de maior intensidade, destacado na Figura 1 [4].

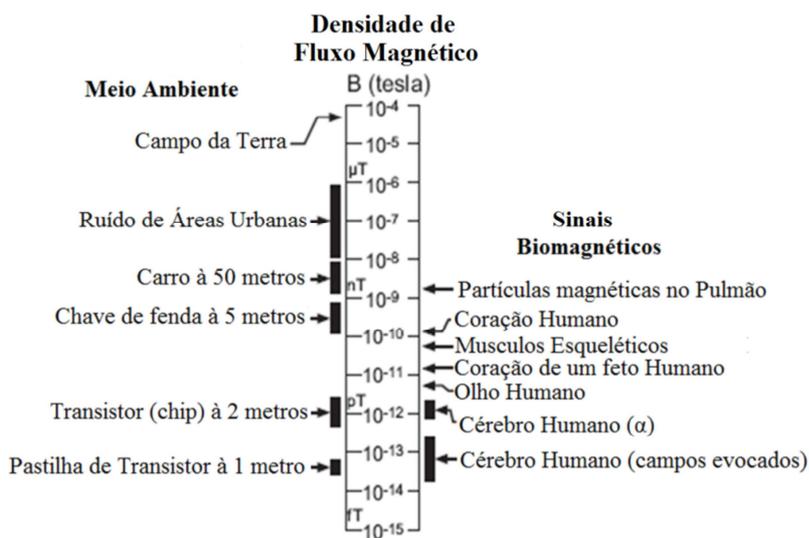


Figura 1 – Densidades de fluxo biomagnético em comparação com densidades de fluxo de fontes de interferência magnética ambiental [4].

No entanto, existem alguns artifícios que podem ser implementados a fim de superar os empecilhos aqui mencionados. Um deles consiste no uso de câmaras magneticamente blindadas, capazes de expressiva atenuação das interferências ambientais [27]. Porém, os custos associados são proibitivos para o uso em larga escala em diversas aplicações. Por outro lado, uma abordagem alternativa baseia-se na implementação de configurações gradiométricas (diferenciais), as quais permitem o aumento da relação sinal/ruído, sem as desvantagens de custo apresentadas pelas câmaras blindadas [26,28]. Um gradiômetro é basicamente um

filtro espacial, utilizado para medir o gradiente de campo magnético entre dois pontos do espaço. Existem gradiômetros de diversas ordens, sendo que, em geral, ao se aumentar a ordem do gradiômetro, aumenta-se o fator de atenuação de fontes de interferência magnética [4,26], mas reduz-se a magnitude do sinal de saída do transdutor.

No Capítulo 2, os gradiômetros e as câmaras magneticamente blindadas são descritos com maiores detalhes. Entretanto, objetivando fornecer ao leitor, já neste ponto do texto, uma noção mais clara e prática sobre a operação de um gradiômetro, ilustra-se na Figura 2 uma representação esquemática que possibilita inferir o princípio de funcionamento de um transdutor magnético em configuração gradiométrica (gradiômetro) de primeira ordem.

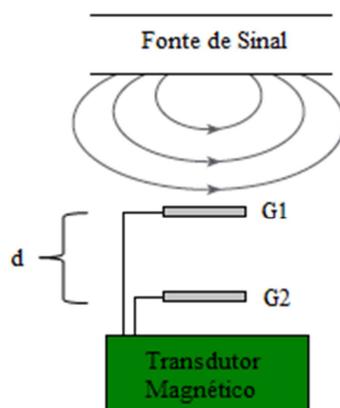


Figura 2 – Representação esquemática de um transdutor magnético em configuração gradiométrica de primeira ordem.

No gradiômetro de primeira ordem ilustrado na Figura 2, dois elementos sensores $G1$ e $G2$ estão separados por uma distância d , conhecida como linha de base. Nesta configuração, o sensor $G1$ encontra-se mais próximo da fonte de sinal de interesse. Conseqüentemente, pode-se admitir que $G1$ estará submetido tanto ao campo magnético advindo da fonte de sinal de interesse quanto à interferência proveniente de fontes de campo magnético distantes. Por outro lado, para uma distância d suficientemente grande, é possível admitir que $G2$ estará submetido quase que exclusivamente à interferência magnética. Portanto, considerando que ambos os sensores estejam sujeitos à mesma interferência magnética ambiental e sejam homogêneos, ao se fazer uma leitura diferencial entre $G1$ e $G2$ cancela-se a interferência magnética e fica-se apenas com o sinal de interesse [29,30].

É importante ressaltar que o parágrafo anterior descreve o funcionamento de um gradiômetro ideal, porém, na prática, existem vários fatores e parâmetros não-ideais que comprometem o desempenho dos gradiômetros, afastando-os de sua operação ideal. Por exemplo, tem-se que a interferência magnética sobre os sensores pode não ser exatamente igual, ademais a resposta dos elementos sensores em função do campo magnético pode não ser idêntica, o que compromete a leitura diferencial. Adicionalmente, verifica-se que a linha de base d também é um parâmetro extremamente relevante. Distâncias pequenas entre os sensores tornam mais razoável a hipótese de que ambos estejam sujeitos à mesma interferência magnética, entretanto, fazem com que o gradiente de campo seja muito pequeno, o que pode piorar a relação sinal-ruído. Ao contrário, distâncias grandes fazem com que seja razoável admitir que apenas o sensor GI é efetivamente afetado pela fonte de campo magnético de interesse, entretanto, deixa de ser aceitável supor que ambos os sensores estejam sujeitos à mesma interferência magnética, o que também piora a relação sinal-ruído. Dessa forma, verifica-se que este é um parâmetro a ser otimizado, a fim de se maximizar a qualidade do sinal medido.

1.2. Objetivo

Esta dissertação objetiva contribuir para o desenvolvimento de um sistema de medição de campos magnéticos de baixa intensidade, em ambientes desprovidos de blindagem magnética. O trabalho aqui desenvolvido tira proveito de conclusões obtidas por estudos anteriores, que indicam que:

- magnetômetros GMI possuem grande potencial para medições de campos de baixa intensidade,
- circuitos de transdução baseados na leitura da fase da impedância de sensores GMI possibilitam o aumento da sensibilidade dos magnetômetros, e
- configurações gradiométricas possibilitam o aprimoramento da relação sinal-ruído, em relação aos níveis obtidos com magnetômetros.

Dessa forma, o objetivo central desta dissertação é o projeto e desenvolvimento de um transdutor magnético GMI em configuração

gradiométrica (Gradiômetro GMI de primeira ordem), baseado na leitura da fase da impedância de sensores GMI, para medição de campos magnéticos de baixa intensidade, em ambientes desprovidos de blindagem magnética. Deseja-se que o equipamento aqui desenvolvido apresente alta sensibilidade, elevada exatidão, inocuidade, capacidade de operação à temperatura ambiente e baixo custo de fabricação e operação.

1.3. Estrutura da Dissertação

A presente dissertação está organizada e subdividida em 6 capítulos. No presente capítulo são introduzidos alguns conceitos básicos, necessários para contextualizar o leitor sobre aspectos relevantes do problema abordado. Também apresenta-se o objetivo principal da dissertação.

No Capítulo 2 – “Magnetômetros” – descreve-se as principais famílias de magnetômetros, destacando suas respectivas resoluções e fundos de escala. São ainda apresentadas e discutidas técnicas de redução da interferência magnética ambiental, focando nas baseadas no emprego de câmaras blindadas e configurações gradiométricas.

No Capítulo 3 – “Amostras Sensoras GMI” – apresentam-se as amostras GMI em forma de fita, utilizadas como elementos sensores do gradiômetro desenvolvido. Primeiramente, explicita-se o modelo elétrico dos elementos sensores GMI e discute-se sobre a Magnetoimpedância Gigante Longitudinal (LMI – *Longitudinal Magnetoimpedance*) e a Magnetoimpedância Gigante Assimétrica (AGMI – *Asymmetric Giant Magnetoimpedance*). Na sequência, o processo de caracterização dos elementos sensores é descrito em detalhes. Por sua vez, os resultados obtidos neste processo são cuidadosamente avaliados.

No Capítulo 4 – “Gradiômetro GMI” – apresenta-se em detalhes o circuito eletrônico do gradiômetro GMI desenvolvido. O princípio de funcionamento e as características do circuito são descritas. Em seguida, são apresentadas avaliações computacionais do circuito projetado e análises dos resultados obtidos nas simulações.

No Capítulo 5 – “Ensaio Experimentais” – apresenta-se a caracterização experimental do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. O comportamento

experimental do circuito é comparado com previsões teórico-computacionais. Também são apresentados e discutidos os resultados provenientes de diversos ensaios experimentais realizados a fim de se avaliar o desempenho do gradiômetro GMI desenvolvido.

No Capítulo 6 — “Conclusões e Trabalhos Futuros” — apresentam-se as principais conclusões obtidas ao longo do processo de desenvolvimento do gradiômetro GMI. Também são sugeridos possíveis trabalhos futuros que contribuam para o aperfeiçoamento do gradiômetro GMI desenvolvido nesta dissertação.

2. Magnetômetros

Magnetômetros são transdutores magnéticos que convertem as grandezas ligadas ao campo magnético em outras grandezas, as quais geralmente são grandezas elétricas, como: tensão, corrente ou impedância. Estes dispositivos permitem realizar medições da intensidade e, em alguns casos, da direção do campo magnético [31]. De forma geral, os magnetômetros podem ser subdivididos em dois grandes grupos: os que medem o módulo do campo (magnetômetros escalares) e os que conseguem medir separadamente as componentes do campo (magnetômetros vetoriais).

A escolha do tipo de magnetômetro a ser utilizado dependerá do tipo de aplicação. Se, por um lado, os magnetômetros vetoriais fornecem uma maior quantidade de informação, em alguns casos, os magnetômetros escalares podem ser consideravelmente melhores que os vetoriais. Os magnetômetros escalares possuem a vantagem de serem insensíveis a vibrações rotacionais, porém, a sensibilidade deste tipo de magnetômetros decai rapidamente para frequências acima de 10 Hz [8]. Já os magnetômetros vetoriais são bastante afetados por vibrações rotacionais e pelo ruído $1/f$, o qual é dominante em medições de baixas frequências.

Atualmente, magnetômetros são empregados nas mais variadas aplicações do dia-a-dia, desde sistemas de navegação até na leitura da informação armazenada nos discos rígidos dos computadores, sendo reconhecidos como ferramentas de medição seguras, robustas, confiáveis, não invasivas, não destrutivas e com uma menor demanda por manutenção, em relação aos demais métodos de sensoriamento [8,28,32,33].

A Tabela 1 apresenta e compara as resoluções e fundos de escala de alguns tipos de magnetômetros [7,32,33]. É importante ressaltar que os valores apresentados não significam que um mesmo magnetômetro seja capaz de ler toda a faixa indicada, mas sim que aquela família é capaz de realizar as leituras, quando feitas as adaptações necessárias. É importante destacar que, assim como

em outros tipos de sensores, existe um compromisso entre fundo de escala e resolução, sendo que, ao se aumentar o fundo de escala, se piora a resolução e vice-versa [4].

Tabela 1. Comparação entre a resolução e fundo de escala de magnetômetros.

| Magnetômetros | Densidade de Fluxo Magnético Detectável : (T) | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---------------------------------|---|-------------------|-------------------|------------------|------------------|------------------|------------------|-----------------|-----------------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 10 ⁻¹⁴ | 10 ⁻¹² | 10 ⁻¹⁰ | 10 ⁻⁸ | 10 ⁻⁶ | 10 ⁻⁴ | 10 ⁻² | 10 ⁰ | 10 ² | | | | | | | | | | | |
| Bobina | | | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • |
| Fluxgate | | | | • | • | • | • | • | • | • | • | • | | | | | | | | |
| Bombeamento Óptico | | | • | • | • | • | • | • | • | • | | | | | | | | | | |
| Precessão Nuclear | | | | • | • | • | • | • | • | • | • | • | | | | | | | | |
| SQUID | • | • | • | • | • | • | • | • | | | | | | | | | | | | |
| Efeito Hall | | | | | | | | | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • | • |
| Magnetoresistivo | | | | • | • | • | • | • | • | • | • | • | | | | | | | | |
| Magnetodiodo | | | | | | | | | | • | • | • | • | • | | | | | | |
| Magnetotransistor | | | | | | | | | | • | • | • | • | • | • | | | | | |
| Fibra-óptica | | | | • | • | • | • | • | • | • | • | • | | | | | | | | |
| Magneto-óptico | | | | | | | | | | | | | • | • | • | • | • | • | • | • |
| Magnetoimpedância Gigante (GMI) | | | | | • | • | • | • | • | • | | | | | | | | | | |

Dos transdutores magnéticos apresentados na Tabela 1, os únicos classificados como escalares são os dispositivos baseados em Bombeamento Óptico e Precessão Nuclear, enquanto que todos os demais permitem detecção vetorial. Na Tabela 1, também pode ser observado que, dentre os magnetômetros apresentados, aquele com maior potencial para medição de campos magnéticos ultra-fracos é o SQUID (*Superconducting Quantum Interference Device*), que será descrito com mais detalhes na seção 2.3.

Atualmente, existem no mercado diversos tipos de magnetômetros, com diferentes custos e características variadas, tais como: dimensões físicas, sensibilidade, faixa de frequência, resolução, linearidade, incerteza, histerese, tempo de resposta, entre outras. Portanto, a seleção do magnetômetro mais adequado para uma dada aplicação demanda que se conheçam as características da aplicação à qual o equipamento se destina. Nas seções a seguir serão detalhadas as características dos principais magnetômetros apresentados na Tabela 1.

2.1. Bobinas

As bobinas sensoras são transdutores magnéticos baseados na Lei de Faraday-Lenz, eq. (1). Conseqüentemente, considerando um circuito fechado implementado por uma bobina com uma única espira, tem-se que a força eletromotriz $\vec{\varepsilon}$ induzida nos terminais desta bobina será diretamente proporcional à taxa de variação, no tempo, do fluxo magnético $\vec{\varphi}$ que a atravessa [4,32].

$$\vec{\varepsilon} = -\frac{d\vec{\varphi}}{dt} \quad (1)$$

Por sua vez, admitindo que a bobina tenha uma área transversal A , o fluxo magnético pode ser expresso como

$$\vec{\varphi} = \int \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (2)$$

onde \vec{B} é a densidade de fluxo magnético que atravessa a área A da bobina.

Conseqüentemente, considerando uma bobina composta por n espiras com áreas transversais iguais a A , pode-se reescrever a expressão da força eletromotriz como

$$\vec{\varepsilon} = -n \cdot A \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} \quad (3)$$

Por meio da eq. (3), pode-se concluir que a sensibilidade dos magnetômetros tipo bobina depende não apenas da variação da densidade de fluxo magnético no tempo, mas também da área transversal e do número de espiras. Percebe-se ainda que este tipo de magnetômetro apresenta dificuldades para medir sinais de baixas frequências, devido à dependência da força eletromotriz gerada com $d\vec{B}/dt$.

A Figura 3 ilustra um exemplo de magnetômetro tipo bobina, em configuração triaxial. Em 2004, este dispositivo foi utilizado no satélite francês “DEMETER” (*Detection of Electromagnetic Emissions from Transmitted Earthquake Regions*) para o monitoramento da atividade magnética na ionosfera, antes, durante e depois de terremotos [34].



Figura 3 — Magnetômetro de bobina triaxial IMSC (*Instrument Magnetometer Search-Coil*) e dispositivo eletrônico para condicionamento do sinal [34].

2.2. Fluxgate

O primeiro magnetômetro de fluxo saturado (*fluxgate*) foi fabricado no início da década de 1930 e, desde então, estes tipos de magnetômetros tem sido utilizado em muitas áreas e aplicações, tais como: geofísica, indústria aeroespacial e bússolas para veículos terrestres e aeronaves [31]. Em sua configuração básica, o *fluxgate* é composto por um núcleo de material ferromagnético de alta permeabilidade enrolado por duas bobinas, denominadas bobina de detecção e bobina de excitação. A Figura 4 ilustra o esquema básico de um magnetômetro *fluxgate*.

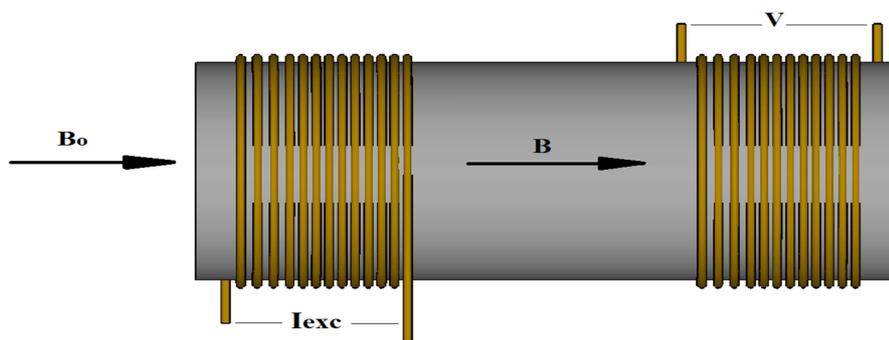


Figura 4 — Esquema básico de um transdutor fluxgate. V é a tensão induzida na bobina de detecção; I_{exc} representa a corrente aplicada à bobina de excitação; B_0 é a densidade de fluxo magnético externo que se deseja medir, e B é a densidade de fluxo magnético total no núcleo das bobinas, formada pela associação de B_0 com a densidade de fluxo magnético gerada pela bobina de excitação B_{exc} .

O fluxgate tem seu princípio de funcionamento baseado na lei de Faraday, eq. (1). Dessa forma, utilizando a relação $\vec{B} = \mu\vec{H}$, onde μ é a permeabilidade magnética do material utilizado como núcleo das bobinas e \vec{H} o campo magnético total, pode-se reescrever a eq. (3) como uma equação geral para sensores de indução, de acordo com

$$\vec{\varepsilon} = -\frac{d(nA\mu\vec{H})}{dt} = -nA\mu\frac{d\vec{H}}{dt} - n\mu\vec{H}\frac{dA}{dt} - nA\vec{H}\frac{d\mu}{dt} \quad (4)$$

O primeiro termo da eq. (4) é utilizado nas bobinas sensoras descritas na seção anterior, o segundo termo é utilizado por bobinas sensoras rotatórias (utilizadas para medir campos DC e de baixa frequência), já o terceiro termo é utilizado em sensores *fluxgates*, pois o campo magnético gerado pela bobina de excitação do sensor é ajustado de modo a fazer com que a permeabilidade magnética do núcleo sature periodicamente, o que gera uma dependência de μ com o tempo. Note que, como a tensão $\vec{\varepsilon}$ medida por um *fluxgate* é dependente do terceiro termo da eq. (4), tem-se que este sensor será capaz de medir campos magnéticos CC, ao contrário dos sensores tipo Bobina, descritos na seção 2.1. É importante ressaltar que, embora cada tipo de sensor tenha seu funcionamento associado majoritariamente a um termo específico da eq. (4), outros termos também podem aparecer na resposta dos sensores. Por exemplo, em um *fluxgate* o primeiro termo será não nulo ao se medir campos variantes no tempo [31].

Convencionalmente, aplica-se uma corrente alternada e periódica de excitação I_{exc} responsável pela geração de uma densidade de fluxo magnético B_{exc} capaz de saturar o núcleo ferromagnético duas vezes por período [8,33]. A excitação do núcleo pode ser feita com vários tipos de funções periódicas, como, por exemplo, senoidal, triangular, quadrada ou por pulsos. Geralmente, a frequência da corrente de excitação assume valores na faixa de 1 kHz a 100 kHz [35].

As alterações na permeabilidade do núcleo, devido ao campo gerado pela bobina de excitação, são percebidas pela bobina de detecção. Assim, a tensão gerada nos terminais da bobina de detecção conterà as harmônicas pares da frequência do campo produzido pela bobina de excitação, ou seja, a frequência fundamental do sinal medido será duas vezes superior àquela aplicada à bobina de excitação. Por sua vez, a adição de um campo externo B_o alterará a amplitude das

harmônicas, podendo assim ser identificado por algum sistema eletrônico de condicionamento e leitura [4].

2.3. Superconducting Quantum Interference Device (SQUID)

Conforme mencionado anteriormente, na atualidade, o SQUID é o mais sensível transdutor de campo magnético em tensão elétrica, sendo capaz de atingir resoluções da ordem de femtoteslas (10^{-15} T) e operar em faixas de frequências de 0 a 20 kHz [36].

Um SQUID foi utilizado pela primeira vez em 1970, para detectar o campo magnético gerado pelas correntes iônicas presentes no coração humano (magnetocardiograma), por Cohen, Edelsack e Zimmerman [37], tendo sido desde então a principal ferramenta nas investigações em Biomagnetismo. O princípio de funcionamento deste sensor é baseado no efeito Josephson, no efeito Meissner e na quantização do fluxo magnético em um circuito supercondutor fechado. O SQUID utiliza propriedades da supercondutividade para transformar variações extremamente pequenas do fluxo magnético em uma tensão elétrica [26,28,32].

Os materiais supercondutores, quando resfriados abaixo de uma dada temperatura crítica, atendem a duas propriedades: o material passa a apresentar resistência elétrica nula e o campo magnético em seu interior também se torna nulo (diamagnetismo perfeito). Esta segunda propriedade é conhecida como Efeito Meissner [28,32].

De acordo à teoria da supercondutividade, no estado supercondutor, alguns elétrons formam pares, denominados pares de Cooper, pertencentes ao mesmo estado de energia, os quais podem ser descritos por meio de uma função de onda macroscópica. Por sua vez, o tunelamento é o fenômeno no qual é possível fazer com que uma corrente elétrica flua por um arranjo composto por dois supercondutores separados por uma fina camada de material isolante, pois os elétrons podem, sob condições especiais, atravessar essa barreira. Por sua vez, o tunelamento dos pares de Cooper, em supercondutores, é denominado efeito Josephson [28,32].

Devido ao efeito Meissner-Ochsenfeld, o fluxo magnético ϕ_{sc} causado por uma densidade de fluxo magnético externo B contida em um *loop* supercondutor, com área A , é mantido constante (conservação de fluxo), conforme descrito por

$$\phi_{sc} = B.A = const \quad (5)$$

Por sua vez, o fluxo magnético ϕ_{sc} é quantizado:

$$\phi_{sc} = n.\phi_0, \quad (6)$$

onde n é um inteiro e ϕ_0 é o quantum de fluxo magnético; $\phi_0 = h/2e = 2,07 \cdot 10^{-15}$ Vs, e é a carga do elétron e h é a constante de Planck.

Com o intuito de manter o fluxo magnético ϕ_{sc} constante, uma corrente I_{sc} fluirá através do circuito supercondutor quando o campo magnético externo sofrer alterações. Dessa forma, é possível associar esta corrente ao campo externo.

O magnetômetro SQUID utiliza anéis supercondutores interrompidos por uma ou mais barreiras isolantes. Para que estes anéis entrem efetivamente em estado supercondutor é necessário resfriá-los a temperaturas criogênicas, geralmente, por meio do emprego de hélio ou nitrogênio líquidos. Os SQUIDs podem ser classificados em dois subgrupos, em função da temperatura necessária para que o material utilizado na confecção dos anéis supercondutores entre em estado supercondutor. Os SQUIDs LTS (*low-temperature superconductor*) precisam ser resfriados a temperaturas em torno de 4,2 K, exigindo assim o emprego de hélio líquido. Por outro lado, os SQUIDs HTS (*high-temperature superconductor*) utilizam materiais que entram em estado supercondutor em temperaturas mais elevadas, podendo serem resfriados por nitrogênio líquido, que possibilita a obtenção de temperaturas em torno de 77 K. Destaca-se que o nitrogênio líquido é mais barato e também mais fácil de operar do que o hélio [38]. Entretanto, em geral, sistemas LTS apresentam melhores resoluções do que sistemas HTS.

Em relação ao tipo de excitação dos anéis supercondutores, os SQUIDs podem ser classificados como RF (*Radio Frequency*) e DC (*Direct Current*). Basicamente, a família RF utiliza correntes alternadas, tipicamente na faixa de frequência de 20 MHz até 30 MHz, já a família DC utiliza correntes contínuas. Porém, ambos os sistemas se baseiam em anéis supercondutores interrompidos por junções Josephson. Em geral, SQUIDs RF utilizam apenas uma junção por anel e SQUIDs DC duas [4].

Uma junção Josephson é, de maneira simples, formada por dois supercondutores separados por uma fina barreira isolante. A Figura 5 ilustra elementos sensores de SQUIDs RF e DC.

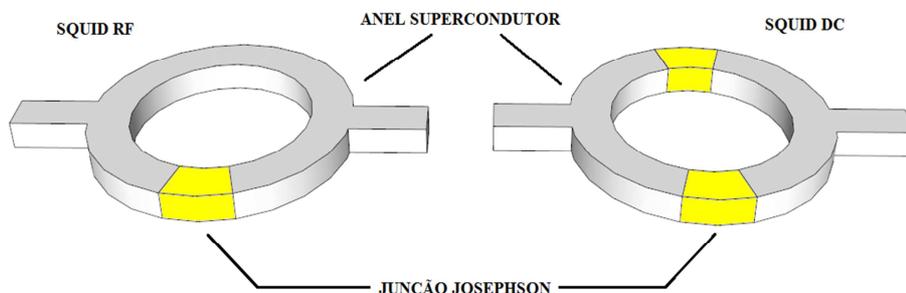


Figura 5 – Anéis supercondutores de SQUIDs RF e SQUIDs DC.

Por sua vez, é importante ressaltar que os SQUIDs LTS são, em sua grande maioria, dispositivos DC, já os SQUIDs HTS são implementados utilizando tanto tecnologias DC quanto RF [32]. A Figura 6 ilustra a representação esquemática de um SQUID LTS típico, contendo: bobinas sensoras em configuração gradiométrica, anéis supercondutores interrompidos por junções Josephson, a eletrônica de controle e leitura, além de um recipiente termicamente isolado (*Dewar*), responsável por minimizar a troca de temperatura entre seu interior e o ambiente externo, preservando o hélio em seu estado líquido.

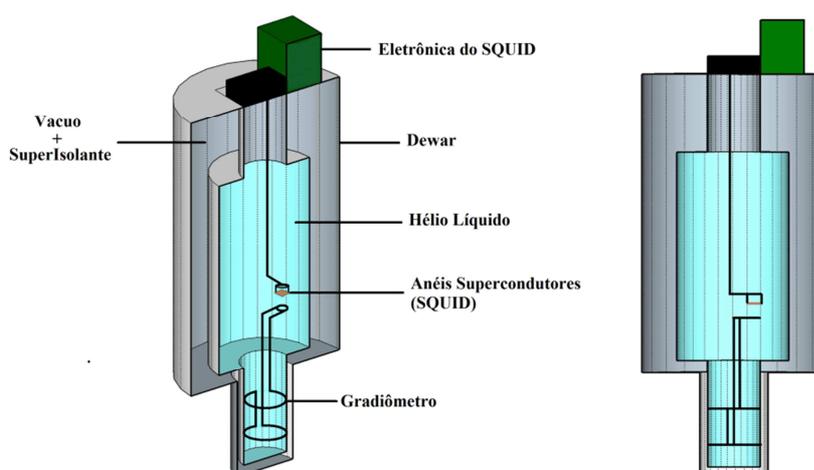


Figura 6 – Representação esquemática de um SQUID LTS típico.

A Figura 7 ilustra um SQUID de 165 canais instalado no *Istituto di Tecnologie Avanzate Biomediche – ITAB* (Italia - Chieti), para análise do campo magnético gerado pelo cérebro humano [39].

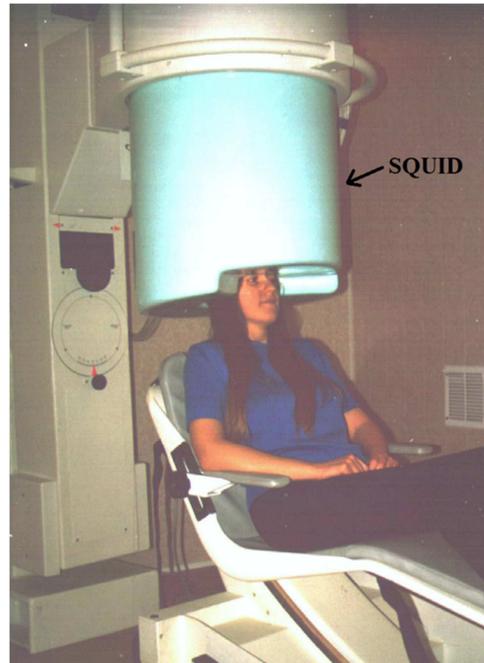


Figura 7 – SQUID de 165 canais para realização de magnetoencefalografia, adaptado de [39].

2.4. Magnetorresistência Gigante - GMR

O efeito da Magnetorresistência Gigante (GMR – *Giant Magnetoresistance*) produz grandes variações na resistência elétrica de um material em função do campo magnético externo [4,32,40]. O efeito GMR foi descoberto no final da década de 1980 [41,42], pelos cientistas Peter Grunberg e Albert Fert, motivo pelo qual obtiveram o prêmio Nobel de Física em 2007.

A descoberta original do efeito GMR foi feita em materiais multicamadas compostos por filmes finos de ferro e cromo. Resfriando-se estes materiais a 4 K, observou-se que suas resistências elétricas apresentaram mudanças superiores a 50%, variando-se em alguns milhares de oersteds o campo magnético ao qual estes materiais são submetidos [32]. Atualmente, existem sensores GMR com dimensões micrométricas, capazes de produzir variações em suas resistências da ordem de 10 %/Oe, à temperatura ambiente [32,43].

A configuração mais usual dos sensores GMR atuais é denominada “válvula de spin”, a qual exhibe grandes variações da resistência em função do campo magnético, na vizinhança da região de campo magnético nulo ($H = 0$). Em geral, estes sensores possuem quatro camadas de filmes finos: duas de materiais ferromagnéticos, uma de material condutor e outra de material antiferromagnético [4]. Atualmente, existem magnetômetros GMR comerciais, fabricados como circuitos integrados em encapsulamentos eletrônicos típicos, tais como SOIC8 ou MSOP8. A Figura 8 ilustra o magnetômetro GMR modelo AA002-02 da família AA/AB (*Series Analog Magnetic Sensors*), da fabricante *NVE Corporation*. Este magnetômetro GMR possui encapsulamento SOIC-8 e apresenta uma faixa linear de operação entre 1,5 Oe e 10,5 Oe, sensibilidade máxima de até 4,2 (mV/V)/Oe, temperatura de operação na faixa de -50 °C até 125 °C, e banda de frequências de até 1 MHz.



Figura 8 – Magnetômetro GMR modelo AA002-02, NVE Corporation [44].

2.5. Magnetoimpedância Gigante - GMI

Conforme mencionado no capítulo anterior, os primeiros sensores baseados na Magnetoimpedância Gigante (GMI) foram desenvolvidos na década de 1990, constituindo-se em uma das mais recentes tecnologias de medição de campos magnéticos, a qual encontra-se ainda em fase de desenvolvimento [4,32]. O efeito foi observado pela primeira vez ao se submeter amostras ferromagnéticas amorfas, excitadas por uma corrente alternada, a um campo magnético externo. Neste experimento, foram observadas grandes variações na impedância elétrica destas amostras, em função de variações no campo magnético externo.

A impedância de um condutor depende, em geral, da distribuição de corrente dentro do material. Ao se aumentar a frequência da corrente aplicada ao material, faz-se com que a mesma passe gradativamente a se concentrar na superfície do condutor, devido ao chamado efeito pelicular (*skin effect*). Por outro

lado, em materiais magnéticos, a profundidade de penetração da corrente (*skin depth*) não é dependente apenas da amplitude e da frequência da corrente de excitação, mas também da condutividade elétrica e da permeabilidade magnética do material, a qual é afetada pelo campo magnético [3-4]. Dessa forma, estabelece-se uma relação entre a impedância do material e o campo magnético externo, que permite que tais materiais operem como sensores magnéticos.

O efeito GMI pode ser considerado como um análogo do efeito GMR para frequências altas. No entanto, enquanto o GMR tem seu princípio de funcionamento associado à física quântica, o GMI pode ser explicado utilizando-se conceitos do eletromagnetismo clássico [4,32,38].

O melhor protótipo de magnetômetro GMI identificado na literatura foi desenvolvido em 2009 [47]. Este dispositivo foi projetado para aplicações médicas, associadas a medições biomagnéticas. Por meio da utilização de uma configuração gradiométrica de primeira ordem e fazendo-se medições dentro de uma câmara magneticamente blindada, constatou-se que este protótipo atinge uma densidade espectral de ruído de $3 \text{ pT}\cdot\text{Hz}^{-1/2}$, em 1 Hz.

As principais vantagens dos magnetômetros baseados no efeito GMI, em comparação às demais tecnologias de sensoriamento magnético para campos de baixa intensidade, são: baixo custo para produção em escala, boa sensibilidade, grande faixa de frequências de operação, e capacidade de operação à temperatura ambiente [4].

2.6. Interferência Magnética e Ruído Ambiental

Um dos maiores problemas atrelados à medição de campos magnéticos ultra-fracos é que a intensidade destes campos encontra-se muito abaixo dos níveis de ruído/interferência magnética ambiental. Consequentemente, por mais sensível que um transdutor magnético seja, ele terá dificuldades para detectar campos magnéticos ultra-fracos, visto que, por serem mais intensos do que os sinais de interesse, os níveis de ruído/interferência ambiental irão mascarar o sinal que se deseja efetivamente medir. A fim de se minimizar este inconveniente, na literatura, são descritas duas técnicas comumente utilizadas para redução do ruído/interferência magnética, que objetivam otimizar a relação sinal-ruído em

medições de campos magnéticos ultra-fracos. Estas técnicas são detalhadas nas subseções seguintes.

2.6.1. Blindagem Magnética

A realização de medições magnéticas dentro de câmaras magneticamente blindadas possibilita a redução da interferência magnética. Convencionalmente, estas câmaras utilizam materiais de alta condutividade elétrica, para blindagem de componentes espectrais de alta frequência, ou de alta permeabilidade magnética, para blindagem de componentes espectrais de baixas frequências [27].

Um dos materiais comumente utilizados no revestimento de câmaras blindadas é o μ -metal, que possui alta permeabilidade magnética e, conseqüentemente, é utilizado para blindar campos magnéticos de baixas frequências. Por outro lado, para atenuação de campos com altas frequências são utilizados materiais condutores, tais como cobre e alumínio [4]. O princípio de funcionamento das câmaras blindadas em baixas frequências se baseia na concentração do fluxo magnético incidente nas paredes da câmara, as quais concentram as linhas de campo, devido à elevada permeabilidade magnética das camadas de μ -metal. Por sua vez, a atenuação das componentes de alta frequência é decorrente da indução de *eddy currents* nos materiais condutores utilizados no revestimento das paredes da câmara [48,49].

Ressalta-se que a permeabilidade magnética do μ -metal decai significativamente com a frequência, tornando-o ineficaz para blindagens em altas frequências. Em contrapartida, a blindagem por *eddy currents*, oferecida pelo emprego de materiais condutores, perde gradativamente sua eficácia ao se reduzir a frequência, tornando esta técnica inadequada para blindagem de componentes espectrais de baixas frequências. Conseqüentemente, em casos onde deseje-se atenuar desde componentes espectrais de baixas frequências até frequências mais elevadas, são implementadas estruturas que combinam materiais de alta condutividade elétrica com materiais de alta permeabilidade magnética.

A técnica de blindagem magnética baseada no emprego de câmaras blindadas é denominada “blindagem passiva”. Por sua vez, também existe a “blindagem ativa”, a qual utiliza bobinas magnéticas, excitadas por fontes de alimentação, no intuito de compensar o campo magnético ambiental [4]. Em geral,

este tipo de blindagem utiliza bobinas em configuração triaxial, excitadas por fontes de corrente controláveis (atuadores), em função da leitura de magnetômetros triaxiais (sensores), utilizados para medição individual das componentes do campo magnético ambiental. Estes elementos permitem a implementação de um sistema de controle robusto, capaz de compensar a interferência magnética em tempo real [4,50,51]. Em certas aplicações críticas, nas quais os campos magnéticos de interesse são extremamente fracos, uma combinação de blindagem passiva e ativa é utilizada [4,52].

A Figura 9 ilustra a fase de construção da câmara blindada BMSR-2, pertencente ao PTB (*Physikalisch-Technische Bundesanstalt*), instalada em Berlim (Alemanha). Por sua vez, na Figura 10 pode-se visualizar a parte externa do prédio construído para abrigar esta câmara blindada. A BMSR-2 é revestida por 8 camadas de blindagem (7 de μ -metal e 1 de alumínio), além de empregar técnicas de blindagem ativa, por meio de bobinas de compensação instaladas em suas paredes. A BMSR-2 estabeleceu o recorde mundial de blindagem magnética em Junho de 2000, apresentando um fator de blindagem superior a $6 \cdot 10^6$, em 0,01 Hz [50]. O fator de blindagem é definido como a razão entre o campo magnético externo à região blindada e o campo residual na parte interna. Portanto, quanto maior for o fator de blindagem, maior será a atenuação da interferência magnética.

É importante destacar que, apesar de blindagens magnéticas serem uma técnica eficaz de atenuação de ruído/interferência ambiental, os custos destes sistemas são substancialmente altos, sendo proibitivos para inúmeras aplicações.



Figura 9 — Câmara blindada BMSR-2 durante sua fase de construção [50].



Figura 10 — Parte externa do prédio que abriga a Câmara blindada BMSR-2 [50].

2.6.2. Gradiômetros

Outra abordagem para atenuação dos níveis de ruído/interferência magnética, em medições de campos magnéticos ultra-fracos, é a utilização de gradiômetros. Além de serem mais flexíveis e portáteis do que soluções baseadas no emprego de câmaras blindadas, os gradiômetros também são soluções consideravelmente mais baratas, contribuindo para sua utilização em larga escala. Por outro lado, tipicamente, as câmaras blindadas permitem a obtenção de atenuações mais substanciais da interferência magnética ambiental.

Um gradiômetro de primeira ordem utiliza dois sensores de campo magnético, um muito perto da fonte de interesse e o outro afastado do primeiro por uma distância d . Dessa forma, tem-se que a leitura de cada sensor será composta pelo sinal de interesse adicionado a interferência magnética. Porém, admitindo que a interferência magnética seja uniformemente distribuída na região de medição e que a intensidade do sinal de interesse seja muito maior sobre o sensor que se encontra mais perto da fonte do que sobre o sensor mais afastado, tem-se que, ao se realizar uma leitura diferencial entre as saídas de ambos os sensores, idealmente, cancela-se a interferência e obtém-se um sinal de saída associado exclusivamente ao campo produzido pela fonte de interesse [53].

O campo magnético produzido por um dipolo é inversamente proporcional a r^3 . Dessa forma, uma configuração gradiométrica de primeira ordem, com seus elementos sensores separados por uma distância d (linha de base), consegue

atenuar significativamente a contribuição de fontes de interferência magnética situadas em $r \gg d$, enquanto que, por outro lado, preserva o campo gerado pela fonte de sinal, disposta em $r < d$ [26].

Assim, os gradiômetros são filtros espaciais que permitem medir o gradiente de campo entre dois pontos do espaço. Utilizando mais elementos sensores, é possível implementar gradiômetros de ordens superiores, os quais são capazes de estabelecer atenuações ainda mais significativas a fontes distantes de interferência magnética. A Figura 11 ilustra algumas configurações gradiométricas típicas para as bobinas de detecção utilizadas em magnetômetros SQUID.

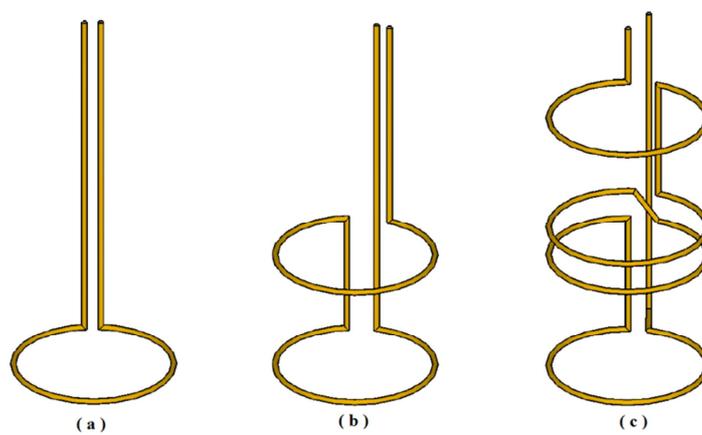


Figura 11 – Configurações gradiométricas utilizadas no magnetômetro SQUID: (a) ordem zero; (b) 1ª ordem; (c) 2ª ordem.

Tomando como base resultados explicitados na literatura referentes a avaliações de gradiômetros SQUID, verifica-se que, tipicamente, gradiômetros de primeira ordem atenuam a interferência magnética proveniente de fontes distantes de 10 a 100 vezes, já os de 2ª ordem exibem atenuações entre 100 e 1000 vezes. Também, extraem-se da literatura estruturas gradiométricas de 3ª ordem capazes de reduzir o ruído em até 10000 vezes [28,54].

Os gradiômetros são amplamente utilizados em diversas medições críticas, a fim de obter melhorias na relação sinal-ruído, dentre as quais pode-se destacar: medições biomagnéticas [26,39,47,55,56], medições geofísicas [57], bem como, medições magnéticas para aplicações militares, envolvendo, por exemplo, a localização e identificação de alvos [58,59].

É importante ressaltar que, para que as configurações gradiométricas aqui descritas se aproximem de seu funcionamento ideal, os elementos sensores utilizados (ou bobinas de detecção no caso do SQUID) precisam ser o mais

homogêneo possível. Em outras palavras, deve-se garantir que os sensores exibam as mesmas variações em suas respectivas leituras, quando submetidos a variações iguais de campo magnético. Em particular, tem-se que o gradiômetro proposto na presente dissertação é baseado em uma configuração de primeira ordem, implementada por meio da leitura diferencial entre as características de fase da impedância de duas amostras GMI em forma de fita.

3. Amostras Sensoras GMI

3.1. Magnetoimpedância Longitudinal (LMI)

Nas amostras GMI utilizadas nesta dissertação foi utilizado o efeito GMI denominado Magnetoimpedância Longitudinal (LMI), o qual é obtido por meio da aplicação de uma corrente alternada I ao longo do comprimento de uma amostra, em forma de fita ou fio. Nesta configuração, é possível observar uma intensa dependência da impedância da amostra Z_{sens} com o campo magnético externo H_{ext} , aplicado longitudinalmente ao comprimento da amostra. Dessa forma, conforme indicado na Figura 12, a diferença de potencial V , medida nas extremidades da amostra, irá variar em função de H_{ext} , devido à dependência de Z_{sens} com o campo magnético [38].

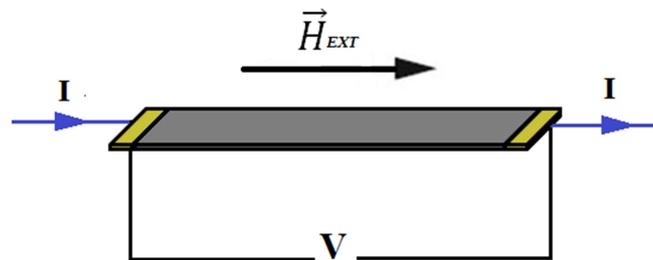


Figura 12 – Medição típica do efeito LMI.

Conseqüentemente, tendo em vista a configuração apresentada na Figura 12, é possível obter o valor da impedância $Z_{sens}(H_{ext})$ da amostra GMI, utilizando a descrição fasorial da corrente e da tensão alternada, como representada na eq. (5) [60,61].

$$\begin{aligned}
 Z_{sens}(H_{ext}) &= \frac{|V(H_{ext})| e^{j\theta_V(H_{ext})}}{|I| e^{j\theta_I}} = \frac{|V(H_{ext})|}{|I|} e^{j\theta_{sens}(H_{ext})} \\
 &= |Z_{sens}(H_{ext})| e^{j\theta_{sens}(H_{ext})}
 \end{aligned} \tag{5}$$

onde $|Z_{sens}(H_{ext})|$ representa o módulo e $\theta_{sens}(H_{ext})$ a fase da impedância $Z_{sens}(H_{ext})$.

Por sua vez, conforme indicado na eq. (6), a impedância $Z_{sens}(H_{ext})$ também pode ser representada por meio de um modelo elétrico equivalente composto pela associação em série de uma resistência $R_{sens}(H_{ext})$, associada à componente real da impedância complexa, com uma reatância $X_{sens}(H_{ext})$, associada à componente imaginária.

$$Z_{sens}(H_{ext}) = R_{sens}(H_{ext}) + jX_{sens}(H_{ext}) \quad (6)$$

Consequentemente, por meio das eqs. (7) e (8), respectivamente, pode-se associar as componentes resistiva e reativa da impedância complexa, apresentadas na eq. (6), aos valores de módulo $|Z_{sens}(H_{ext})|$ e fase $\theta_{sens}(H_{ext})$.

$$R_{sens}(H_{ext}) = |Z_{sens}(H_{ext})| \cos(\theta_{sens}(H_{ext})) \quad (7)$$

$$X_{sens}(H_{ext}) = |Z_{sens}(H_{ext})| \sin(\theta_{sens}(H_{ext})) \quad (8)$$

Em particular, para a faixa de frequências avaliada nesta dissertação (75 kHz a 30 MHz), observou-se que a componente reativa $X_{sens}(H_{ext})$ das amostras GMI estudadas sempre apresentou comportamento indutivo. Assim, a impedância $Z_{sens}(H_{ext})$ pode ser modelada eletricamente pela associação série de uma resistência $R_{sens}(H_{ext})$ com uma indutância $L_{sens}(H_{ext})$, conforme indicado na eq. (9).

$$Z_{sens}(H_{ext}) = R_{sens}(H_{ext}) + j\omega L_{sens}(H_{ext}) \quad (9)$$

onde ω indica a frequência angular da corrente de excitação das amostras.

Conforme mencionado no capítulo anterior, o efeito GMI está relacionado à dependência da profundidade de penetração de corrente (*skin depth*) (δ) com a permeabilidade magnética transversal (μ_t), a qual é função não só do campo magnético externo (H_{ext}), mas também da frequência (ω) e magnitude da corrente que atravessa a amostra. De acordo com a literatura, é possível expressar a impedância $Z_{sens}(H_{ext})$ de amostras GMI em forma de fita por meio do modelo teórico definido na eq. (10) [1].

$$Z_{sens}(H_{ext}) = (1 - j) \frac{L}{2\omega\sigma\delta(H_{ext})} \frac{1}{\left(1 - e^{-\frac{(1-j)t}{2\delta(H_{ext})}}\right)}, \quad (10)$$

onde,

$$\delta(H_{ext}) = c \sqrt{\frac{1}{2\pi\omega\sigma\mu_t(H_{ext})}}, \quad (11)$$

onde L é o comprimento da fita ou fio GMI, t a espessura, σ a condutividade do material e c a velocidade da luz no vácuo.

3.2. GMI Assimétrica

Em geral, as curvas de variação da impedância de amostras GMI em função do campo magnético externo H_{ext} são simétricas em relação à origem $H = 0$, porém, existem determinadas condições capazes de originar um comportamento assimétrico, denominado Magnetoimpedância Gigante Assimétrica (*AGMI - Asymmetric Giant Magneto-impedance*) [45,60,62]. Três fatores principais são destacados na literatura: correntes CC [45,60,63,64], campos magnéticos CA [45,60,65] e “*exchange bias*”[45,60,66].

3.2.1. AGMI induzida por corrente CC

Na presente dissertação, induziu-se AGMI por corrente CC, ou seja, por meio da superposição de um determinado nível CC de corrente à corrente CA necessária para o efeito GMI. Para amostras em forma de fio, ao se aplicar uma corrente CC (I_{cc}) paralela à direção de propagação da corrente de excitação CA (I_{ca}) e ao campo magnético externo (H_{ext}), um campo magnético CC (H_{cc}) será induzido, circunferencialmente ao comprimento da amostra. Por sua vez, este campo, juntamente com o campo magnético CA (H_{ca}), gerado pela corrente CA (I_{ca}), estimulam o processo de magnetização circunferencial, em oposição ao sentido de magnetização induzido pelo campo magnético externo (H_{ext}). A combinação da anisotropia magnética helicoidal com o campo magnético CC, fruto da corrente CC, causam o comportamento assimétrico nas amostras GMI [45,60]. A Figura 13 apresenta um exemplo ilustrativo de indução do efeito AGMI, em amostras em forma de fio, por meio da adição de uma corrente CC [45].

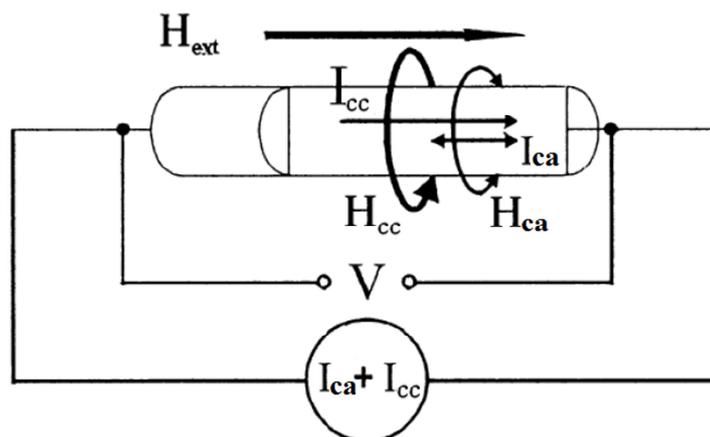


Figura 13 – Indução do efeito AGMI por corrente CC em uma amostra em forma de fio.

O campo magnético helicoidal, resultante da combinação de H_{cc} e H_{ext} , estará presente sobre toda a extensão do fio GMI. Dessa forma, o efeito AGMI aparece em função da combinação de H_{ext} com H_{cc} , o qual é diretamente dependente de I_{cc} [60]. É importante ressaltar que, para amostras em forma de fita, o mecanismo de indução de AGMI por corrente CC é análogo ao aqui discutido para amostras em forma de fio. Assumindo que a configuração dos domínios magnéticos nas fitas é transversal, e não helicoidal (como nos fios), tem-se que o comportamento assimétrico resultará da combinação da anisotropia magnética transversal com H_{cc} [45].

Por meio da indução de comportamentos assimétricos, nas curvas da impedância de amostras GMI em função do campo magnético externo H_{ext} , é possível elevar a sensibilidade das amostras [16,67,68]. A Figura 14 ilustra um exemplo de curva de variação do módulo da impedância do efeito GMI em função do campo magnético H_{ext} , para uma amostra em forma de fita com 3 cm de comprimento e composição $Co_{70}Fe_5Si_{15}B_{10}$. A amostra foi excitada por uma corrente com 15 mA de amplitude, 5 MHz de frequência e submetida a 3 níveis CC diferentes: 0 mA, 40 mA e 80 mA [4].

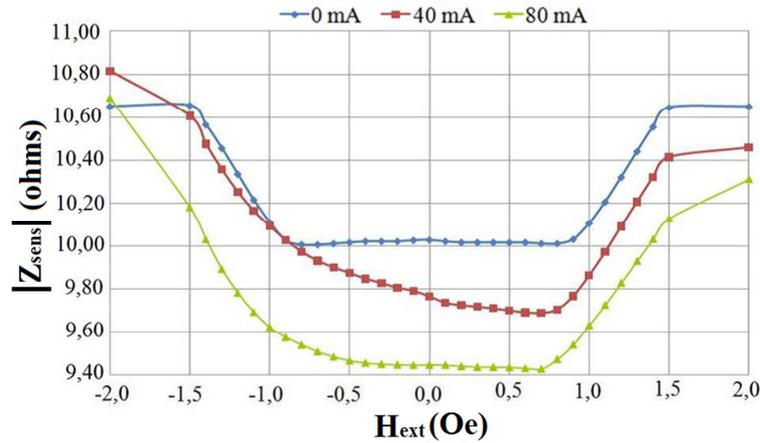


Figura 14 – Comportamento do módulo da impedância de uma amostra GMI em forma de fita, submetida a $i_c = [I_{CC} + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 5\text{MHz} \cdot t)]$ mA, fazendo I_{CC} igual a 0 mA, 40mA e 80 mA.

3.3. Caracterização das Amostras GMI

3.3.1. Metodologia

Conforme destacado no capítulo 1, esta dissertação objetiva desenvolver um transdutor magnético GMI de alta sensibilidade, em configuração gradiométrica de primeira ordem. Este transdutor utiliza duas amostras GMI em forma de fita como elementos sensores, as quais foram fornecidas pelo Departamento de Física da Universidade Federal de Pernambuco (UFPE).

A sensibilidade de um transdutor está diretamente relacionada à sensibilidade de seus elementos sensores. Por sua vez, no caso de sensores GMI, a sensibilidade é afetada por uma série de parâmetros, tais como: amplitude, frequência e nível CC da corrente de excitação; dimensões (comprimento, largura, espessura) das amostras GMI; composição química, campo magnético de polarização (gerado por uma fonte externa); entre outros [69].

Dessa forma, considerando que se deseja implementar um transdutor baseado na leitura das características de fase das amostras GMI, é preciso definir a combinação de parâmetros responsável pela maximização da sensibilidade de fase S_{fase} das amostras GMI utilizadas. Por sua vez, S_{fase} é definida por

$$S_{fase} = \frac{d\theta_{sens}(H_{ext})}{dH_{ext}} \quad (12)$$

O conjunto de parâmetros utilizados nesta dissertação foi obtido de [4], onde uma análise detalhada foi realizada para obtenção do conjunto de parâmetros que otimizam a sensibilidade de amostras GMI em forma de fita, com características similares às utilizadas no presente trabalho.

As amostras utilizadas possuem composição $\text{Co}_{70}\text{Fe}_5\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ e dimensões de 3 cm de comprimento, 1,5 mm de largura e espessura média de 60 μm . A corrente de condicionamento das amostras i_C é representada pela eq. (13), onde I_{CC} é o nível CC, I_{CA} a amplitude e f a frequência.

$$i_C = I_{CC} + I_{CA} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot f \cdot t) \quad (13)$$

Neste trabalho, optou-se por utilizar $I_{CC} = 80$ mA, $I_{CA} = 15$ mA e $f = 100$ kHz, tendo em vista que esta foi a combinação de parâmetros que resultou na maior sensibilidade de fase obtida em [4]. Por sua vez, as amostras GMI utilizadas foram caracterizadas experimentalmente, utilizando-se os parâmetros de corrente aqui definidos, de forma a se poder avaliar a dependência de suas impedâncias (módulo e fase) com o campo magnético externo.

Durante o processo de caracterização experimental, as amostras são colocadas no centro de uma bobina de Helmholtz, de forma que o campo gerado pela bobina seja paralelo ao comprimento das mesmas, já que, como mencionado anteriormente, a configuração é do tipo LMI. A Figura 15 ilustra a configuração esquemática do sistema de caracterização.

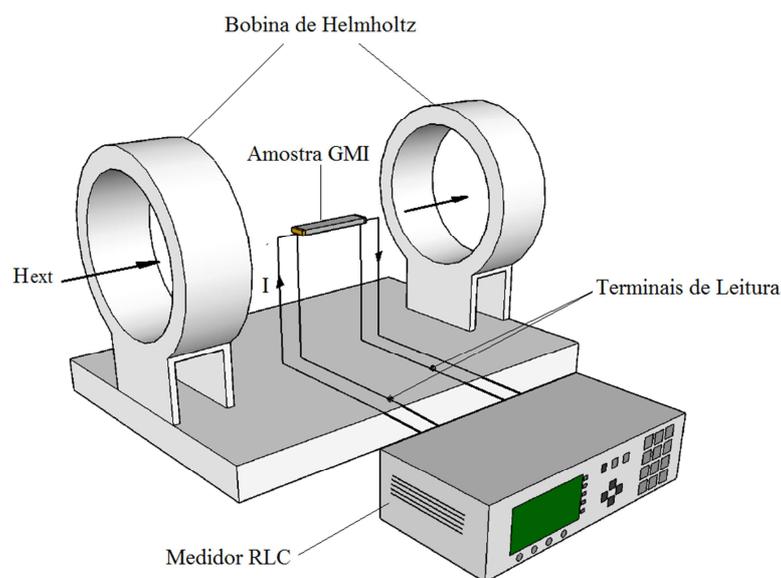


Figura 15 – Esquemático do sistema de caracterização das amostras GMI.

É importante ressaltar que o conjunto amostra-bobina é posicionado de maneira tal que o campo magnético da Terra seja perpendicular ao comprimento das amostras, com o objetivo de minimizar a influência do campo magnético terrestre no processo de caracterização.

Conforme indicado na Figura 15, as medições de módulo e fase foram realizadas por um Medidor RLC (4285A, Agilent), o qual também é responsável pela geração da corrente de condicionamento das amostras.

A Bobina de Helmholtz disponível no laboratório LPDE (Laboratório de Pesquisa e Desenvolvimento em Eletrônica) da PUC-Rio possui 48 espiras e raio de 15 cm. Esta Bobina é alimentada por uma fonte de corrente CC, a fim de gerar o campo magnético de excitação das amostras sensoras. Em particular, para a Bobina de Helmholtz disponível no laboratório, tem-se que a relação entre o campo magnético gerado em seu centro $H_{ext}[Oe]$ e a corrente CC fornecida $I[A]$ é dada pela seguinte equação

$$H_{ext}[Oe] = 2,87 \cdot I[A] \quad (14)$$

É importante destacar que oersted (Oe) é a unidade de intensidade de campo magnético no sistema CGS, a qual é geralmente utilizada na literatura do efeito GMI. Por outro lado, no sistema internacional de unidades SI esta mesma grandeza é expressa em ampere por metro (A/m). A eq. (15) indica a relação de conversão entre estas duas unidades.

$$1 Oe = \frac{1}{4\pi} \cdot 10^3 A/m \quad (15)$$

As curvas de caracterização apresentadas neste capítulo, da impedância (módulo e fase) das amostras GMI em função do campo magnético externo H_{ext} , foram obtidas de modo a se poder avaliar a histerese [4,38,70]. A Figura 16 ilustra uma curva típica de histerese [4].

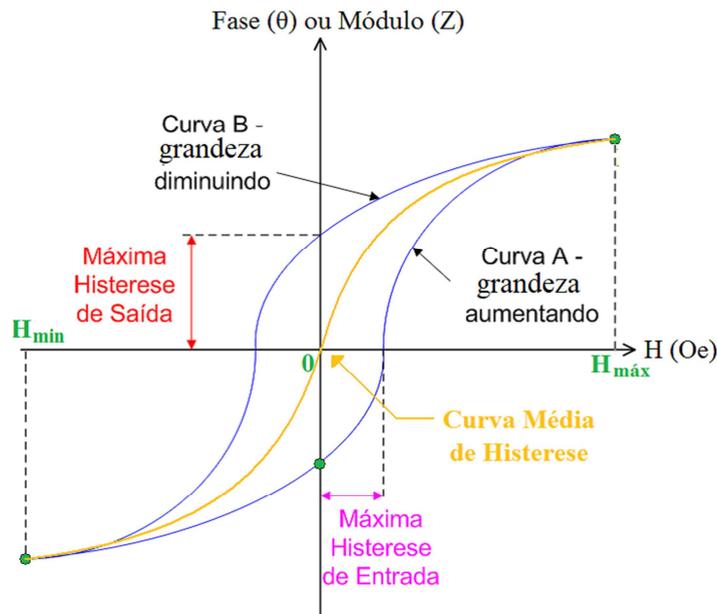


Figura 16 – Curva típica de histerese [4].

Neste intuito, as medições de impedância começam na situação em que a componente do campo magnético paralela à amostra é nula ($H_{início} = 0$). A seguir, aumenta-se o campo magnético até um valor máximo ($H_{máx} = 2$ Oe) e, na sequência, reduz-se o campo, passando por $H_{início} = 0$, até um valor mínimo ($H_{min} = -H_{máx} = -2$ Oe). Por fim, de modo a se completar o ciclo de histerese, percorre-se o trajeto de H_{min} a $H_{início}$. As variações de campo foram feitas em passos de 0,1 Oe, sendo que uma nova medição de módulo e fase é feita para cada valor de campo magnético avaliado.

Assim, para cada valor de campo magnético tem-se dois valores de módulo e dois valores de fase, com exceção dos extremos da curva $H_{máx}$ e H_{min} , para os quais tem-se apenas um valor de módulo e outro de fase, e para $H_{início}$, onde se obtêm 3 valores de módulo e outros 3 de fase. Portanto, as curvas de caracterização da impedância (módulo e fase) das amostras GMI foram obtidas ponto-a-ponto. Por sua vez, fazendo-se as médias aritméticas ponto-a-ponto dos valores de módulo e fase presentes nas curvas de histerese, é possível obter as respectivas curvas médias de módulo e fase, as quais também serão apresentadas nas próximas seções.

Destaca-se ainda que o procedimento aqui descrito foi repetido para cada uma das duas amostras avaliadas, tendo em vista que o gradiômetro é composto por duas amostras.

3.3.2. Caracterização Experimental da Amostra 1

As Figuras 17 e 18 apresentam, respectivamente, as curvas experimentais de histerese de módulo $|Z_{sens}(H_{ext})|$ e fase $\theta_{sens}(H_{ext})$ da impedância da amostra 1.

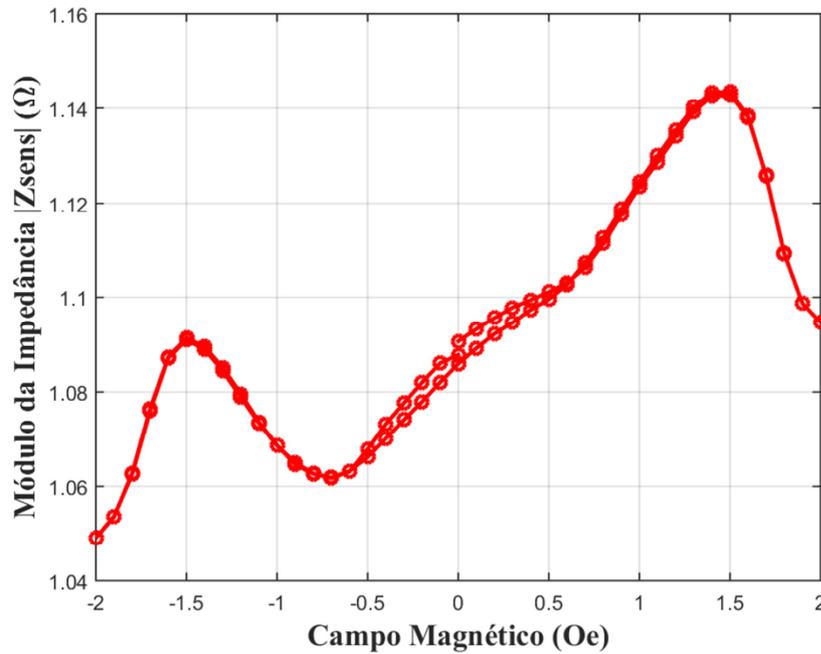


Figura 17 – Curva de histerese de módulo da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_c = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

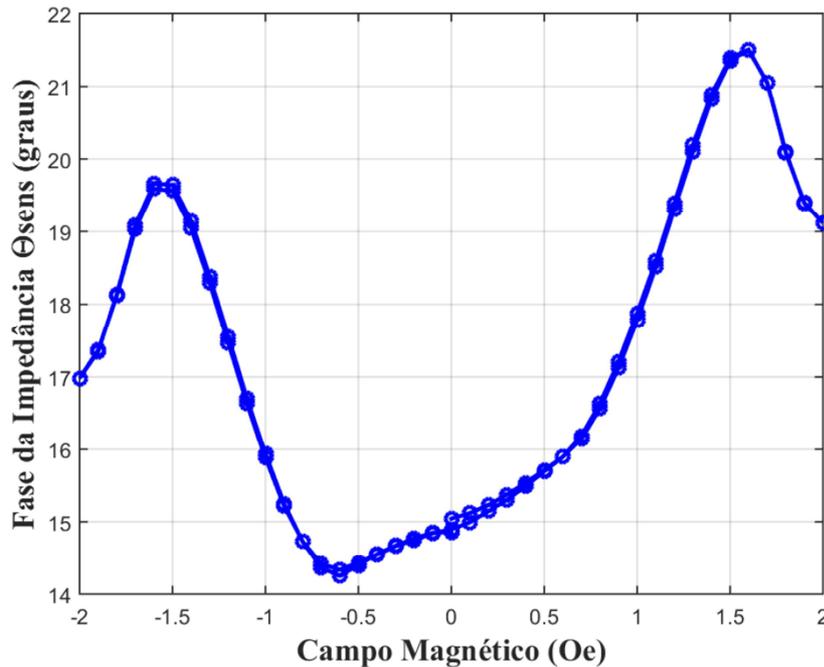


Figura 18 – Curva de histerese de fase da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_c = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

A partir das curvas de histerese apresentadas nas Figuras 17 e 18, aplicando-se a metodologia descrita na seção 3.3.1, é possível obter as curvas médias do comportamento de módulo e fase da amostra 1, apresentadas respectivamente nas Figuras 19 e 20.

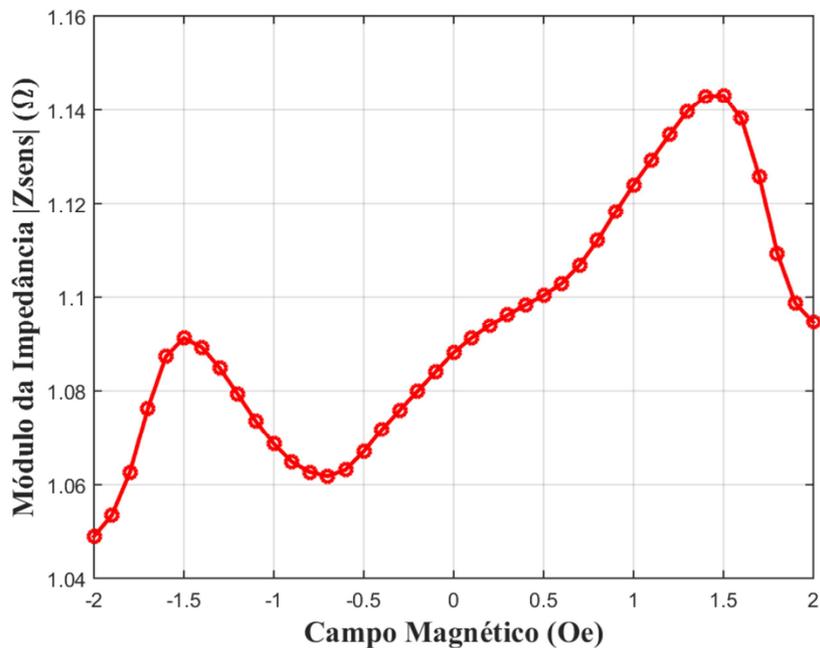


Figura 19 – Curva média do comportamento do módulo da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

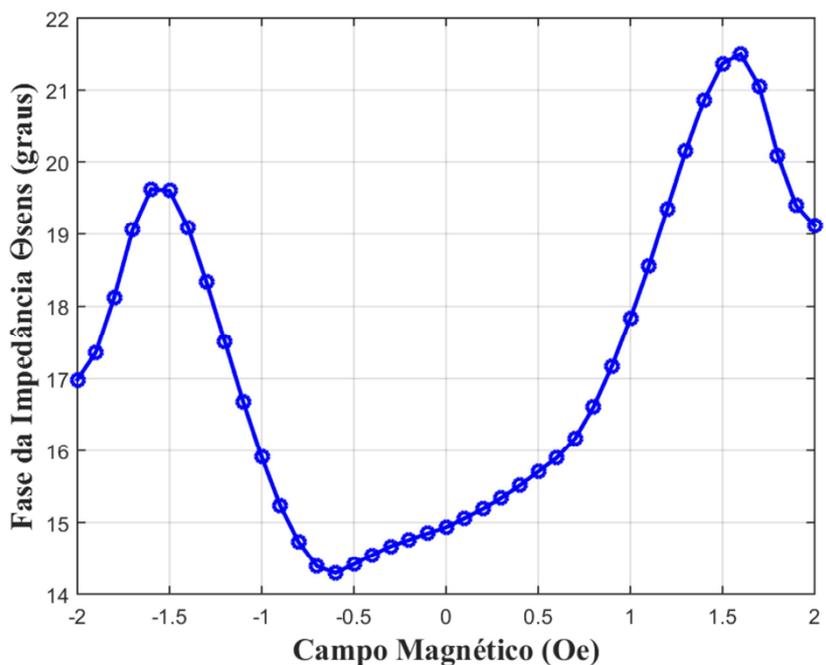


Figura 20 – Curva média do comportamento da fase da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

Por sua vez, conforme mostrado na seção 3.1, as amostras podem ser modeladas eletricamente por meio do modelo explicitado na eq. (9). Conhecendo-se os comportamentos médios de módulo e fase da impedância, apresentados nas Figuras 19 e 20, e empregando as eqs. (7) e (8), pode-se obter as curvas de variação de $R_{sens}(H_{ext})$ e $L_{sens}(H_{ext})$ da amostra 1 em função do campo magnético, apresentadas respectivamente nas Figuras 21 e 22.

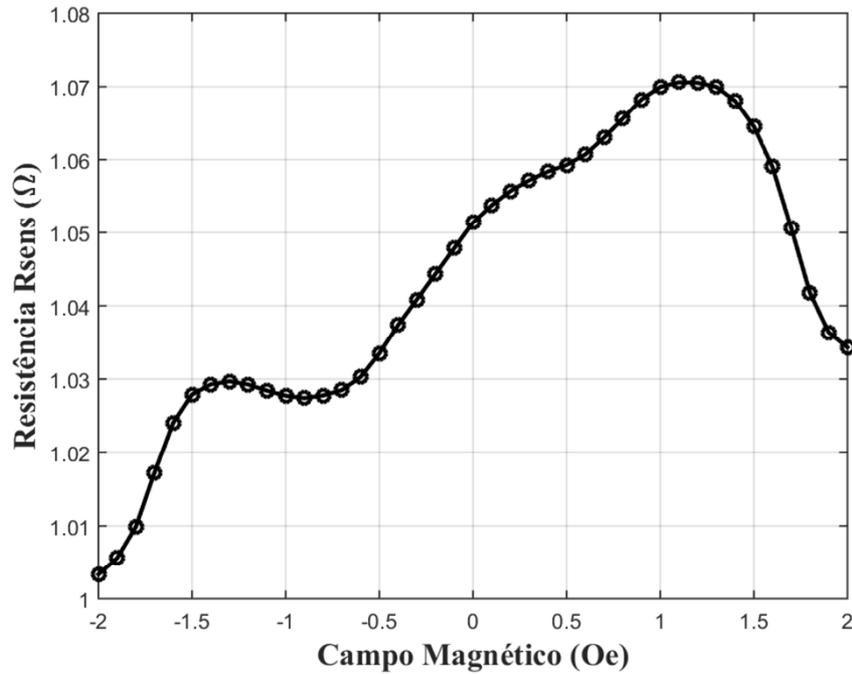


Figura 21 — Curva média da Resistência da amostra 1 em função do campo magnético.

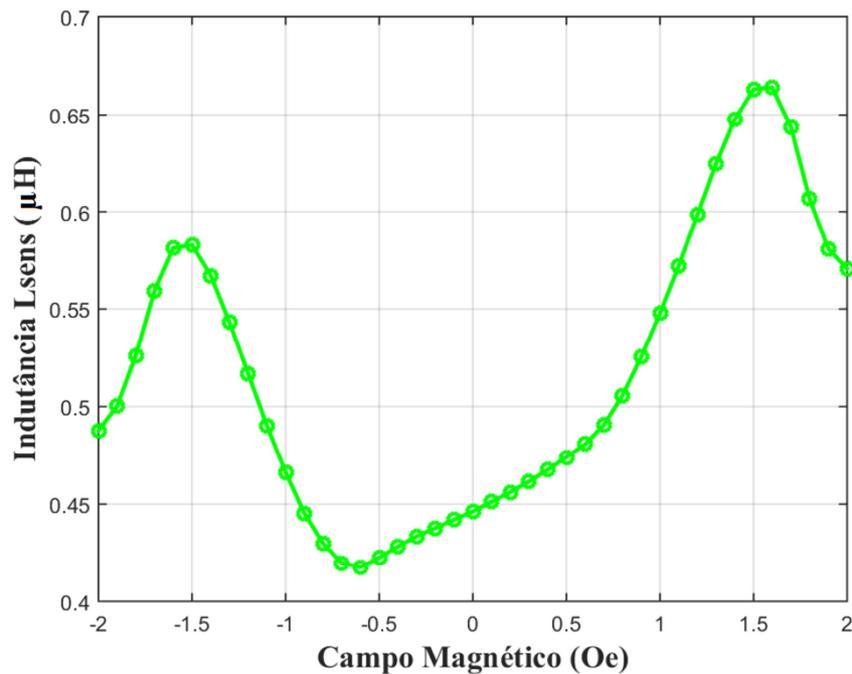


Figura 22 — Curva média da Indutância da amostra 1 em função do campo magnético.

3.3.3. Caracterização Experimental da Amostra 2

As Figuras 23 e 24 apresentam, respectivamente, as curvas experimentais de histerese de módulo $|Z_{sens}(H_{ext})|$ e fase $\theta_{sens}(H_{ext})$ da impedância da amostra 2.

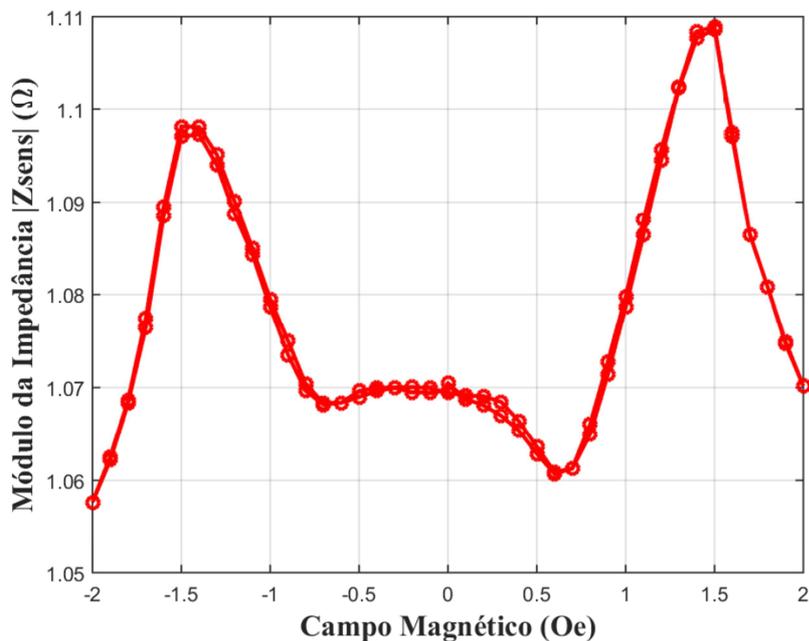


Figura 23 – Curva de histerese de módulo da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento $i_c = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

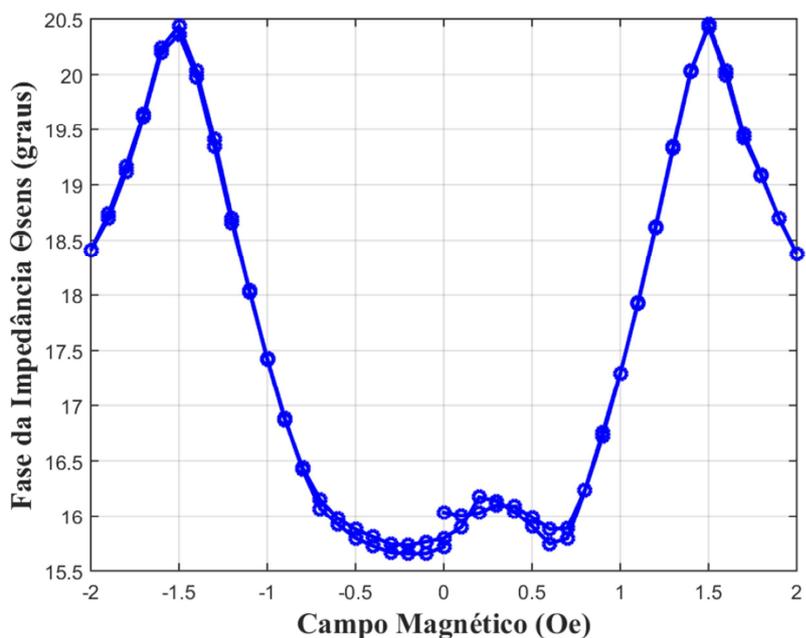


Figura 24 – Curva de histerese de fase da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento $i_c = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

Por sua vez, as curvas médias dos comportamentos de módulo e fase da impedância da amostra 2 são apresentadas, respectivamente, nas Figuras 25 e 26.

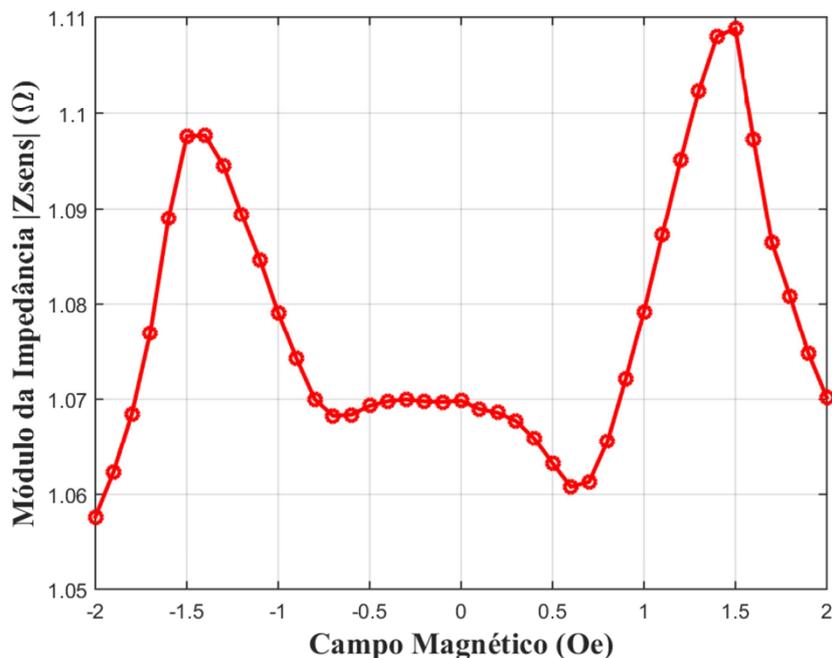


Figura 25 — Curva média do comportamento do módulo da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

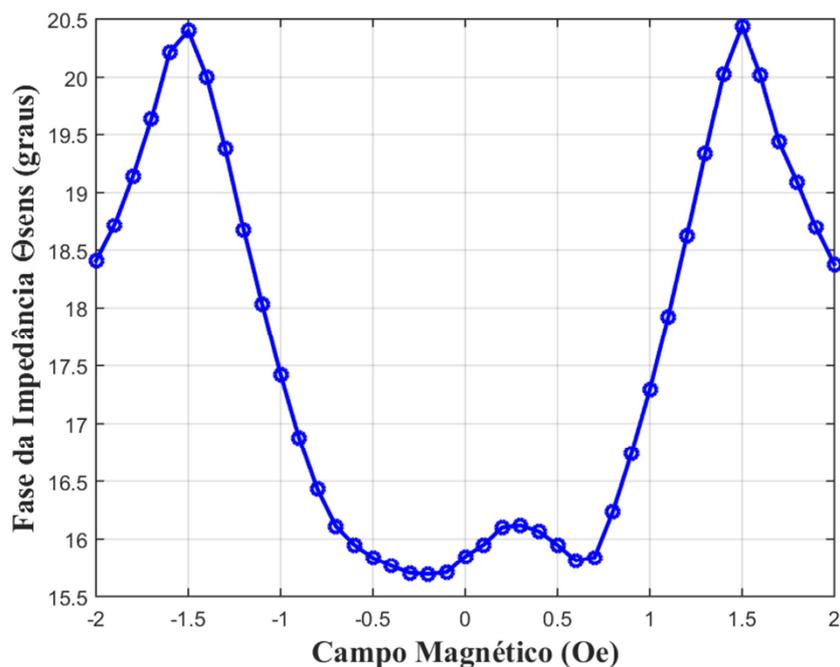


Figura 26 — Curva média do comportamento da fase da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

Utilizando-se os dados experimentais obtidos para a amostra 2 e aplicando-se um procedimento similar ao descrito para a amostra 1, pode-se obter as curvas

de variação de $R_{sens}(H_{ext})$ e $L_{sens}(H_{ext})$ da amostra 2, em função do campo magnético, as quais são respectivamente apresentadas nas Figuras 27 e 28.

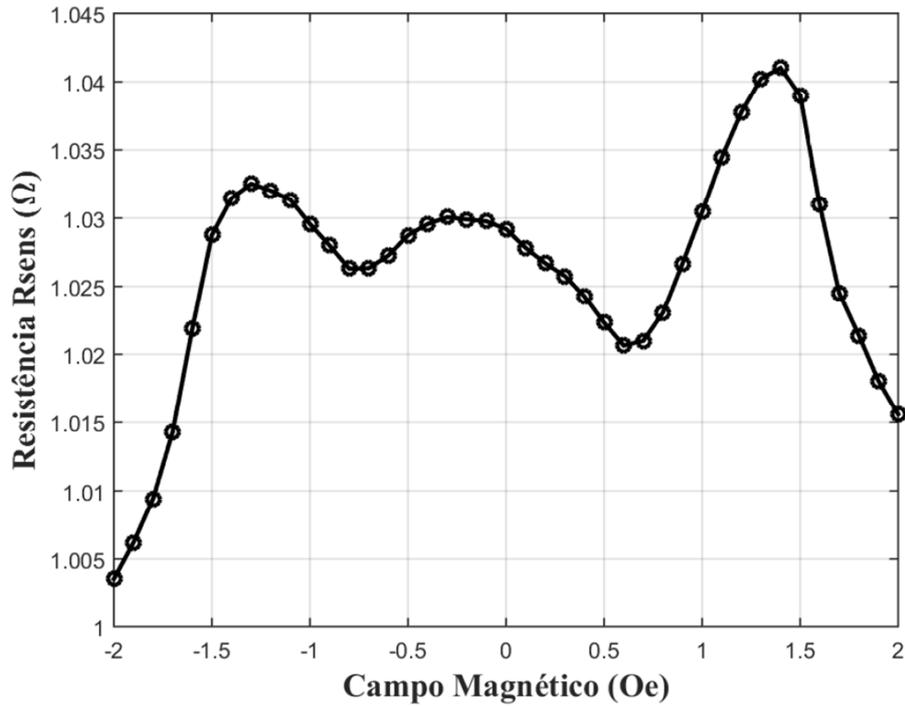


Figura 27 – Curva média da resistência da amostra 2 em função do campo magnético.

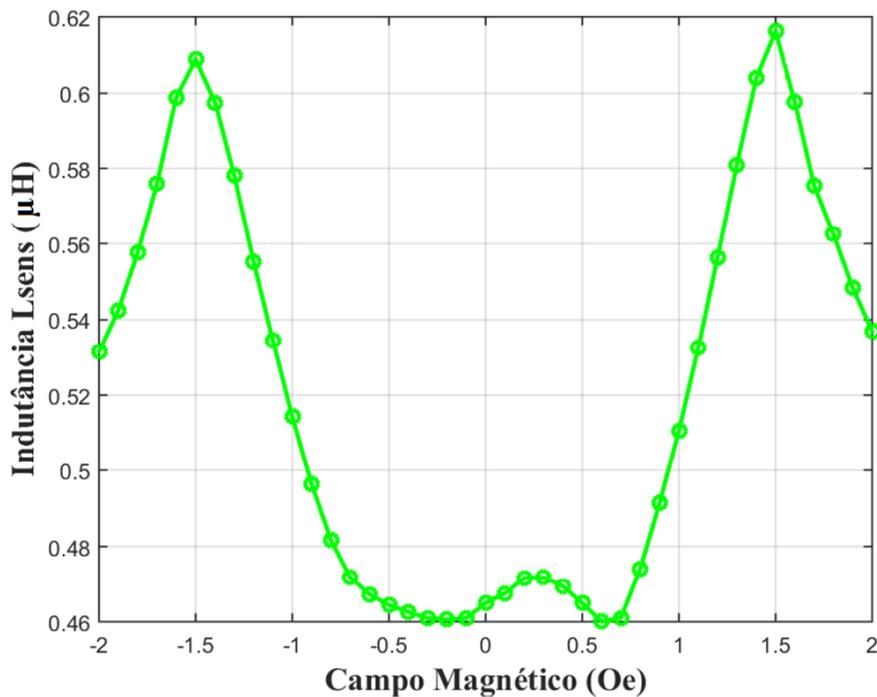


Figura 28 – Curva média da indutância da amostra 2 em função do campo magnético.

3.3.4. Análise das Curvas de Caracterização

Observando-se as curvas de histerese de módulo e fase, obtidas tanto para a amostra 1 (Figuras 17 e 18) quanto para amostra 2 (Figuras 23 e 24), pode-se perceber que a histerese de módulo e fase foi satisfatoriamente pequena para ambas as amostras. Note que tal comportamento é extremamente desejável, tendo em vista a utilização das amostras como elementos sensores do gradiômetro GMI aqui desenvolvido.

Adicionalmente, sabendo que o gradiômetro GMI aqui implementado se baseia nas características de fase da impedância dos elementos sensores GMI, conforme destacado na seção 2.6.2, é de suma importância que as amostras sensoras 1 e 2 apresentem comportamentos de fase homogêneos entre si, isto é, que a dependência da fase da impedância da amostra 1 com o campo magnético seja o mais similar possível àquela apresentada pela amostra 2. De maneira a facilitar a visualização do grau de similaridade entre o comportamento de fase da impedância apresentado por ambas as amostras, a Figura 29 apresenta as curvas de fase das amostras 1 e 2 em função do campo magnético.

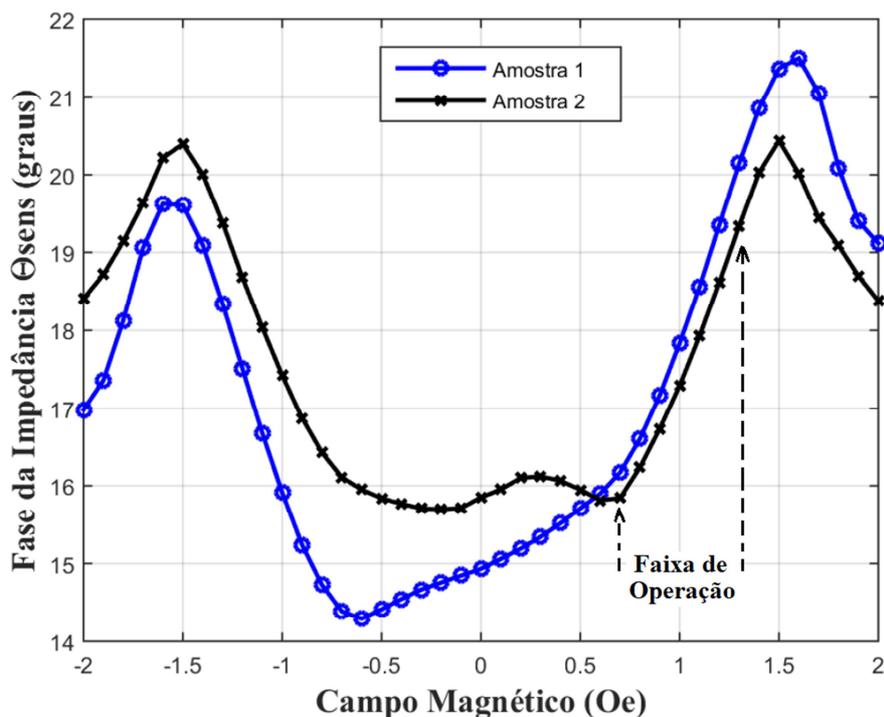


Figura 29 — Fase da impedância das amostras 1 e 2, em função do campo magnético, submetidas a uma corrente de condicionamento $i_c = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)]$ mA.

Inspecionando-se a Figura 29, verifica-se que na vizinhança de 1,0 Oe, o comportamento de fase de ambas as amostras é satisfatoriamente similar. Além disso, pode ser observado que ambas as amostras possuem boa linearidade na faixa de 0,7 Oe até 1,3 Oe, o que é um aspecto fundamental para garantir a linearidade do gradiômetro. Por sua vez, também verifica-se que ambas as amostras possuem altas sensibilidades nesta região, sendo a sensibilidade média apresentada pela amostra 1 de aproximadamente 6,7°/Oe, enquanto que a apresentada pela amostra 2 é de cerca de 5,9°/Oe.

Conseqüentemente, de modo a se fazer com que o gradiômetro opere em uma região onde ambas as amostras apresentem comportamentos de fase satisfatoriamente homogêneos, com boa linearidade e elevada sensibilidade, deve-se limitar a faixa de campos aos quais cada amostra é submetida entre 0,7 Oe e 1,3 Oe. Dessa forma, a fim de garantir uma excursão simétrica, arbitrou-se o campo de polarização em $H_{pol} = 1,0$ Oe, que é o ponto médio desta faixa.

Um outro ponto importante, que pode ser observado nos resultados obtidos da caracterização experimental das amostras GMI, é o valor extremamente baixo do módulo da impedância $|Z_{sens}|$ destas amostras, que, conseqüentemente, resulta em valores de resistência R_{sens} e indutância L_{sens} também muito pequenos. A fim de se evidenciar este fato de forma mais clara, são apresentados na Tabela 2 os valores de R_{sens} , L_{sens} , $|Z_{sens}|$ e θ_{sens} , na faixa de 0,7 Oe até 1,3 Oe, para ambas as amostras.

Tabela 2. Valores de R_{sens} , L_{sens} , $|Z_{sens}|$ e θ_{sens} das amostras 1 e 2, na faixa de 0,7 Oe até 1,3 Oe.

| Campo Magnético (Oe) | Amostra 1 | | | | Amostra 2 | | | |
|----------------------|-----------|-----------|------------|--------------|-----------|-----------|------------|--------------|
| | Rsens (Ω) | Lsens (H) | Módulo (Ω) | Fase (graus) | Rsens (Ω) | Lsens (H) | Módulo (Ω) | Fase (graus) |
| 0,7 | 1,063 | 4,905E-07 | 1,111 | 16,17 | 1,021 | 4,611E-07 | 1,061 | 15,84 |
| 0,8 | 1,065 | 5,057E-07 | 1,112 | 16,61 | 1,023 | 4,741E-07 | 1,065 | 16,24 |
| 0,9 | 1,068 | 5,253E-07 | 1,118 | 17,17 | 1,026 | 4,910E-07 | 1,072 | 16,74 |
| 1,0 | 1,069 | 5,478E-07 | 1,124 | 17,83 | 1,031 | 5,105E-07 | 1,079 | 17,29 |
| 1,1 | 1,071 | 5,719E-07 | 1,129 | 18,55 | 1,034 | 5,326E-07 | 1,087 | 17,93 |
| 1,2 | 1,071 | 5,984E-07 | 1,134 | 19,35 | 1,037 | 5,564E-07 | 1,095 | 18,62 |
| 1,3 | 1,069 | 6,248E-07 | 1,139 | 20,15 | 1,041 | 5,810E-07 | 1,102 | 19,34 |

Estes valores extremamente baixos de impedância tornam as amostras altamente suscetíveis à influência de impedâncias espúrias presentes na interconexão das amostras sensoras ao circuito de transdução. Como a impedância elétrica de uma amostra GMI pode ser modelada como um resistor R_{sens} em série

com um indutor L_{sens} , pode-se escrever a equação da fase da impedância θ_{sens} por meio dos parâmetros resistência e indutância, conforme indicado na eq. (16).

$$\theta_{sens}(H_{ext}) = \arctan\left(\frac{\omega L_{sens}(H_{ext})}{R_{sens}(H_{ext})}\right) \quad (16)$$

Por sua vez, inspecionando a Tabela 2, observa-se que o maior valor de fase medido para a amostra 1 ocorre para um campo de 1,3 Oe, onde $\theta_{sens_GMI1} = 20,15^\circ$. Caso uma resistência espúria ΔR seja inserida em série com a resistência $R_{sens}(H_{ext})$ da amostra 1, por exemplo, devido ao cabo utilizado para conectar a amostra 1 ao circuito eletrônico de transdução, para $H_{ext} = 1,3$ Oe, pode-se escrever.

$$\theta_{sens_{GMI1}}(1,3 \text{ Oe}) = \arctan\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 6,2482 \cdot 10^{-7}}{1,0699 + \Delta R}\right) \quad (17)$$

Agora, admitindo que o valor de ΔR seja $0,0471 \Omega$, verifica-se que o valor da fase da amostra 1 passaria a ser $19,34^\circ$, o qual tornar-se-ia, por exemplo, igual à fase da amostra 2, em $H_{ext} = 1,3$ Oe. Dessa forma, nota-se que, devido aos valores de R_{sens} das amostras serem muito pequenos, variações extremamente pequenas de resistência implicam em alterações significativas na resposta dos sensores. Por meio de uma análise análoga, pode-se afirmar o mesmo em relação à dependência da resposta dos sensores em função de alterações na indutância, advindas de indutâncias espúrias presentes na interconexão dos sensores ao circuito.

4. Gradiômetro GMI

Com base nos aspectos apresentados e discutidos nos capítulos anteriores, projetou-se o circuito eletrônico do gradiômetro GMI de primeira ordem, baseado na leitura da fase da impedância de duas amostras sensoras GMI em forma de fita, amostra 1 (A_1) e amostra 2 (A_2). A Figura 30 ilustra o diagrama de blocos simplificado do gradiômetro desenvolvido.

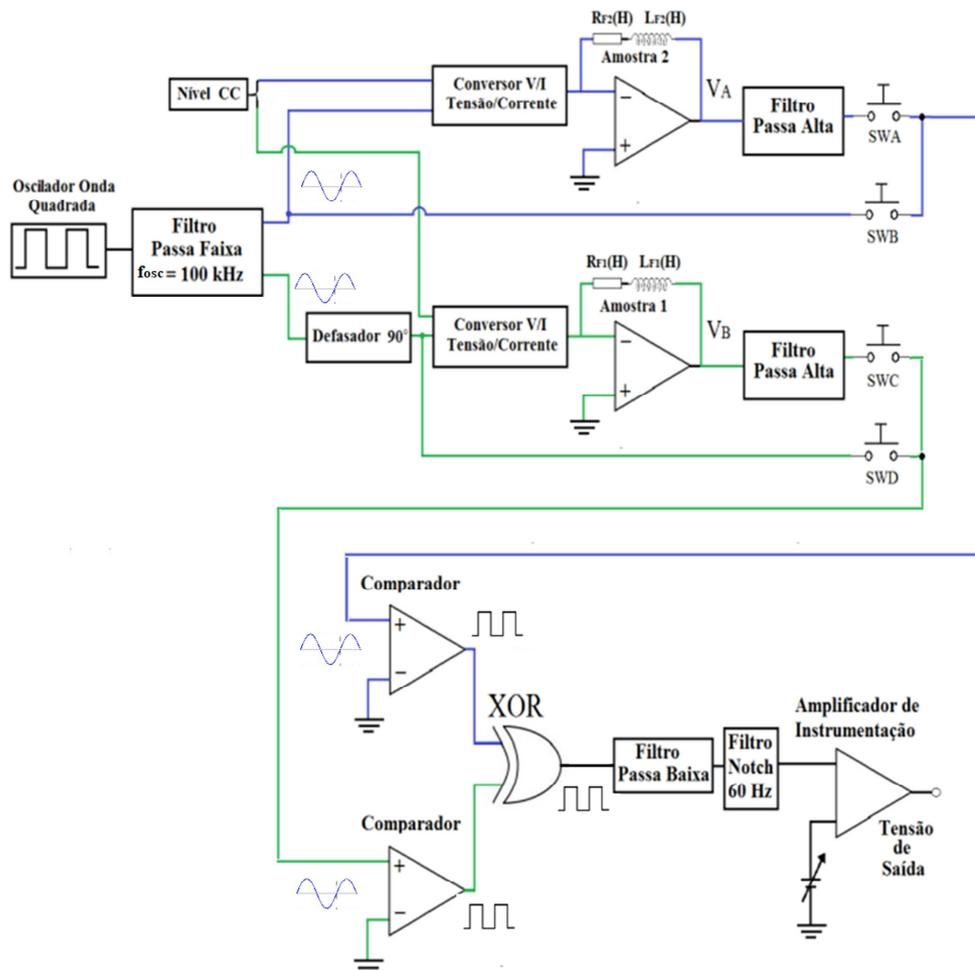


Figura 30 – Diagrama de blocos do circuito eletrônico do Gradiômetro GMI.

Conforme indicado na Figura 30, o circuito eletrônico do gradiômetro GMI é composto por um oscilador de onda quadrada, com frequência de oscilação de 100 kHz. Este sinal passa por um filtro passa-faixa ativo de oitava ordem,

altamente seletivo e centrado em 100 kHz, o que faz com que na saída do filtro obtenha-se um sinal senoidal de 100 kHz. Por sua vez, esta onda senoidal é conectada à entrada do primeiro conversor de tensão em corrente V/I e, após ser defasado 90°, à entrada do segundo conversor V/I.

Além da tensão senoidal, os conversores de tensão em corrente também recebem em suas entradas níveis CC de tensão, de modo a gerarem as correntes de condicionamento das amostras sensoras, as quais devem apresentar 80 mA de nível CC, 15 mA de amplitude e 100 kHz de frequência. Note que, devido à configuração adotada, a corrente que atravessa A_1 estará 90° defasada da corrente que flui por A_2 . Por sua vez, devido à dependência da fase das amostras GMI com o campo magnético externo, as tensões V_A e V_B nas saídas dos conversores estarão defasadas respectivamente $\theta_{\text{sens}A_2}(H)$ e $(\theta_{\text{sens}A_1}(H) + 90^\circ)$, em relação ao sinal senoidal presente na saída do filtro passa-faixa. Dessa forma, supondo que ambas as amostras apresentem comportamento de fase idêntico e estejam submetidas ao mesmo campo magnético H , tem-se que a tensão V_A estará defasada 90° em relação à tensão V_B , devido ao bloco defasador.

Em virtude da corrente CC que flui pelas amostras sensoras, as tensões V_A e V_B terão uma componente CC superposta ao sinal senoidal de 100 kHz. Para a adequada leitura da diferença de fase entre V_A e V_B , pelo estágio de leitura do circuito apresentado na Figura 30, deve-se remover o nível CC presente nestes sinais. Dessa forma, V_A e V_B passam por filtros ativos passa-altas (*Butterworth*) de quarta ordem, com o objetivo de eliminar o nível CC destes sinais. Os filtros possuem frequência de corte de 10 kHz, o que permite, além da remoção do nível CC, a atenuação de todas as componentes espectrais abaixo de 10 kHz, advindas de fontes de interferência/ruído. Adicionalmente, ajustou-se o ganho dos filtros para 10 V/V, a fim de se elevar as amplitudes, consideravelmente baixas, dos sinais senoidais de 100 kHz que são conectados às entradas dos comparadores.

Na sequência, com as chaves *SWA* e *SWC* fechadas e *SWB* e *SWD* abertas, as saídas dos filtros passa-altas são efetivamente conectadas às entradas dos comparadores, configurados como detectores de nulo, os quais transformam as ondas senoidais (entradas) em ondas quadradas (saídas), que possuirão, idealmente, a mesma fase e frequência dos sinais de entrada. Dessa forma, na situação de equilíbrio (ambas as amostras submetidas apenas ao mesmo campo magnético de polarização H_{pol}) as ondas quadradas, geradas pelos 2

comparadores, estarão 90° defasadas entre si. Por outro lado, note que, quando o campo magnético em A_1 for diferente do campo em A_2 , esta defasagem será alterada, ou seja, verifica-se que a defasagem é função do gradiente de campo magnético entre os sensores A_1 e A_2 .

No estágio seguinte, as saídas dos comparadores são ligadas às entradas da porta lógica XOR, gerando em sua saída uma onda quadrada cujo *duty cycle* é função da defasagem entre as ondas de entrada, a qual, por sua vez, é função do campo magnético. Em particular, para $H = H_{pol}$, a frequência do sinal de saída do XOR será de 200 kHz, o dobro da frequência dos sinais de entrada, e o *duty cycle* será de 50 %, visto que os sinais de entrada do XOR estarão 90° defasados entre si.

A saída do XOR é conectada a um filtro ativo passa-baixas (*Butterworth*) de quarta ordem, visando extrair a componente CC do sinal, a qual é proporcional ao *duty cycle* e, conseqüentemente, ao campo magnético. O filtro projetado possui frequência de corte de 1 kHz e ganho unitário, o que permite a extração do nível CC e uma atenuação efetiva do sinal de 200 kHz e suas harmônicas superiores. Note que, ao se reduzir a frequência de corte deste filtro, possibilita-se uma atenuação mais acentuada de componentes espectrais indesejáveis, entretanto, em contrapartida, aumenta-se o tempo de resposta do circuito de transdução como um todo. Dessa forma, optou-se por fixar a frequência de corte em 1 kHz, a fim de se permitir que o circuito realize medições de campos magnéticos com frequências de até 1 kHz.

Por sua vez, a saída do filtro passa-baixas é ligada a um filtro *notch*, centrado em 60 Hz, o qual é responsável por atenuar a interferência da rede elétrica. Finalmente, a saída do filtro *notch* é amplificada por um amplificador de instrumentação com ganho variável e ajuste de *offset*, a fim de garantir que a saída do circuito seja nula, quando ambas as amostras estiverem submetidas apenas ao campo de polarização H_{pol} . Assim, o circuito desenvolvido possibilita a obtenção de uma tensão de saída proporcional ao gradiente de campo entre as duas amostras sensoras GMI.

As chaves *SWA*, *SWB*, *SWC* e *SWD* permitem configurar o modo de operação do circuito eletrônico. Com as chaves *SWA* e *SWD* fechadas e as outras duas abertas, o circuito opera como magnetômetro, apresentando uma saída de tensão proporcional ao campo magnético sobre a amostra A_2 . Por sua vez, com as

chaves *SWB* e *SWC* fechadas e as outras duas abertas, o circuito também opera como magnetômetro, porém, apresentará uma tensão de saída proporcional ao campo magnético sobre a amostra A_1 . Finalmente, conforme já mencionado na descrição do circuito de transdução, ao se fecharem as chaves *SWA* e *SWC* e abrirem as demais, faz-se com que o circuito opere como gradiômetro, apresentando uma tensão de saída proporcional ao gradiente de campo entre as amostras A_1 e A_2 .

4.1. Circuito Eletrônico do Gradiômetro

De maneira a fornecer uma análise mais detalhada do circuito eletrônico desenvolvido, esta subseção apresenta aspectos inerentes à implementação de seus principais módulos. Por sua vez, a lista completa dos componentes ativos e passivos, junto com seus respectivos valores, empregados no circuito eletrônico do gradiômetro, é apresentada no Apêndice A.

O *Módulo 1*, apresentado na Figura 31, possibilita a alimentação do circuito do gradiômetro GMI por meio de baterias, permitindo que o mesmo opere desconectado da rede elétrica. O *Módulo 2*, apresentado na Figura 32, tem o intuito de gerar o sinal senoidal utilizado para excitação das amostras GMI. O *Módulo 3*, apresentado na Figura 33, incorpora conversores V/I, utilizados para gerar as correntes de excitação das amostras GMI, e filtros passa-altas, para adequação dos níveis dos sinais que serão conectados às entradas dos comparadores. Por sua vez, o *Módulo 4*, apresentado na Figura 34, permite a obtenção de um nível CC proporcional à diferença de fase dos sinais conectados às entradas dos comparadores. Este estágio é composto por comparadores, configurados como detectores de nulo, uma porta lógica XOR, responsável pela geração da onda quadrada com *duty cycle* variável, e filtro passa-baixas, que extrai o nível CC do sinal de saída do XOR. Por fim, o *Módulo 5*, apresentado na Figura 36, é composto pelo *notch* de 60 Hz e pelo amplificador de instrumentação com ajuste de *offset*, cuja tensão de saída será proporcional ao gradiente de campo entre as amostras A_1 e A_2 . Este estágio também inclui os circuitos implementados para excitação de solenoides, utilizados para geração do campo de polarização H_{pol} das amostras.

A Figura 31 apresenta o *Módulo 1* do circuito projetado.

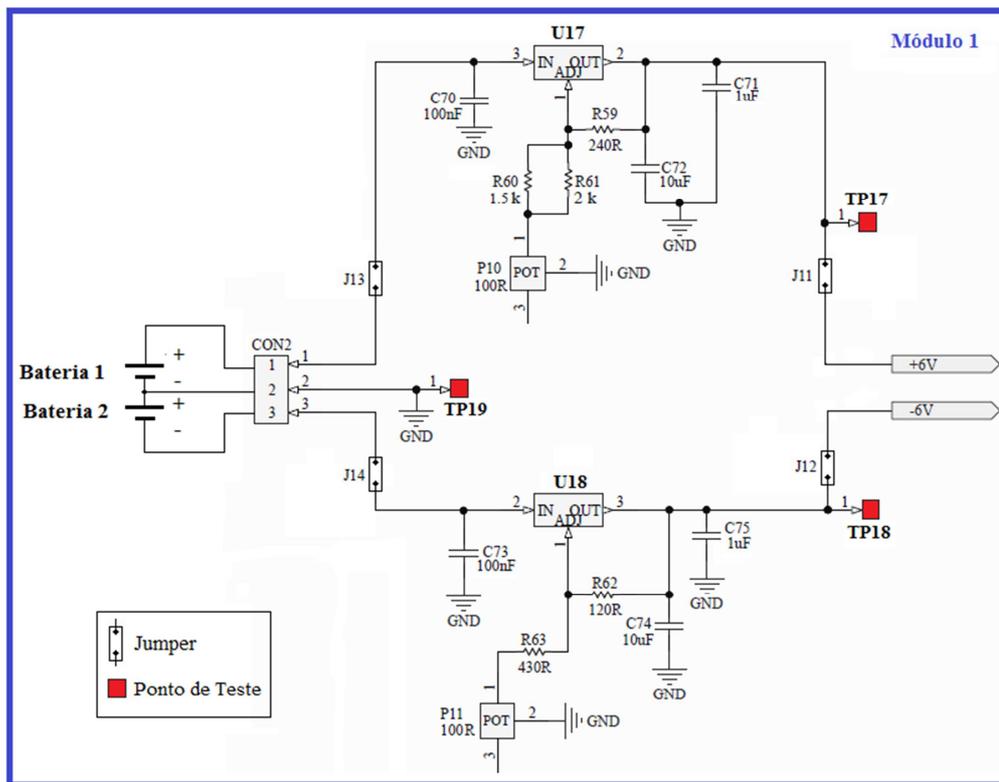


Figura 31 – Módulo 1 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

Como representado na Figura 31, o circuito do gradiômetro foi projetado de modo a poder operar desconectado da rede elétrica, a fim de se reduzir os efeitos nocivos da interferência de 60 Hz. Com este fim, utilizaram-se duas baterias recargáveis de lítio-polímero, com tensões nominais de 11,1 V e capacidade de fornecimento de corrente de 5000 mAh.

Os reguladores de tensão *U17* e *U18* são alimentados pelas baterias e foram configurados para fornecer em suas saídas níveis de tensão de +6 V e -6 V, respectivamente, necessários para alimentação de grande parte dos componentes ativos utilizados no circuito de transdução. O ajuste fino das tensões de saída dos reguladores *U17* e *U18* é feito, respectivamente, pelos potenciômetros *P10* e *P11*, de acordo com

$$V_{U17} \cong 1,25 \cdot \left(1 + \frac{(R_{60} // R_{61}) + P_{10}}{R_{59}} \right) \quad (19)$$

$$V_{U18} \cong -1,25 \cdot \left(1 + \frac{R_{63} + P_{11}}{R_{62}} \right) \quad (20)$$

Dessa forma, considerando os valores selecionados para os componentes, tem-se que as tensões de saída de *U17* podem ser ajustadas para valores entre 5,7

$V \leq V_{U17} \leq 6,2 \text{ V}$, para a faixa nominal de $P10$, que vai de 0Ω até 100Ω . Já a tensão de saída de $U18$ varia entre $-6,7 \text{ V} \leq V_{U18} \leq -5,7 \text{ V}$, para a faixa nominal de $P11$, que vai de 0Ω até 100Ω .

Na sequência, a Figura 32 ilustra o *Módulo 2* do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

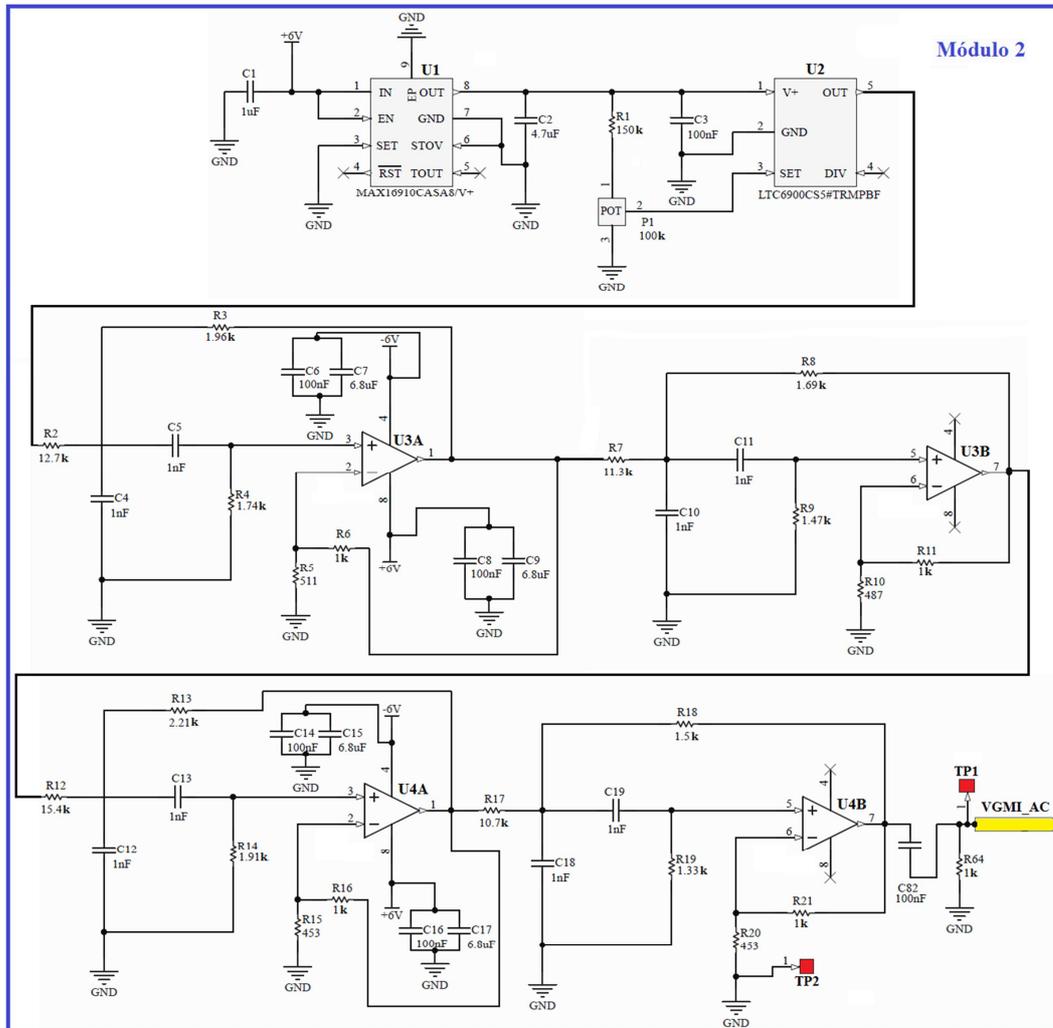


Figura 32 – Módulo 2 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

No *Módulo 2*, o regulador de tensão $U1$ é configurado para fornecer uma tensão de saída de $3,3 \text{ V}$, a qual é utilizada para alimentar o oscilador de onda quadrada $U2$, cuja frequência de oscilação f_{osc} pode ser ajustada para valores entre 1 kHz e 20 MHz . Por sua vez, ajustou-se a frequência do oscilador para 100 kHz , visto que, conforme mencionado anteriormente, deseja-se excitar as amostras GMI com esta frequência. O ajuste fino da frequência de oscilação é realizado por meio do potenciômetro P_1 , de acordo com

$$f_{osc} = 10 \text{ MHz} \cdot \left(\frac{2000}{R_1 + P_1} \right) \quad (21)$$

Consequentemente, sabendo que $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$, verifica-se que pode-se fazer variar a frequência de oscilação do circuito entre 80 kHz e 133 kHz, para a faixa nominal de P_1 , que vai de $0 \text{ }\Omega$ até $100 \text{ k}\Omega$. De acordo com os dados apresentados em seu *datasheet*, tem-se que a taxa de variação da frequência de oscilação de $U2$ com a tensão de alimentação é de $0,04 \text{ \%}/\text{V}$. Portanto, para $f_{osc} = 100 \text{ kHz}$, esta dependência será de $40 \text{ Hz}/\text{V}$. Dessa forma, constata-se que a frequência de oscilação não será significativamente afetada por perturbações na tensão de alimentação, a qual, por sua vez, é bastante estável, visto que é fornecida pelo regulador $U1$, que possui uma regulação de linha de $1 \text{ mV}/\text{V}$ e regulação de carga de $12 \text{ mV}/\text{A}$.

O sinal de tensão gerado na saída de $U2$ é uma onda quadrada de 100 kHz e *duty cycle* de 50% , com nível alto de $3,3 \text{ V}$ e nível baixo de 0 V , a qual passa por um filtro passa-faixa de oitava ordem, implementado pelos amplificadores operacionais duplos $U3$ e $U4$. Este filtro é centrado em 100 kHz e possui ganho unitário em sua banda de passagem, projetada para se estender de 80 kHz a 120 kHz . Dessa forma, faz-se com que a onda quadrada, presente na saída de $U2$, seja transformada em uma onda senoidal com frequência de oscilação de 100 kHz , pois o filtro extrairá a componente fundamental da onda quadrada. Idealmente, o sinal de tensão senoidal na saída do filtro passa-faixa, V_{GMI_AC} , pode ser representado pela eq. (22).

$$V_{GMI_AC} = \frac{2,3,3}{\pi} \text{sen}(2\pi f_{osc} t) = 2,1 \text{sen}(2\pi f_{osc} t) \text{ V} \quad (22)$$

Na sequência, a Figura 33 ilustra o *Módulo 3* do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

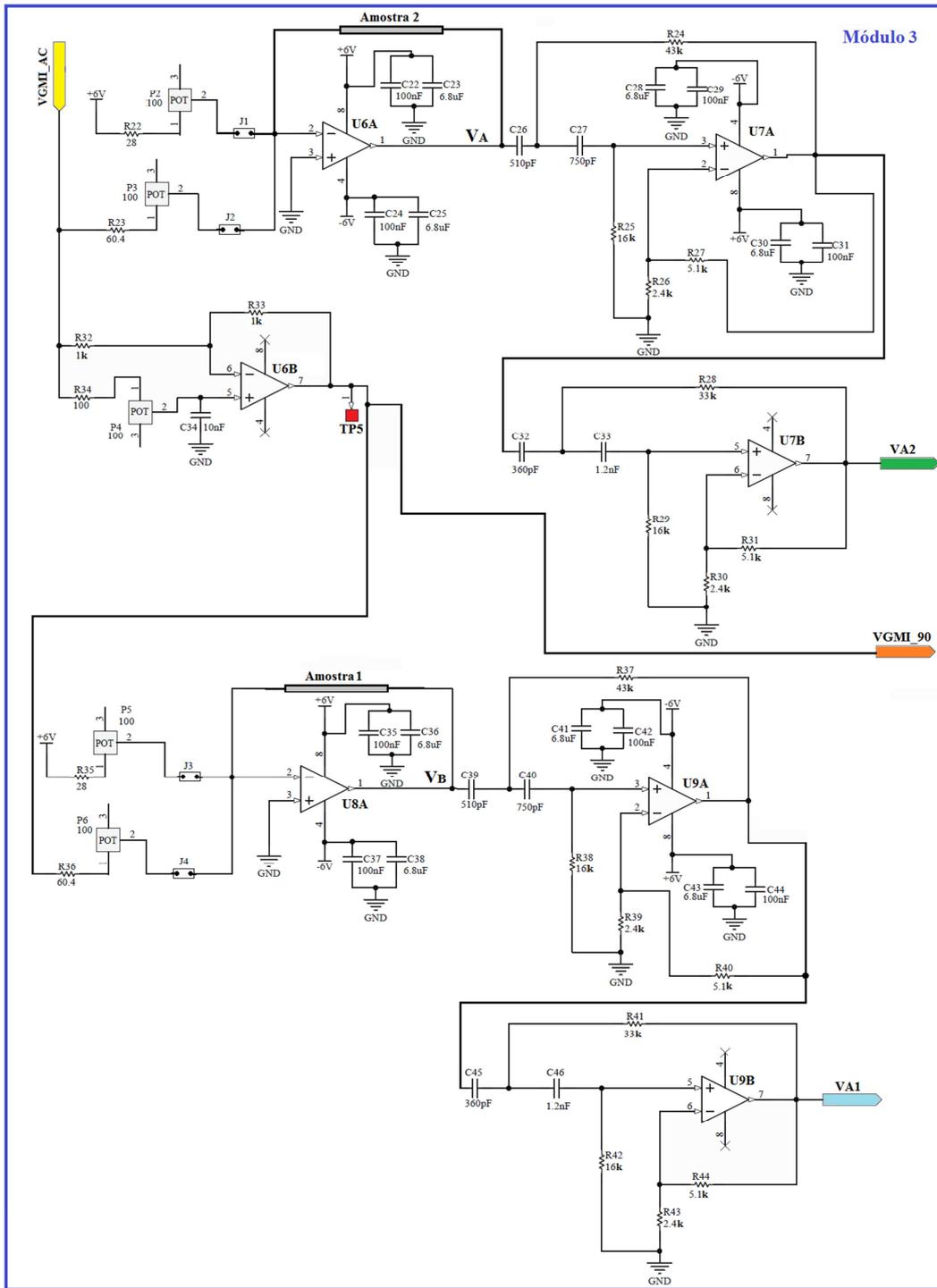


Figura 33 – Módulo 3 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

Na Figura 33, observa-se que um dos estágios do amplificador operacional duplo $U6$ é utilizado para implementar o conversor de tensão em corrente empregado para gerar a corrente de excitação da amostra A_2 . Por sua vez, a associação série de R_{22} e P_2 permite que se realize o ajuste fino da componente CC (80 mA) desta corrente, enquanto que a amplitude da componente CA (15

mA) é ajustada por meio da resistência equivalente formada pela associação série de R_{23} com P_3 .

O segundo estágio de $U6$ implementa o defasador de 90° , que recebe o sinal de tensão V_{GMI_AC} e fornece em sua saída o mesmo sinal, defasado de 90° , denominado V_{GMI_90} . Na sequência, o sinal V_{GMI_90} é conectado, junto com o nível de tensão CC de +6 V, ao amplificador operacional $U8$, que implementa o segundo conversor de tensão em corrente, responsável pela geração da corrente de condicionamento que passa pela amostra A_1 . O nível CC desta corrente (80 mA) pode ser ajustado por meio da associação série entre R_{35} e P_5 , enquanto que amplitude da corrente (15 mA) é controlada por R_{36} e P_6 .

Por sua vez, os amplificadores operacionais duplos $U7$ e $U9$ são utilizados para implementar os dois filtros ativos passa-altas, de quarta ordem, ambos com frequência de corte em 10 kHz e ganho de 10 V/V na banda de passagem. Os filtros são empregados a fim de amplificar o sinal senoidal de interesse, com frequência de 100 kHz, e eliminar o nível CC das tensões V_A e V_B , apresentadas nas saídas dos conversores V/I. Na sequência da cadeia de processamento, a Figura 34 apresenta o *Módulo 4* do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

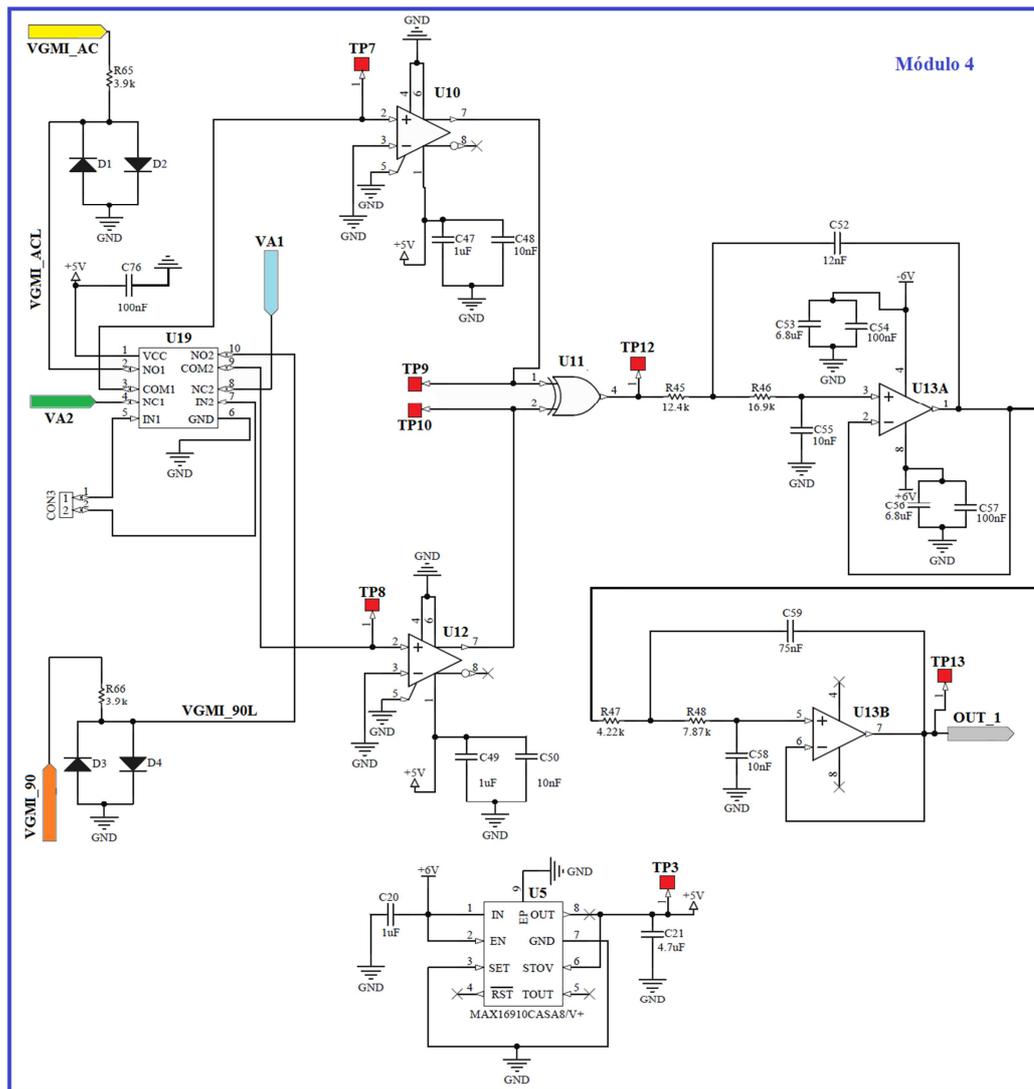


Figura 34 – Módulo 4 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

As saídas dos filtros passa-altas, mostrados no módulo anterior, são conectados ao circuito integrado *U19*, composto por duas chaves analógicas independentes, controladas por tensão. Estas chaves possuem resistências de contato extremamente baixas, da ordem de $0,6 \Omega$, que garantem que, para o circuito analisado, os níveis de seus sinais de saída sejam praticamente iguais aos dos sinais de entrada. Também, ressalta-se que *U19* foi selecionado de modo a permitir que a faixa de tensões de operação destas chaves seja superior aos níveis de tensão dos sinais conectados as suas entradas.

O circuito integrado *U19* é utilizado para implementar as chaves *SWA*, *SWB*, *SWC* e *SWD*, mostradas no diagrama de blocos da Figura 30. Por sua vez, a Figura 35 ilustra de forma mais detalhada o esquemático das conexões controladas por *U19*. Observa-se que os sinais V_{A1} e V_{A2} (saídas dos filtros passa-altas) estão

conectados aos comparadores *U10* e *U12*, por meio dos contatos NF (normalmente fechado) de *U19*, fazendo com que o circuito opere como gradiômetro.

Por sua vez, por meio do controle de tensão, é possível conectar V_{GMI_ACL} à entrada do comparador *U10* e manter V_{A1} conectada à entrada do comparador *U12*. Dessa forma, faz-se com que o circuito opere como um magnetômetro, utilizando a amostra A_1 como elemento sensor. Alternativamente, por meio do controle de tensão, também é possível conectar V_{GMI_90L} à entrada do comparador *U12* e manter V_{A2} conectada à entrada do comparador *U10*. Nesta situação, o circuito também irá operar como magnetômetro, porém, agora, utilizará a amostra A_2 como elemento sensor. Destaca-se que, como indicado na Figura 34, os sinais V_{GMI_AC} e V_{GMI_90} estão ligados a limitadores de tensão, implementados por diodos schottky, originando os sinais V_{GMI_ACL} e V_{GMI_90L} , respectivamente. Esta limitação da excursão dos sinais é necessária de modo a compatibilizar estas tensões à faixa de operação de *U19*.

Considerando que as chaves *SWA* e *SWB* foram projetadas para operar intertravadas, assim como *SWC* e *SWD*, ou seja, sempre que uma estiver aberta, a outra deve permanecer fechada e vice-versa, verifica-se que a configuração proposta para *U19* possibilita a implementação dos modos de operação descritos na análise do diagrama de blocos da Figura 30.

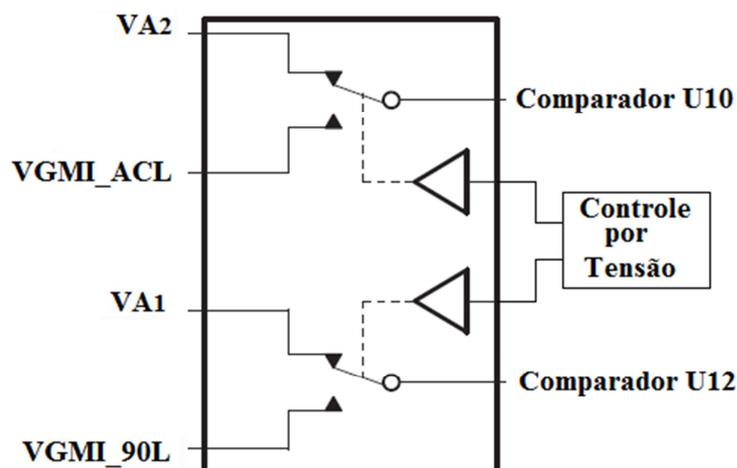


Figura 35 — Esquemático de conexões das chaves analógicas do circuito integrado *U19*.

Dessa forma, admitindo operação como gradiômetro, os sinais V_{A1} e V_{A2} passam por $U19$ e são conectados, respectivamente, às entradas dos comparadores $U10$ e $U12$, ambos configurados como detectores de nulo. Portanto, os sinais senoidais de entrada são convertidos em ondas quadradas, compatíveis com níveis lógicos TTL. É importante destacar que, idealmente, a fase e a frequência dos sinais nas saídas dos comparadores serão iguais àquelas apresentadas pelos sinais conectados às suas respectivas entradas. Na sequência, as saídas dos comparadores são ligadas ao XOR ($U11$) da família AHCT, que apresenta um tempo de comutação da ordem de 5 ns. É importante ressaltar que o bloco defasador permite que as transições alto-baixo e baixo-alto, das entradas da porta lógica XOR, fiquem mais espaçadas entre si, na situação de equilíbrio, isto é, quando ambas as amostras estão submetidas exclusivamente a H_{pot} .

A saída do XOR é conectada a um filtro passa-baixas ativo de quarta ordem, implementado utilizando o amplificador operacional duplo $U13$, baseado na topologia *Sallen-Key*, com frequência de corte de 1 kHz. Como mencionado anteriormente, este filtro possibilita a extração do nível CC do sinal conectado a sua entrada, que é proporcional ao *duty cycle* da saída do XOR, o qual, por sua vez, é função do gradiente de campo magnético entre as amostras A_1 e A_2 .

Ressalta-se ainda que, o *Módulo 4* descrito na Figura 34 também é composto pelo regulador de tensão $U5$, adequadamente configurado de forma a apresentar em seu terminal de saída uma tensão constante de +5 V, que é utilizada para alimentação de $U19$, dos comparadores e do XOR.

A Figura 36 apresenta o *Módulo 5*, que é o último estágio da cadeia de processamento do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. Este módulo recebe o sinal de saída do filtro passa-baixas, descrito anteriormente, e conclui o processo de filtragem do sinal, passando-o por um filtro *notch RLC*, cuja componente resistiva é implementada por R_{49} , a componente capacitiva por C_{60} e a componente indutiva é obtida por meio da indutância equivalente gerada por um GIC (*Generalized Immittance Converter*), implementado pelo amplificador operacional duplo $U15$. Os parâmetros do filtro foram ajustados de modo a sintonizá-lo em 60 Hz, garantindo a atenuação de perturbações advindas da rede elétrica.

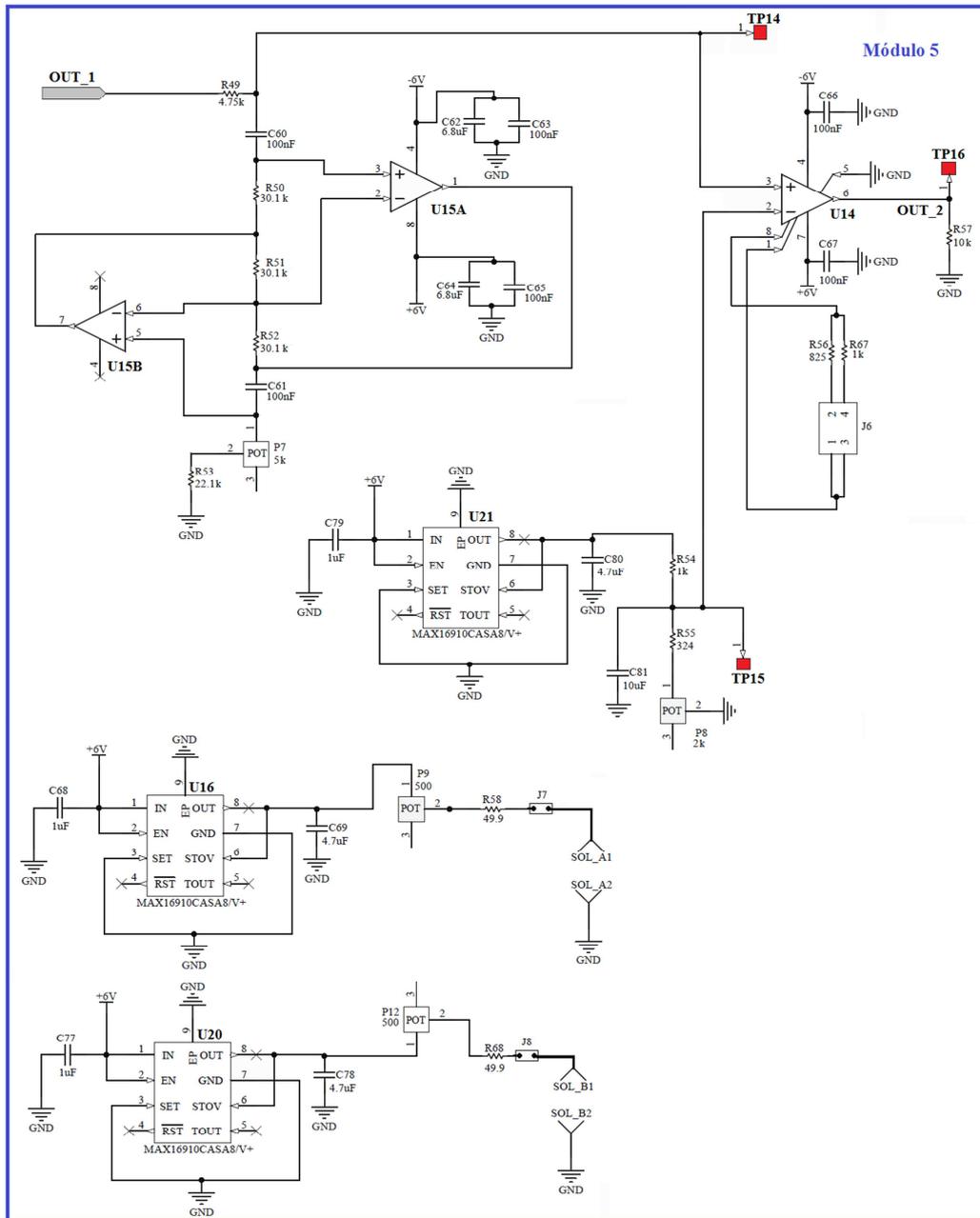


Figura 36 – Módulo 5 do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

O ajuste fino da frequência de sintonia deste filtro é realizado atuando-se sobre a resistência equivalente formada pela associação série do potenciômetro P_7 com o resistor R_{53} , de modo a se alterar a indutância equivalente gerada pelo GIC. Tendo em vista que este filtro possui banda altamente seletiva em torno de sua frequência de sintonia, idealmente 60 Hz, é importante utilizar o ajuste pelo potenciômetro para se compensar eventuais deslocamentos na frequência de sintonia, introduzidos por impedâncias espúrias presentes na montagem experimental, bem como por aspectos não-ideais dos amplificadores operacionais.

No estágio final de processamento, o sinal filtrado é conectado ao terminal não inversor do amplificador de instrumentação *UI4*, o qual possui um baixo nível de ruído $1/f$ e ganho G ajustável por meio de uma resistência de ajuste R_G . Em particular, o ganho G do amplificador *UI4* é dado por

$$G = 1 + \frac{49,9 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (23)$$

Projetou-se o circuito de modo a permitir que o ganho deste estágio possa ser controlado pelo *jumper J6*, podendo assumir valores distintos. Ao se fazer $R_G = R_{56}$, o ganho obtido será $G1 = 61 \text{ V/V}$, enquanto que ao se fazer $R_G = R_{67}$, o ganho obtido será $G2 = 50 \text{ V/V}$. Entretanto, destaca-se que se utilizou $G2$ em todos os resultados computacionais e experimentais, apresentados nesta dissertação. O terminal inversor de *UI4* é conectado a um nível CC de tensão, ajustado por meio do divisor de tensão implementado pela resistência R_{54} e a associação série de R_{55} com o potenciômetro P_8 , de modo a garantir que a tensão de saída do circuito seja nula na situação de equilíbrio. Por sua vez, a tensão de entrada deste divisor de tensão (+5 V) é fornecida pelo regulador de tensão *U21*, a fim de garantir que este nível de tensão seja estável e possua baixo nível de ruído.

A Figura 36 também apresenta os reguladores de tensão *U16* e *U20*, utilizados para alimentar os solenoides responsáveis pela geração do campo magnético de polarização H_{pol} das amostras sensoras. Conforme mencionado anteriormente, as amostras GMI utilizadas são inseridas no interior de solenoides, de forma a se poder polarizá-las adequadamente em seus pontos ótimos de operação. Ambos os solenoides utilizados possuem 48 espiras e 44 mm de comprimento, sendo que o campo magnético gerado em seus interiores pode ser expresso por

$$H_{POL}[Oe] = \frac{10^4 \mu_o N i_{sol}}{l}, \quad (24)$$

onde i_{sol} é a corrente de excitação do solenoide, l o comprimento, N a quantidade de espiras, e μ_o a permeabilidade magnética do ar (aproximadamente $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$).

Como os solenoides possuem 44 mm de comprimento e as amostras utilizadas possuem 30 mm, é razoável considerar que o campo magnético de polarização gerado pelos solenoides seja uniformemente distribuído ao longo do comprimento das amostras. Por sua vez, para a configuração apresentada na

Figura 36, ajustando-se as tensões de saída dos reguladores para +5 V, tem-se que a corrente i_{sol} fornecida pelos reguladores de tensão será dada por

$$i_{sol} = \frac{5}{49,9 + R_{pot} + R_{sol} + j\omega L_{sol}} \quad (25)$$

onde R_{pot} é o valor da resistência do potenciômetro P_9 , para $U16$, ou $P12$, para $U20$, R_{sol} é a resistência do solenoide, L_{sol} é a indutância do solenoide e ω é a frequência angular da corrente de excitação.

Como a excitação é realizada por correntes CC, tem-se que $\omega = 0$. Adicionalmente, admitindo que $(49,9 + R_{pot}) \gg R_{sol}$, pode-se simplificar a eq. (25) para

$$i_{sol} = \frac{5}{49,9 + R_{pot}} \quad (26)$$

Assim, verifica-se que a corrente de excitação dos solenoides pode ser ajustada diretamente por meio dos potenciômetros P_9 e $P12$, os quais podem variar entre 0 Ω e 500 Ω . Dessa forma, é possível variar i_{sol} entre aproximadamente 9,1 mA e 100 mA, o que possibilita a geração de campos magnéticos de polarização entre 0,12 Oe e 1,37 Oe. Em particular, a fim de se polarizar ambas as amostras com $H_{pol} = 1,0$ Oe, conforme definido no Capítulo 3, a corrente fornecida para os solenoides deverá ser de aproximadamente 73 mA.

De forma resumida, tem-se que o processo de transdução do sinal inicia-se com a variação do campo magnético externo, o qual produz um gradiente de campo sobre as amostras GMI A_1 e A_2 . Por sua vez, este gradiente de campo acarreta uma variação de fase das amostras, o que implica na variação do *duty cycle* do XOR e, conseqüentemente, na variação do nível de tensão na entrada não inversora do amplificador de instrumentação $U14$. Dessa forma, será produzida uma variação na tensão do terminal de saída do circuito (OUT_2), diretamente associada ao gradiente de campo inicialmente estabelecido entre as amostras A_1 e A_2 .

A Figura 37 apresenta a placa de circuito impresso, em forma de T, desenvolvida para implementação do circuito eletrônico projetado para o gradiômetro GMI. Nesta figura podem ser observadas as amostras sensoras A_1 e A_2 , já inseridas dentro de seus respectivos solenoides, bem como o circuito eletrônico de transdução e as baterias de lítio polímero, utilizadas para permitir que o gradiômetro GMI opere desconectado da rede elétrica. É importante

ressaltar que o consumo típico do circuito é de 400 mA h, dessa forma, para as baterias utilizadas, consegue-se uma autonomia de operação do gradiômetro de aproximadamente 12 h.

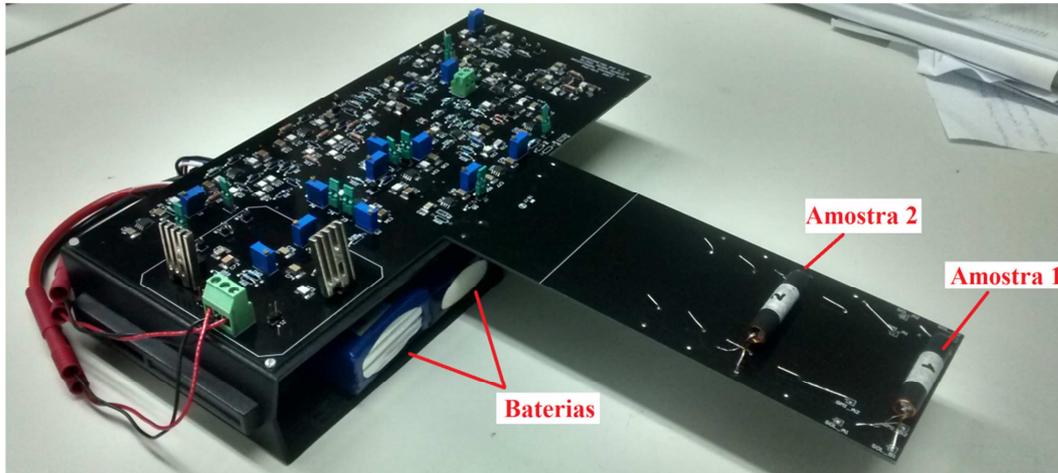


Figura 37 – Placa do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

Por sua vez, de modo a possibilitar uma visualização mais detalhada das regiões da placa destinadas à implementação dos *Módulos*, anteriormente descritos, do circuito eletrônico do gradiômetro GMI, a Figura 38 indica a localização dos mesmos diretamente sobre a foto da placa.

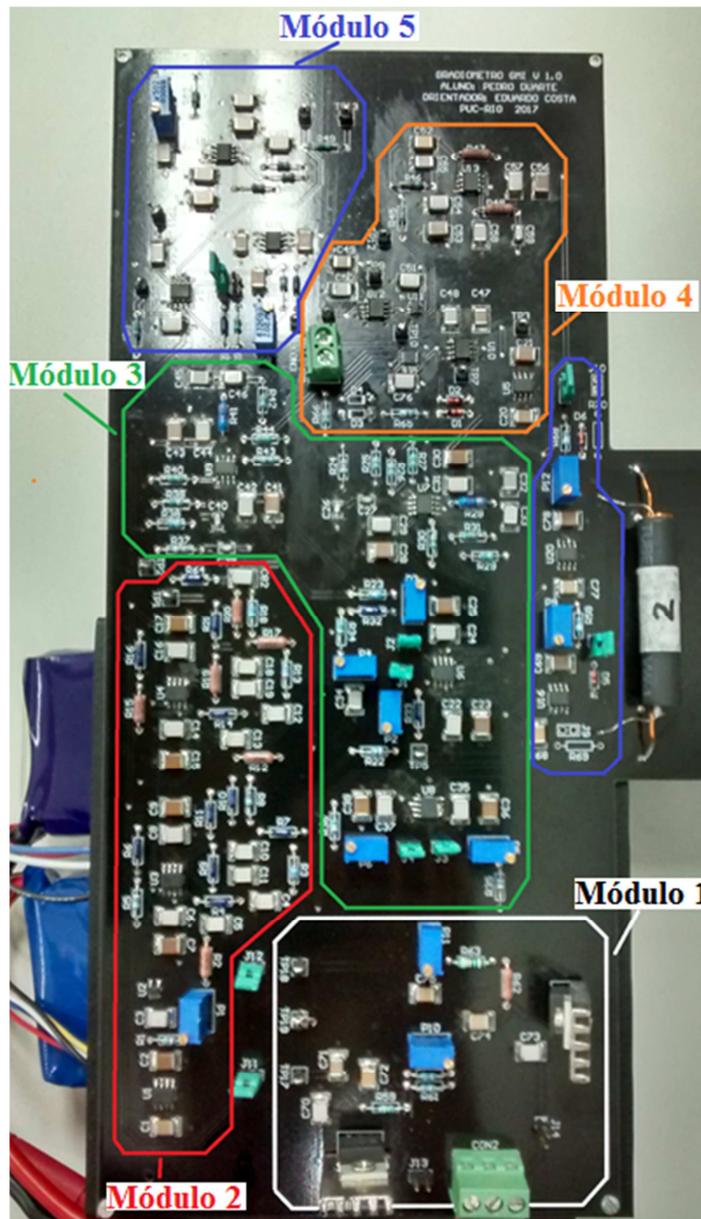


Figura 38 — Localização dos módulos na placa do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

4.2. Simulações Computacionais

O circuito proposto, detalhado na seção anterior, foi avaliado por meio de simulações computacionais implementadas com auxílio de um *software* SPICE (*Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis*) *TopSpice*, com o objetivo de analisar o comportamento de pontos críticos do circuito eletrônico idealizado e, dessa forma, comparar estes resultados computacionais com o comportamento teórico esperado.

As simulações aqui apresentadas foram realizadas utilizando os modelos computacionais dos componentes reais utilizados no circuito (Apêndice A). Por sua vez, as amostras GMI foram eletricamente modeladas por meio da associação série de uma resistência $R_{sens}(H_{ext})$ com uma indutância $L_{sens}(H_{ext})$, utilizando, para cada valor de campo magnético H_{ext} , os respectivos valores de resistência e indutância provenientes das curvas de caracterização experimental apresentadas na seção 3.3. Exceto quando explicitamente mencionado o contrário, admitiu-se nas simulações aqui apresentadas que ambas as amostras estão na condição de equilíbrio, ou seja, submetidas apenas ao campo magnético de polarização ($H_{pol} = 1,0$ Oe).

A Figura 39 apresenta o sinal de tensão na saída dos reguladores *U17* e *U18*, responsáveis por fornecer as tensões de alimentação do circuito.

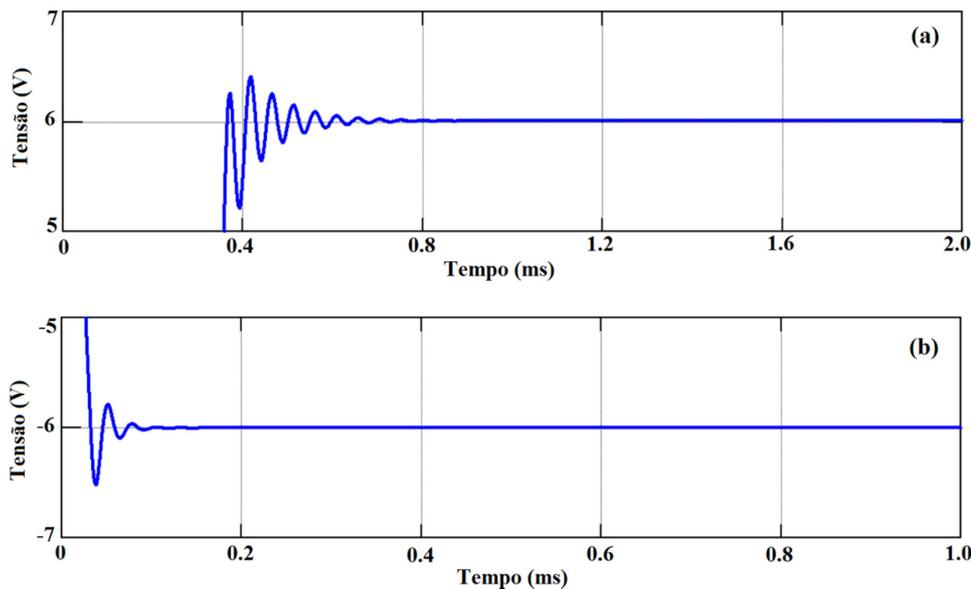


Figura 39 – Tensões nas saídas dos reguladores: (a) U17 e (b) U18.

Por meio dos resultados apresentados na Figura 39, percebe-se que, conforme desejado, os reguladores *U17* e *U18*, presentes no *Módulo 1*, apresentam em suas saídas tensões de +6V e -6V, respectivamente. Observa-se ainda que estes níveis de tensão assumem valores estáveis após um transiente de aproximadamente 0,8 ms, para *U17*, e 0,2 ms, para *U18*. Dessa forma, verifica-se que os resultados computacionais obtidos apresentam características satisfatoriamente próximas do comportamento teórico esperado.

Por sua vez, a Figura 40 apresenta o sinal de tensão na saída do oscilador *U2*, permitindo observar que o mesmo é capaz de gerar efetivamente uma forma

de onda quadrada com amplitude próxima de 3,3 V, frequência de oscilação de 100 kHz e *dutycycle* de 50%, conforme projetado.

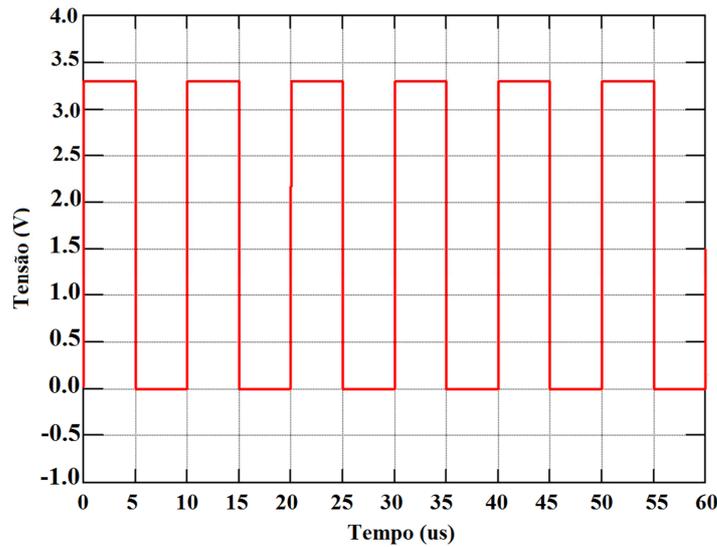


Figura 40 – Tensão de saída do oscilador U2.

Na Figura 41 são apresentadas as tensões senoidais obtidas na saída do filtro passa faixa, V_{GMI_AC} , e na saída do defasador, V_{GMI_90} .

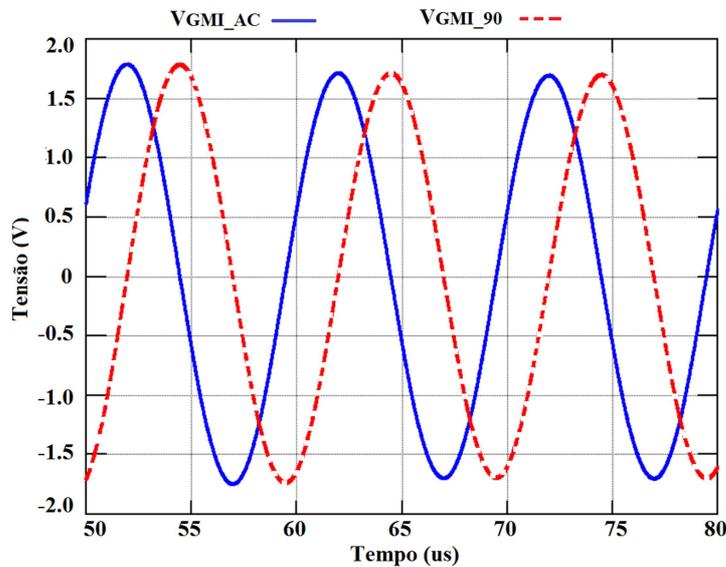


Figura 41 – Tensões de saída do filtro passa-faixa e do defasador.

Analisando a Figura 41, pode-se observar que os sinais senoidais possuem uma frequência aproximada de 100 kHz e uma defasagem de aproximadamente 90°, como previsto na teoria. Nota-se também que a amplitude do sinal de saída do defasador, V_{GMI_90} , possui amplitude idêntica à de V_{GMI_AC} , o que implica em um ganho unitário do defasador, conforme projetado. Entretanto, pode ser observado que a amplitude destes sinais encontra-se em torno de 1,7 V, o qual é

um valor inferior à amplitude de 2,1 V, estimada teoricamente na eq. (22). É razoável admitir que, devido a aspectos não-ideais presentes nos modelos dos componentes reais utilizados na simulação, a frequência central do filtro passa-faixa, que é altamente seletivo (8ª ordem), tenha sido ligeiramente deslocada de seu valor teórico (100 kHz), provocando uma atenuação da componente espectral em 100 kHz. É importante ressaltar que, em princípio, esta atenuação nos sinais senoidais poderia afetar a amplitude da corrente de excitação das amostras GMI. Entretanto, na prática, isto não é um problema, visto que o circuito foi projetado de modo a se poder compensar eventuais variações na amplitude dos sinais senoidais V_{GMI_AC} e V_{GMI_90} por meio dos potenciômetros $P3$ e $P6$ (Figura 33), a fim de preservar a amplitude da corrente de excitação das amostras.

Na sequência, avalia-se o comportamento dos conversores de tensão em corrente e dos filtros passa-altas, apresentados no *Módulo 3*. A Figura 42 apresenta a corrente de condicionamento que atravessa a amostra A_1 (I_{A1}) e a amostra A_2 (I_{A2}).

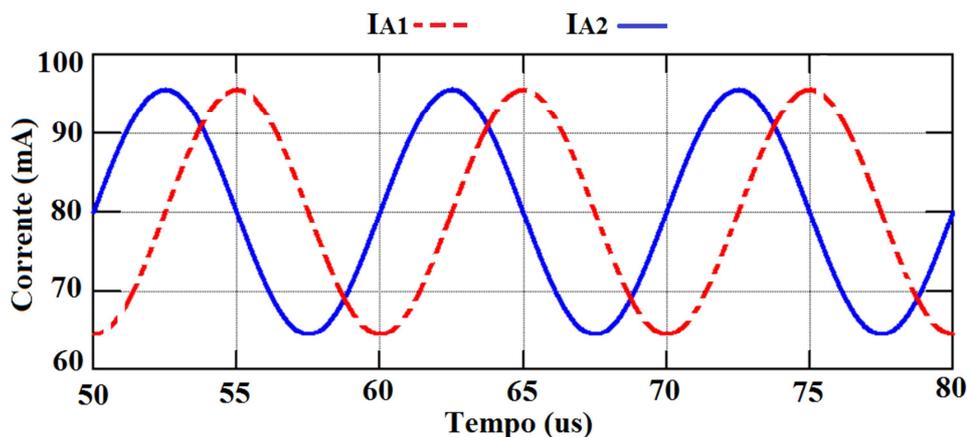


Figura 42 – Correntes de condicionamento das amostras sensoras GMI.

Os resultados explicitados na Figura 42 indicam que a corrente de excitação de ambas as amostras possui uma amplitude de aproximadamente 15 mA e frequência de 100 kHz. Por sua vez, verifica-se que esta corrente alternada está superposta a um nível CC de aproximadamente 80 mA. Também é perceptível que, conforme esperado, existe uma defasagem de cerca de 90° entre as correntes de excitação das amostras A_1 e A_2 . Consequentemente, verifica-se que os resultados computacionais obtidos são satisfatoriamente próximos do comportamento teórico esperado, para estas correntes de condicionamento. Na sequência, a Figura 43 apresenta as tensões de saída dos conversores.

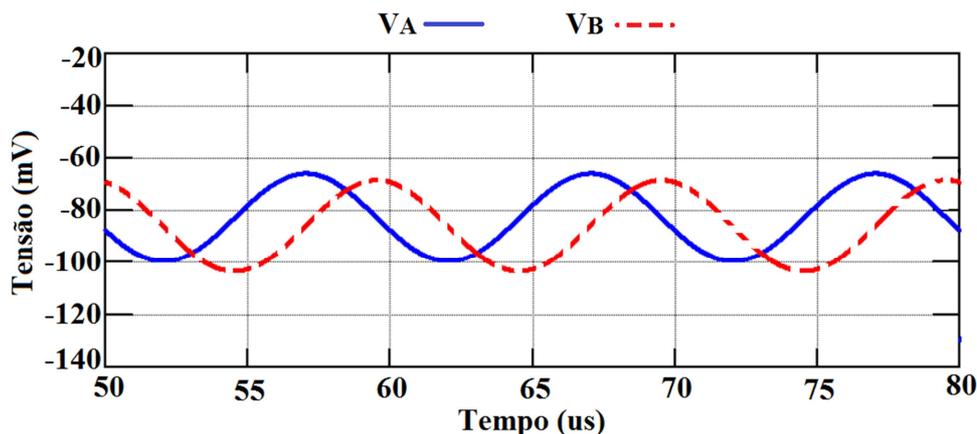


Figura 43 — Tensões de saída dos conversores de tensão em corrente.

A partir das informações contidas na Figura 43, é possível verificar que a tensão V_A possui uma amplitude em torno de 16,5 mV e um nível CC de aproximadamente 82 mV. Por sua vez, a tensão V_B apresenta uma amplitude de 17 mV e um nível CC em torno de 85 mV. Estes resultados estão de acordo com o esperado, visto que, conforme apresentado na seção 3.3, as amostras A_1 e A_2 possuem impedâncias ligeiramente maiores que 1Ω , bem como verifica-se que a impedância de A_1 é ligeiramente superior à de A_2 . Além disso, é possível verificar que a defasagem entre os sinais variou ligeiramente dos 90° , passando a ser de $89,1^\circ$. Note que, de acordo com os resultados apresentados na seção 3.3, tem-se que os valores de resistência e indutância das amostras não são exatamente idênticos, no campo de polarização, o que produz uma ligeira variação na defasagem esperada (90°) e na amplitude entre os sinais medidos na saída dos conversores. Note que, se as amostras GMI possuíssem impedâncias idênticas, as amplitudes dos sinais medidos seriam as mesmas e a defasagem entre eles seria de exatamente 90° .

No estágio seguinte de processamento do sinal, têm-se os filtros passa-altas, responsáveis por eliminar o nível CC das tensões V_A e V_B e introduzir um ganho de cerca de 10 vezes na componente espectral de 100 kHz. As tensões de saída dos filtros passa-altas, denominadas V_{A1} e V_{A2} (Figura 33), podem ser observadas na Figura 44.

Analisando as formas de onda apresentadas na Figura 44, pode ser observado que os filtros eliminaram o nível CC. Por sua vez, também pode-se inferir que o filtro cuja saída é V_{A1} possui ganho de aproximadamente 9,99 V/V, enquanto o outro apresenta, também um ganho de cerca de 9,99 V/V.

Adicionalmente, tem-se que a diferença de fase entre V_{A1} e V_{A2} é de $89,1^\circ$, satisfatoriamente próxima de 90° . Dessa forma, conforme esperado, nota-se que os filtros amplificaram os sinais de entrada em torno de 10 vezes, preservando a diferença de fase entre as tensões de entrada.

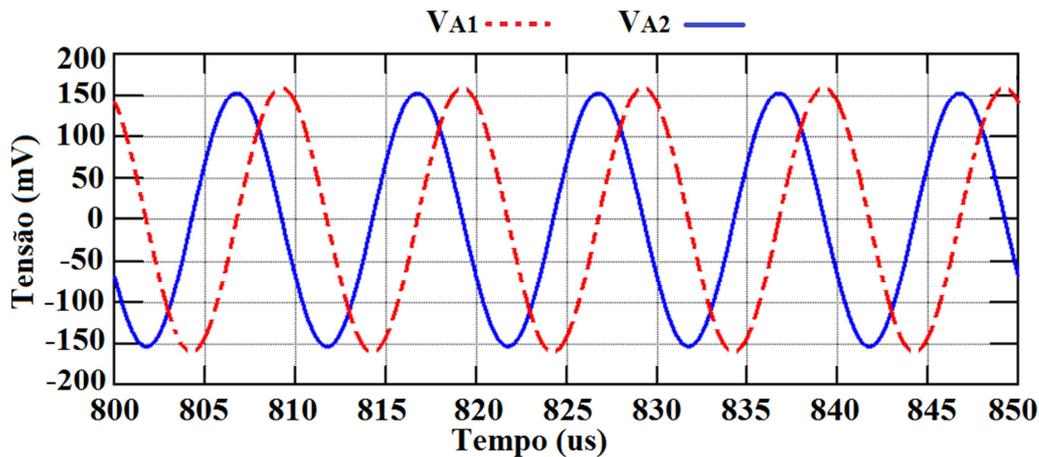


Figura 44 – Tensões de saída dos filtros passa-altas.

Após o estágio dos filtros passa-altas, os sinais são conectados aos comparadores $U10$ e $U12$ (*Módulo 4*), os quais convertem os sinais senoidais em ondas quadradas, mantendo a fase e a frequência dos sinais de entrada. Em seguida, estes sinais são conectados ao XOR ($U11$), que apresenta na sua saída uma onda quadrada com *duty cycle* proporcional à defasagem entre os sinais de entrada e, conseqüentemente, à variação do gradiente de campo magnético. A Figura 45 apresenta: (a) as saídas dos comparadores $U10$ e $U12$; e (b) a saída do XOR.

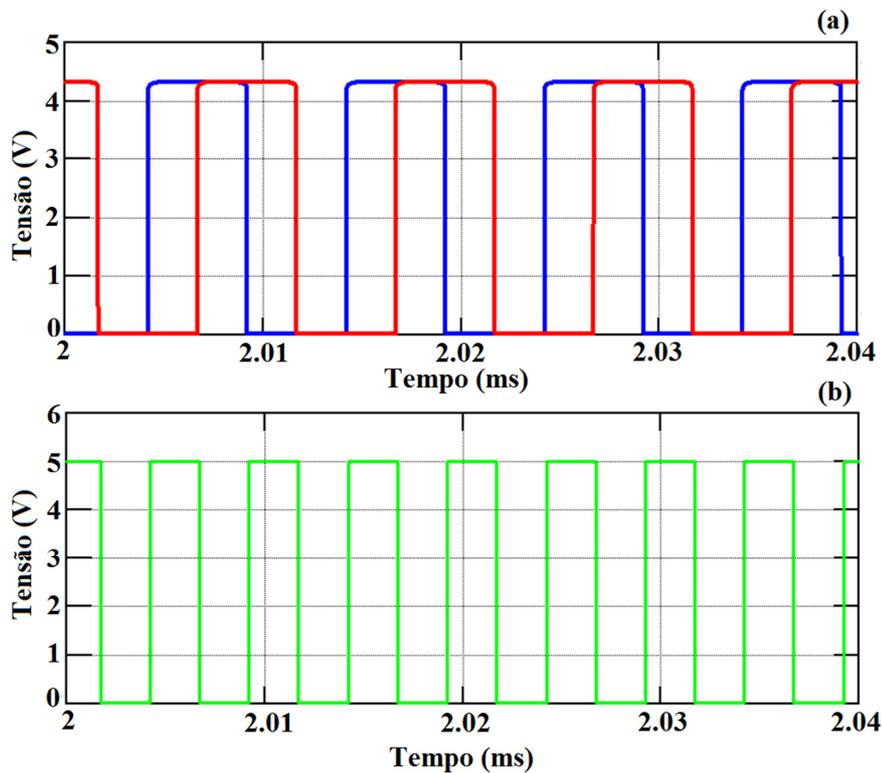


Figura 45 – Tensões de: (a) saída dos comparadores, e (b) saída do XOR.

Observando-se a Figura 45, percebe-se que os resultados obtidos por meio das simulações computacionais indicam que as saídas dos comparadores estão defasadas entre si em torno de $89,1^\circ$, cujo valor é satisfatoriamente próximo do valor teórico esperado (90°). Por sua vez, a saída do XOR apresenta um *duty cycle* de aproximadamente 49 %, também satisfatoriamente próximo do respectivo valor teórico (50 %). A pequena variação do *duty cycle* em relação à sua estimativa teórica é decorrente da ligeira variação no valor esperado para a defasagem entre os sinais de saída dos comparadores. Nota-se ainda que, conforme esperado, o sinal de saída do XOR possui uma frequência de 200 kHz, a qual é o dobro da frequência dos sinais de entrada (100 kHz).

Na sequência da cadeia de transdução, o sinal passa por um filtro passa-baixas, com frequência de corte de 1 kHz, implementado por *UI3*. Este filtro apresenta em sua saída o nível CC do sinal presente na saída do XOR, que, conforme apresentado na Figura 45, é uma onda quadrada com frequência de 200 kHz. A saída do filtro (*OUT_1*) é apresentada na Figura 46.

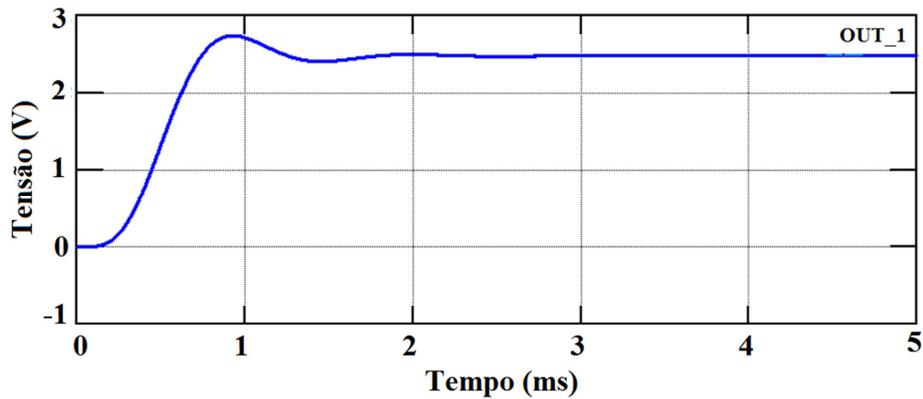


Figura 46 – Tensão de saída do filtro passa-baixas.

Observando-se a Figura 46, pode-se concluir que o filtro passa-baixas projetado está funcionando adequadamente, atenuando as altas frequências e, após o transiente inicial, apresenta em sua saída um sinal quase que puramente CC.

A tensão obtida na saída do filtro, no regime permanente, é de 2,483 V. Este valor é satisfatoriamente próximo da previsão teórica (2,5 V), a qual admitia que a entrada do filtro (saída do XOR) fosse uma onda quadrada perfeita, com *duty cycle* de 50%, nível alto de 5 V e nível baixo de 0 V.

No estágio final de filtragem, tem-se o filtro *notch* (*Módulo 5*), sintonizado em 60 Hz, para atenuação da interferência da rede elétrica. Conforme mencionado anteriormente, o ajuste fino da frequência de sintonia é realizado por meio do potenciômetro P_7 (Figura 36). A Figura 47 apresenta a simulação da resposta do filtro *notch* projetado, para alguns valores dentro da faixa de variação de P_7 .

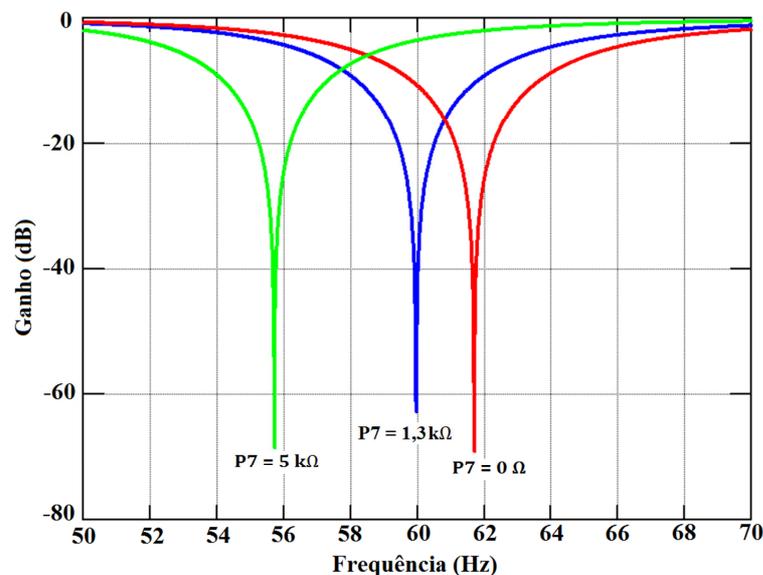


Figura 47 – Resposta do filtro notch em função da variação de P_7 .

Na Figura 47, se observa que para um valor de $P_7 = 1,3 \text{ k}\Omega$, a frequência de rejeição encontra-se exatamente em 60 Hz. Dessa forma, consegue-se atenuar em mais de 1000 vezes a componente espectral de 60 Hz. Ressalta-se ainda que a faixa de rejeição vai de 55 Hz a 65 Hz. Note que, idealmente, deseja-se que esta faixa seja a mais estreita possível, a fim de se reduzir a influência do filtro sobre componentes espectrais vizinhas a 60 Hz. Para frequências fora da faixa de rejeição, o ganho do filtro é aproximadamente unitário, conforme esperado. Por sua vez, variando-se P_7 ao longo de sua faixa nominal (5 k Ω), faz-se com que a frequência de sintonia varie entre 55,8 Hz e 61,8 Hz.

Finalmente, depois do filtro *notch*, chega-se ao último estágio da cadeia de processamento, implementado pelo amplificador de instrumentação com ganho ajustável, *UI4*. Para que o circuito do gradiômetro GMI funcione adequadamente, é necessário que a tensão de saída do circuito completo (saída do *UI4*) seja nula na condição de equilíbrio, ou seja, quando ambas as amostras são submetidas apenas ao campo de polarização, $H_{pol} = 1 \text{ Oe}$. Note que, de forma mais genérica, tem-se que, idealmente, a saída deve permanecer nula sempre que o gradiente de campo entre as amostras A_1 e A_2 for nulo.

Conforme explicitado na descrição do *Módulo 5* (Figura 36), a saída do filtro passa-baixas é conectada ao terminal não inversor de *UI4*. Dessa forma, na situação de equilíbrio, deve-se fazer com que a tensão no terminal inversor seja exatamente igual à tensão de saída do filtro, a fim de garantir que a saída do amplificador de instrumentação seja nula. Consequentemente, o circuito foi projetado a fim de poder fornecer tensões na faixa de 1,22 V até 3,49 V, ao terminal inversor de *UI4*. Dessa forma, nota-se que é possível tornar nula a saída do circuito, para uma faixa considerável de variações da tensão no terminal não inversor de *UI4*. Em particular, tendo em vista a resposta do filtro passa-baixas, apresentada na Figura 46, ajustou-se a tensão conectada ao terminal inversor de *UI4* para 2,483 V.

A Figura 48 apresenta as duas tensões de entrada de *UI4*, para a situação de equilíbrio, isto é, para ambas as fitas submetidas ao campo de polarização.

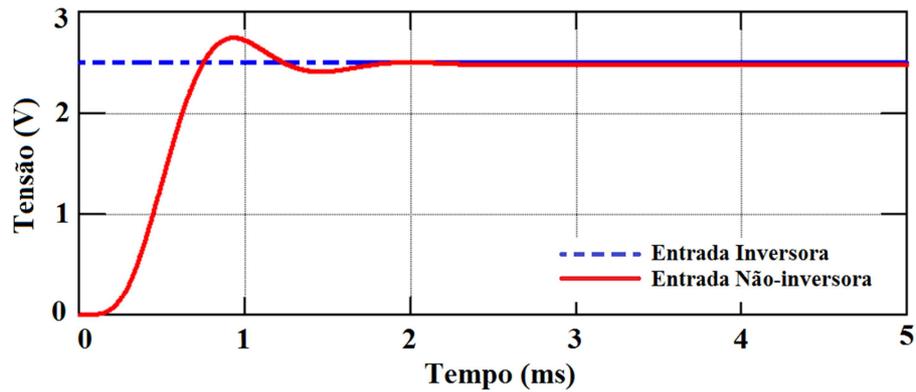


Figura 48 — Tensões de entrada do Amplificador de Instrumentação U14.

Por meio dos resultados das simulações computacionais, apresentados na Figura 48, nota-se que as duas entradas do amplificador são suficientemente próximas no regime permanente, o que permite que saída do gradiômetro seja nula. Note que, como o ganho do amplificador de instrumentação é elevado (50 V/V), pequenas variações entre seus sinais de entrada produzirão grandes variações em sua tensão de saída.

4.2.1. Avaliação da Resposta do Gradiômetro GMI

A fim de avaliar a resposta da tensão de saída do gradiômetro em função de variações no gradiente de campo magnético, a Figura 49 indica os resultados provenientes das simulações computacionais das tensões de saída do circuito para gradientes CC de campo magnético (ΔH) na faixa de $\Delta H = \pm 0,3$ Oe, em passos de 0,1 Oe, que é a faixa de operação do gradiômetro GMI, conforme estabelecido no Capítulo 3.

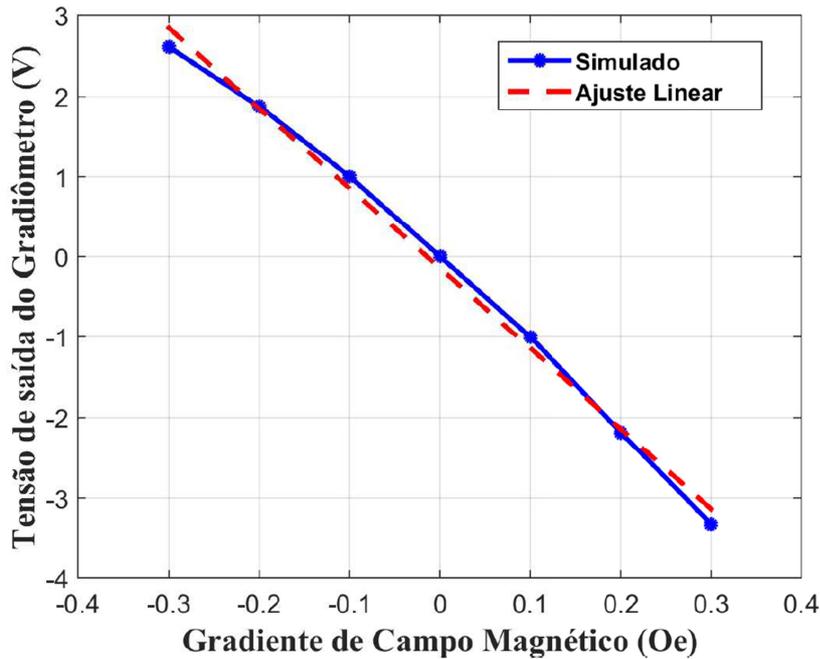


Figura 49 – Tensões de saída do gradiômetro GMI em função do gradiente de campo magnético.

No processo de simulação, a amostra A_1 é submetida a campos magnéticos na faixa de 0,7 Oe até 1,3 Oe, em passos de 0,1 Oe, enquanto que a amostra A_2 é submetida exclusivamente ao campo de polarização $H_{pol} = 1,0$ Oe. Dessa forma, obtêm-se gradientes de campo na faixa de $\Delta H = \pm 0,3$ Oe.

Conforme esperado, os resultados simulados, apresentados na Figura 49, indicam uma tensão de 0,00003 V para situação de equilíbrio ($\Delta H = 0$ Oe). Também, observa-se que o circuito é satisfatoriamente linear para a faixa de campos analisada, visto que, para uma mesma variação de ΔH , obtêm-se variações aproximadamente constantes de tensão. Dessa forma, é possível modelar satisfatoriamente a resposta do transdutor por meio de um polinômio de ajuste linear, dado por:

$$V_{saída} = (-9,9 \text{ V} \cdot \text{Oe}^{-1}) \cdot \Delta H - 0,144 , \quad (26)$$

onde $V_{saída}$ indica a tensão de saída do gradiômetro desenvolvido, expressa em volts, e ΔH o gradiente de campo magnético ente as amostras A_1 e A_2 .

Conseqüentemente, por meio da eq. (26), verifica-se que a sensibilidade média do circuito simulado é de -9,9 V/Oe, na região de operação. De maneira a se obter uma análise mais detalhada, a Tabela 3 apresenta os valores de sensibilidade ponto a ponto, calculados a partir dos resultados simulados apresentados na Figura 49.

Tabela 3. Sensibilidade ponto a ponto na região de operação do gradiômetro GMI.

| $\Delta H1$ (Oe) | $\Delta H2$ (Oe) | $\Delta H1 - \Delta H2$ (Oe) | ΔV (V) | $\Delta V / (\Delta H1 - \Delta H2)$ (V/Oe) |
|------------------|------------------|------------------------------|----------------|---|
| -0,3 | -0,2 | -0,1 | 0,73 | -7,32 |
| -0,2 | -0,1 | -0,1 | 0,88 | -8,80 |
| -0,1 | 0,0 | -0,1 | 1,00 | -10,00 |
| 0,0 | 0,1 | -0,1 | 1,00 | -10,00 |
| 0,1 | 0,2 | -0,1 | 1,18 | -11,80 |
| 0,2 | 0,3 | -0,1 | 1,14 | -11,40 |

Observando a Tabela 3, verifica-se que os valores de sensibilidade ponto a ponto apresentam variações, as quais estão relacionadas majoritariamente a não linearidades presentes na curva característica de fase em função do campo magnético das amostras GMI utilizadas, apresentadas na Figura 29 da seção 3.3.4. Caso as amostras possuíssem curvas de fase da impedância perfeitamente lineares e idênticas entre si, as sensibilidades ponto a ponto seriam sempre as mesmas.

5. Ensaio Experimentais

Neste Capítulo são descritos os métodos e procedimentos empregados na realização de ensaios experimentais, destinados à avaliação do desempenho do gradiômetro GMI desenvolvido. Por sua vez, os resultados obtidos são apresentados e discutidos. Destaca-se que todos os ensaios experimentais aqui apresentados foram realizados em ambiente desprovido de blindagem magnética.

5.1. Avaliação Experimental do Circuito Eletrônico do Gradiômetro GMI

O circuito eletrônico do gradiômetro GMI desenvolvido nesta dissertação, apresentado na Figura 37, foi avaliado experimentalmente, com o objetivo de se poder analisar os comportamentos experimentais de pontos críticos do circuito e compará-los com seus respectivos comportamentos teórico-computacionais. Os resultados aqui apresentados foram obtidos submetendo-se ambas as amostras GMI ao campo de polarização $H_{pol} = 1,0$ Oe. A Figura 50 apresenta o arranjo experimental utilizado para avaliação do circuito.

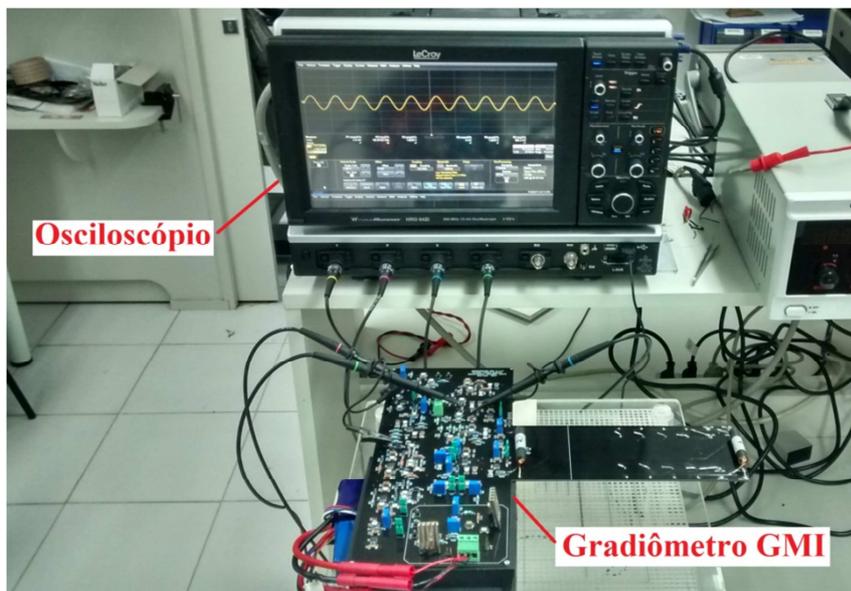


Figura 50 — Arranjo implementado para avaliação experimental do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

Conforme indicado na Figura 50, para avaliação experimental do circuito eletrônico desenvolvido para o gradiômetro GMI, diversos pontos de interesse do mesmo foram medidos com auxílio de um osciloscópio de alta resolução (HRO 64Zi, Lecroy). Ressalta-se que, para todos os resultados aqui apresentados, o ganho do amplificador de instrumentação *U14* foi configurado para 50 V/V.

A Figura 51 apresenta o resultado da medição experimental da tensão de saída do oscilador *U2*.

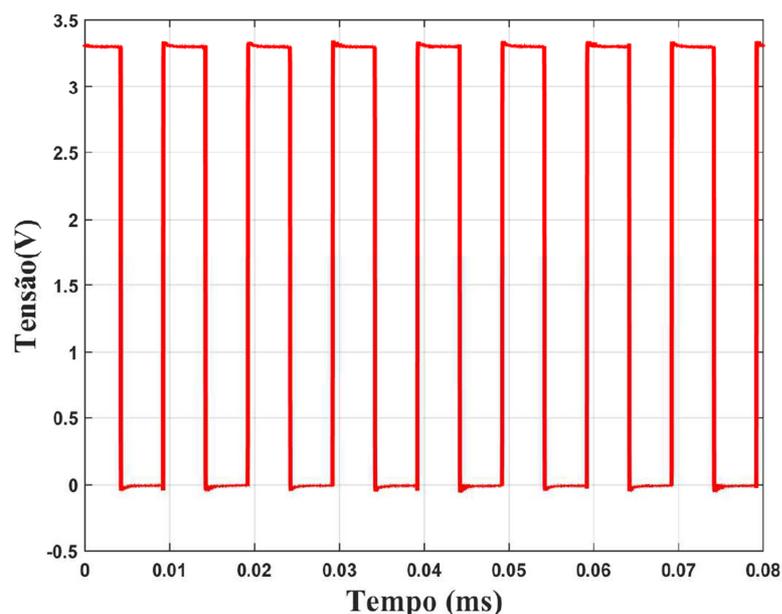


Figura 51 – Medição experimental da tensão de saída do oscilador *U2*.

Na Figura 51, observa-se que a tensão de saída do oscilador *U2* é uma onda quadrada, com nível baixo de aproximadamente 6 mV, nível alto em torno de 3,29 V, frequência de oscilação de aproximadamente 100 kHz e *duty cycle* em torno de 50%, características muito próximas do resultado obtido na simulação (Figura 40). O sinal de tensão na saída de *U2* é utilizado para geração da componente alternada da corrente de excitação de ambas as amostras GMI, sendo, conseqüentemente, importante que sua frequência de oscilação seja estável e próxima do valor teórico-simulado (100 kHz).

A fim de avaliar, com maior rigor metrológico, o valor médio e a dispersão da frequência de oscilação do sinal na saída de *U2*, foram realizadas 1000 medições deste parâmetro, de modo a se poder construir o histograma apresentado na Figura 52.

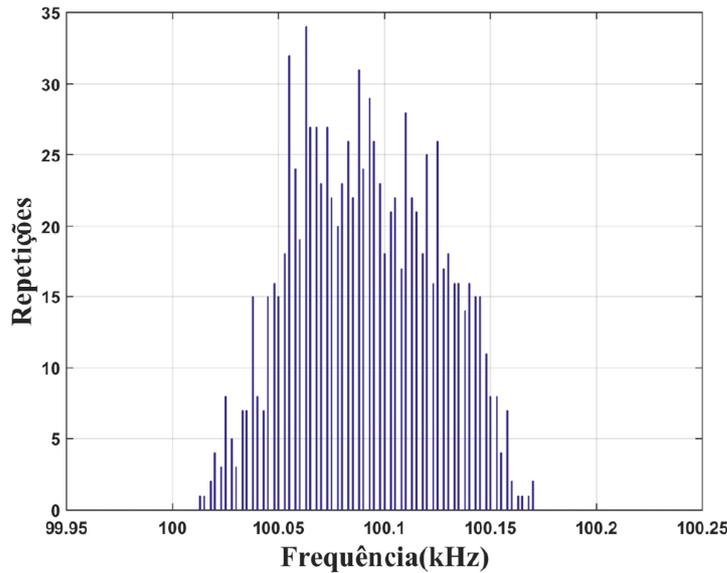


Figura 52 – Histograma da frequência do sinal na saída do oscilador U2.

A partir dos dados obtidos na Figura 52, verifica-se que o valor médio da frequência de oscilação é 100,090 kHz, com um desvio padrão de 0,033 kHz. Por sua vez, a Figura 53 apresenta o histograma construído a partir de 1000 medições do *duty cycle* do sinal na saída de U2, a partir do qual calcula-se que seu valor médio é de 49,863 % e seu desvio padrão de 0,0164 %.

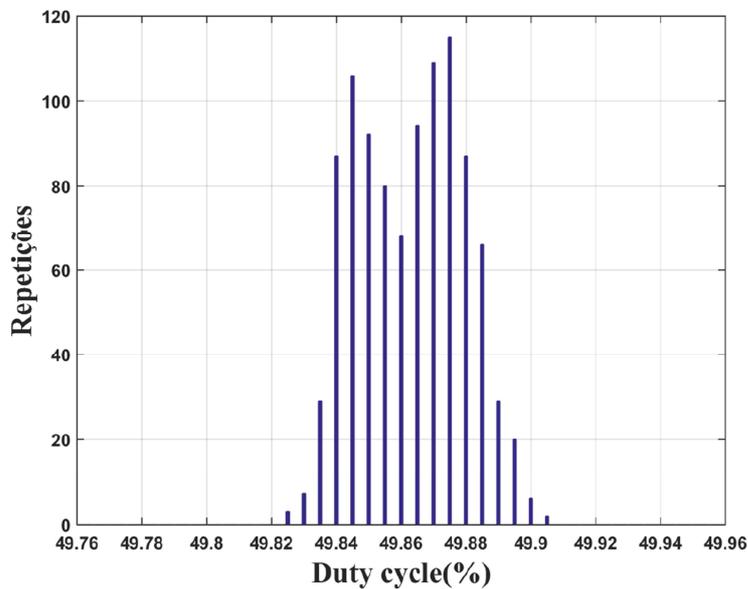


Figura 53 – Histograma do *duty cycle* do sinal na saída do oscilador U2.

Por meio dos parâmetros estatísticos obtidos para a frequência de oscilação e o *duty cycle* do sinal de saída do oscilador U2, nota-se que, em ambos os casos, os valores médios foram satisfatoriamente próximos dos resultados obtidos por meio das simulações computacionais. Também, constata-se que os desvios padrão

associados a estas medições são consideravelmente pequenos, em relação aos respectivos valores médios, o que indica baixa dispersão dos resultados. Dessa forma, conclui-se que os resultados experimentalmente obtidos são bastante satisfatórios.

Na sequência, a Figura 54 apresenta o sinal de tensão senoidal V_{GMI_AC} , presente na saída do filtro passa-faixa, bem como o sinal V_{GMI_90} , presente na saída do defasador. Estes sinais foram medidos experimentalmente, conectando-se as pontas de prova do osciloscópio nos pontos de teste $TP1$ e $TP5$, indicados respectivamente nas Figuras 32 e 33.

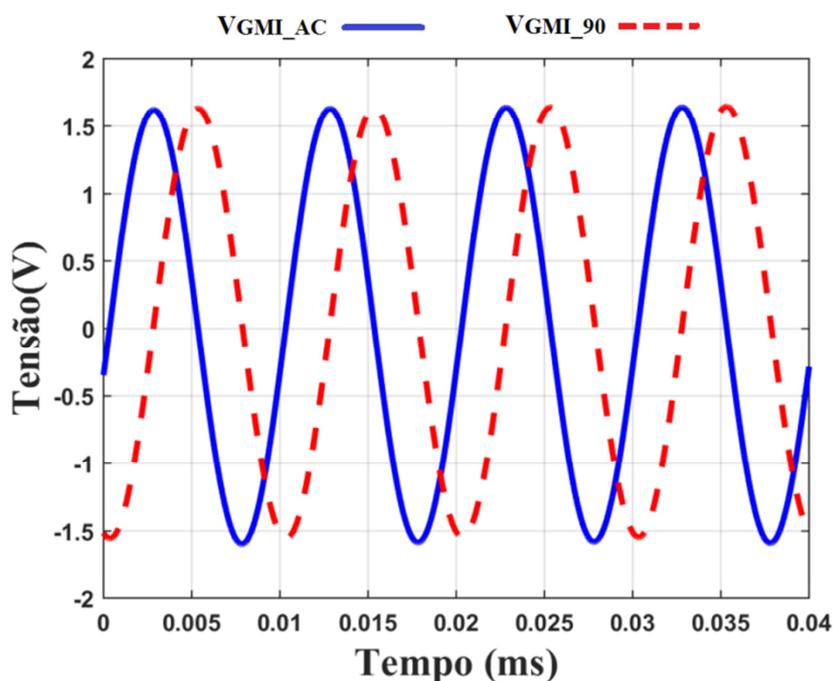


Figura 54 – Medição experimental das tensões de saída do filtro passa-faixa e do defasador.

Analisando-se estes resultados é possível verificar que a frequência dos sinais é de aproximadamente de 100,090 kHz, conforme esperado, visto que esta é a frequência da onda quadrada gerada pelo oscilador $U2$. Também se observa uma defasagem de $89,992^\circ$, entre os sinais V_{GMI_AC} e V_{GMI_90} , a qual é consideravelmente próxima da estimativa obtida por meio das simulações (Figura 41). Por sua vez, é possível verificar que ambos os sinais possuem amplitudes de aproximadamente 1,62 V, resultado ligeiramente inferior ao obtido na simulação (1,7 V). Conforme mencionado no capítulo anterior, o filtro passa-faixa implementado possui banda estreita e é altamente seletivo, o que o torna mais suscetível às características não ideais dos componentes ativos, assim como,

também, às tolerâncias dos elementos passivos utilizados em sua implementação. Dessa forma, é razoável admitir que a pequena discrepância observada na amplitude do sinal seja decorrente dos aspectos supracitados.

Entretanto, conforme mencionado na análise dos resultados simulados, apresentada no Capítulo 4, a redução da amplitude destes sinais em relação a seus respectivos valores teóricos e/ou simulados não é um problema significativo. Apesar de, a princípio, tais discrepâncias implicarem na redução da amplitude da componente CA da corrente de excitação das amostras, o circuito foi projetado de modo a se poder compensar tais alterações na amplitude destas correntes, atuando-se sobre os potenciômetros P_3 e P_6 .

A corrente de excitação das amostras GMI é calculada indiretamente, pela razão entre a diferença de potencial medido sobre a amostra e sua respectiva impedância. Note que, para os circuitos dos conversores de tensão em corrente, apresentados na Figura 33, a corrente que flui pela impedância inserida no elo de realimentação não depende do valor desta impedância. Por sua vez, conforme mostrado no Capítulo 3, a impedância de ambas as amostras varia com o campo magnético e suas impedâncias não são exatamente iguais. Dessa forma, a fim de se obter uma maior precisão no ajuste da corrente de excitação, optou-se por, inicialmente, substituir cada amostra por um resistor de precisão de 1Ω . Nesta situação, observando-se as quedas de tensão sobre estas resistências de 1Ω , as amplitudes das correntes de excitação foram ajustadas para 15 mA e seus níveis CC para 80 mA. Na sequência, os resistores de 1Ω foram retirados do circuito e substituídos pelas respectivas amostras A_1 e A_2 .

Em seguida, são apresentadas as medições dos pontos de teste $TP7$ e $TP8$, apresentados na Figura 34, que indicam as tensões de saída dos filtros passa-altas. Mais especificamente, tem-se que $TP7$ apresenta a tensão V_{A2} , enquanto que, por meio de $TP8$, mede-se a tensão V_{A1} . A Figura 55 apresenta o resultado destas medições experimentais.

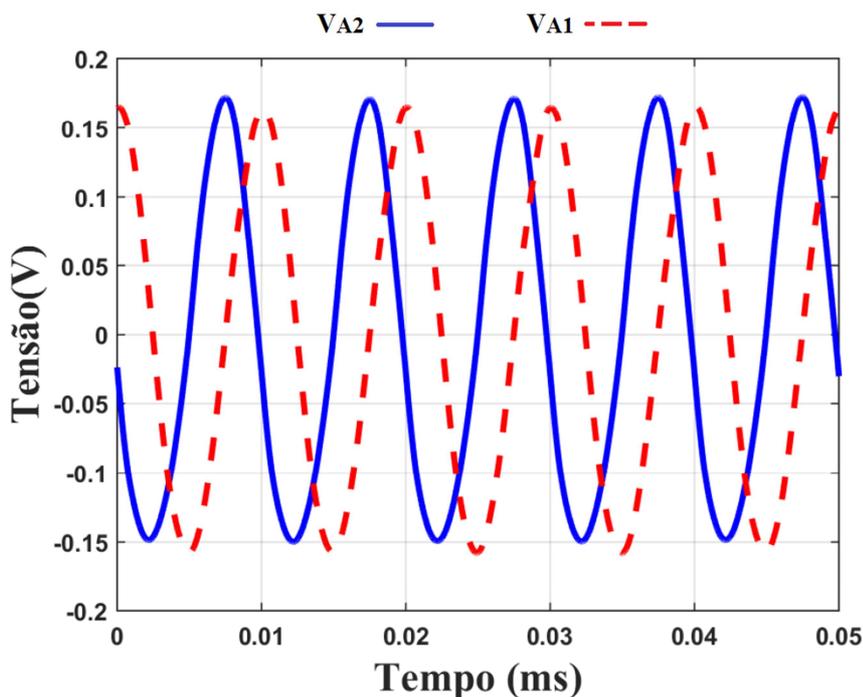


Figura 55 – Medição experimental das tensões de saída dos filtros passa-altas.

Na Figura 55, se observa que a amplitude da tensão V_{A2} é de 160 mV, enquanto que a do sinal V_{A1} é de 159,5 mV. De acordo com os dados apresentados no Capítulo 3, para $H = H_{pol} = 1,0$ Oe, tem-se que o módulo da impedância da amostra A_1 é aproximadamente $1,12 \Omega$, enquanto que o da amostra A_2 é de $1,08 \Omega$. Dessa forma, admitindo que, conforme esperado, a amplitude da corrente que flui pelas amostras seja de 15 mA e que os ganhos dos filtros passa-altas sejam de 10 V/V, para frequências de 100 kHz, verifica-se que o valor teórico esperado para a amplitude de V_{A1} seria 168 mV e para a de V_{A2} 162 mV.

Conseqüentemente, nota-se que os valores experimentais obtidos se aproximam das projeções teóricas. Por outro lado, ao se compararem estes valores com os provenientes das simulações, apresentadas no Capítulo 4, também se observa elevada aderência. As pequenas discrepâncias observadas devem-se majoritariamente a pequenas variações nos ganhos dos filtros passa-altas, em relação a suas projeções teórico-computacionais, e à existência de indutâncias e resistências espúrias, introduzidas pelas trilhas que conectam as amostras sensoras ao circuito eletrônico de transdução, as quais afetam tanto a amplitude dos sinais V_{A1} e V_{A2} quanto a defasagem entre eles.

Adicionalmente, percebe-se que os sinais apresentados na Figura 55 estão defasados por aproximadamente $88,32^\circ$, que é satisfatoriamente próxima da

defasagem idealizada (90°), para a situação na qual ambos os sensores estão submetidos apenas ao campo de polarização. Destaca-se ainda que esta defasagem pode ser ajustada para exatamente 90° , atuando-se sobre o potenciômetro P_4 do defasador.

Na sequência da cadeia de processamento do sinal, as saídas dos filtros passa-altas são conectadas às entradas dos comparadores $U10$ e $U12$. Por sua vez, a Figura 56 apresenta o resultado da medição experimental das tensões de saída dos comparadores, adquiridas nos pontos de teste $TP9$ e $TP10$.

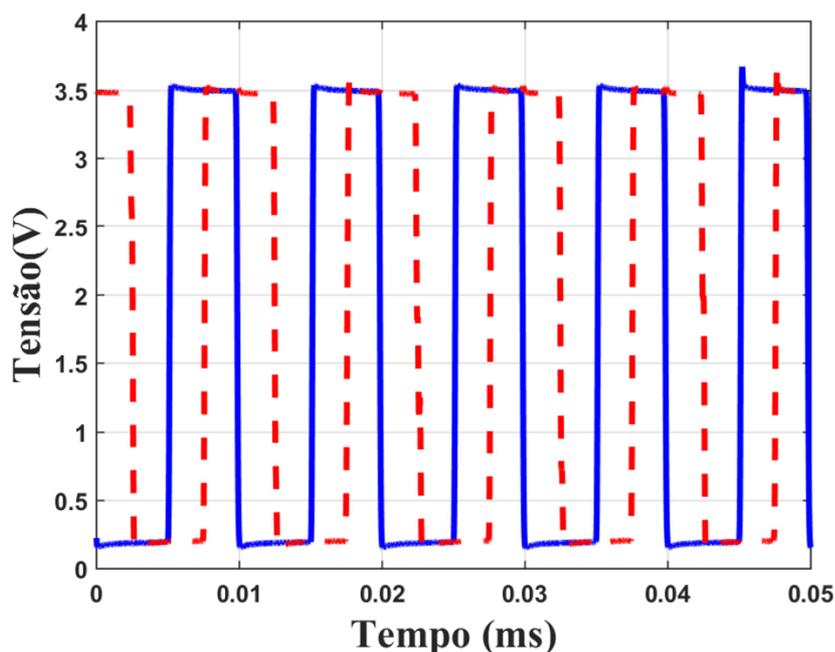


Figura 56 – Medição experimental das tensões de saída dos comparadores U10 e U12.

Conforme esperado, observando a Figura 56, é possível verificar que os comparadores, de fato, convertem as tensões senoidais de entrada em ondas quadradas com níveis lógicos compatíveis com a lógica TTL. Ademais, nota-se que a defasagem entre as tensões de saída dos comparadores é de $88,56^\circ$, a qual, conforme esperado, é satisfatoriamente próxima da defasagem observada entre seus sinais de entrada, $88,32^\circ$. A pequena discrepância observada deve-se essencialmente a sutis variações entre os parâmetros dos comparadores $U10$ e $U12$, os quais foram considerados idênticos tanto nas projeções teóricas quanto nas computacionais.

Em seguida, as saídas dos comparadores são conectadas às entradas do XOR, cuja medição experimental da tensão de saída é apresentada na Figura 57.

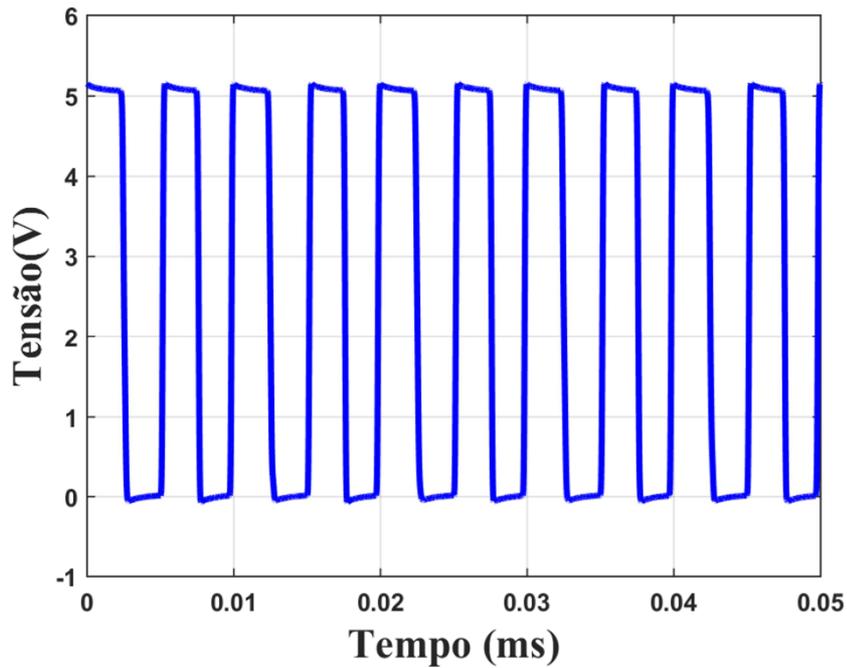


Figura 57 – Medição experimental da tensão de saída do XOR.

Os resultados experimentais apresentados na Figura 57 indicam que a tensão de saída do XOR possui uma frequência fundamental de cerca de 200 kHz, nível “baixo” de aproximadamente 0 V e nível “alto” de cerca de 5 V, resultados consideravelmente próximos das projeções teóricas e daqueles obtidos por simulação, indicados na Figura 45.

Conforme mencionado no Capítulo 4, quando ambos os sensores estão submetidos a H_{pol} , o *duty cycle* do sinal na saída do XOR deve ser, idealmente, de 50%. Por sua vez, variações no gradiente de campo entre os sensores implicarão em variações no *duty cycle* deste sinal. O *duty cycle* é a porcentagem do tempo que o sinal permanece em nível alto dentro de um período de oscilação. De maneira a avaliar experimentalmente a estabilidade do *duty cycle* na situação de equilíbrio, foram efetuadas 1000 medições do sinal na saída do XOR, mantendo-se ambos os sensores submetidos a H_{pol} . A Figura 58 apresenta os resultados destas medições, sob a forma de histograma.

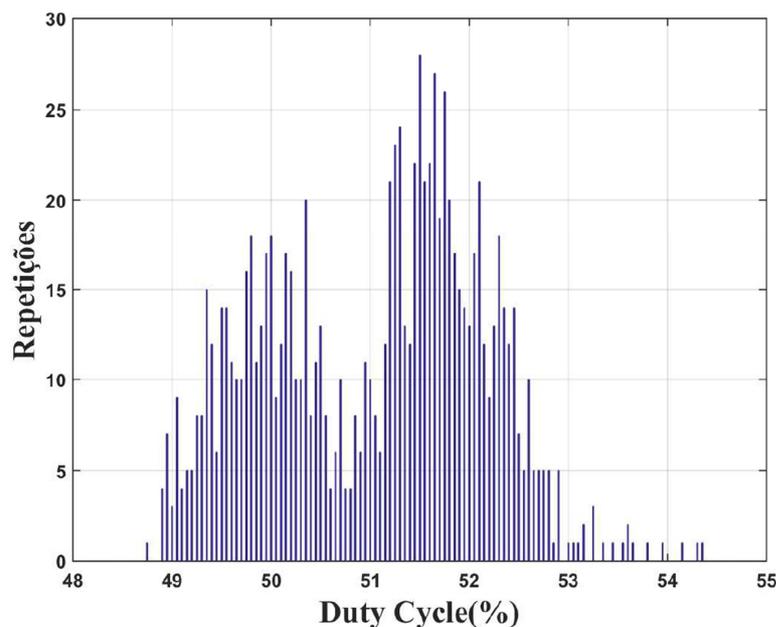


Figura 58 — Histograma do *duty cycle* do sinal de saída do XOR, para ambos os sensores submetidos a H_{pol} .

A partir dos dados obtidos na Figura 58, verifica-se que o valor médio do *duty cycle* é de 51,04 %, enquanto que seu desvio padrão é de $\pm 1,09$ %. Conseqüentemente, nota-se que o valor médio, experimentalmente obtido para o *duty cycle*, é ligeiramente diferente do valor ideal (50 %). Esta pequena diferença é atribuída ao fato dos sinais de entrada do XOR não estarem exatamente 90° defasados entre si, conforme evidenciado nas análises anteriores. Entretanto, destaca-se que, para fins práticos, pode-se considerar que o valor médio experimental do *duty cycle*, na situação de equilíbrio, é satisfatoriamente próximo do ideal. Além disso, o desvio padrão em torno do valor médio é atribuído majoritariamente ao fato das medições experimentais terem sido feitas em ambientes desprovidos de blindagem magnética. Conseqüentemente, devido ao ruído magnético ambiental, não garante-se que ambas as amostras sensoras estejam sujeitas exclusivamente ao campo magnético de polarização ($H_{pol} = 1,0$ Oe), o que afeta o *duty cycle* do sinal de saída do XOR.

Na sequência da cadeia de transdução, o sinal de saída do XOR passa por um filtro passa-baixas com frequência de corte de 1 kHz, implementado por *U13*. A Figura 59 apresenta o resultado da medição experimental do sinal na saída do filtro passa-baixas, adquirida no ponto de teste *TP13*.

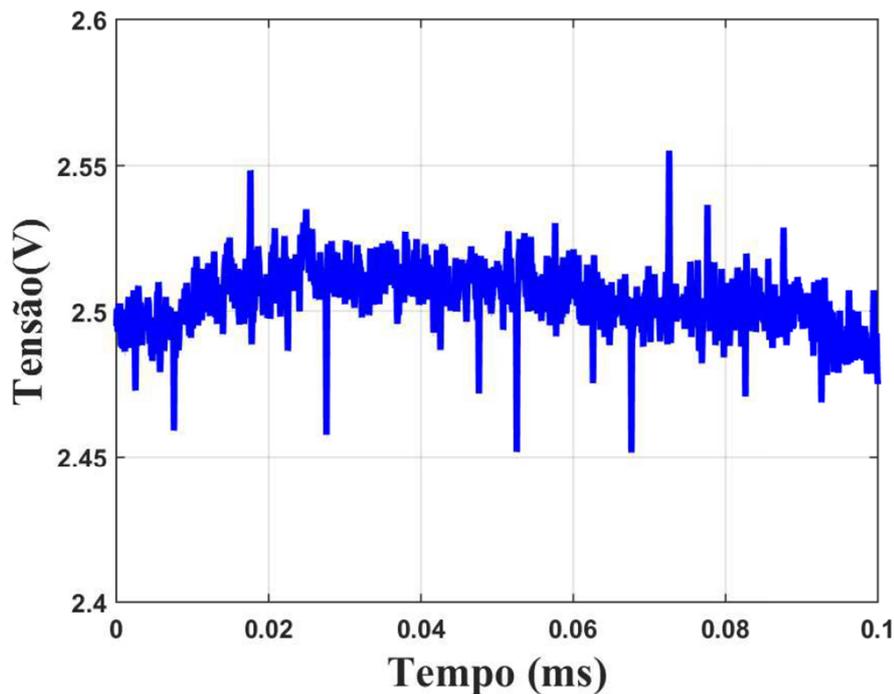


Figura 59 – Medição experimental da tensão de saída do filtro passa-baixas.

O valor médio do sinal de tensão obtido na saída do filtro, em regime permanente, é de aproximadamente 2,5042 V, valor satisfatoriamente próximo do resultado obtido na simulação (apresentado na Figura 46) e da previsão teórica (2,5 V), a qual admitia que a entrada do filtro (saída do XOR) fosse uma onda quadrada com *duty cycle* de exatamente 50%, com um nível alto de 5 V e nível baixo de 0 V.

Finalmente, para ambos os sensores submetidos a $H_{pot} = 1,0$ Oe (situação de equilíbrio), a Figura 60 apresenta o resultado da medição experimental da tensão de saída do gradiômetro GMI, isto é, da saída do amplificador de instrumentação U14, adquirida no ponto de teste TP16.

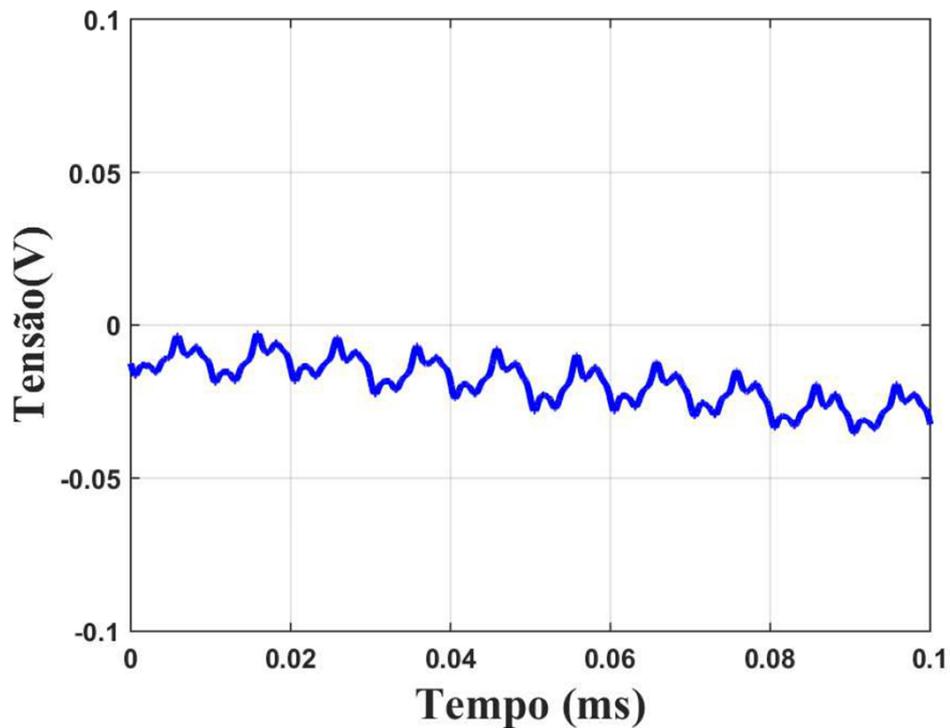


Figura 60 – Medição experimental da tensão de saída do gradiômetro GMI.

Conforme esperado, os resultados experimentais indicam que, na situação de equilíbrio, o circuito apresenta uma tensão de saída aproximadamente nula. Tal resultado é obtido devido às pequenas discrepâncias obtidas no sinal conectado à entrada não-inversora do amplificador de instrumentação *UI4*, apresentado na Figura 59, terem sido compensadas por meio do ajuste experimental da tensão de *offset* conectada à entrada inversora de *UI4*, atuando-se sobre o potenciômetro P_8 . Inspeccionando-se a Figura 60, é perceptível a presença de pequenas variações em torno do zero, atribuídas a eventuais níveis de ruído presentes nos terminais de entrada do amplificador de instrumentação. É importante ressaltar que *UI4* foi configurado para apresentar um ganho próximo a 50 V/V, fazendo com que pequenas diferenças de tensão entre seus terminais de entrada produzam níveis de tensão significativos em sua saída.

5.2. Caracterização experimental do gradiômetro GMI

5.2.1. Sensibilidade

Com o objetivo de avaliar a resposta da tensão de saída do gradiômetro em função de gradientes de campo magnético ΔH , este foi submetido a gradientes CC, na faixa de $\Delta H = \pm 0,3$ Oe. A Figura 61 apresenta o arranjo experimental utilizado no processo de caracterização da sensibilidade do gradiômetro desenvolvido.

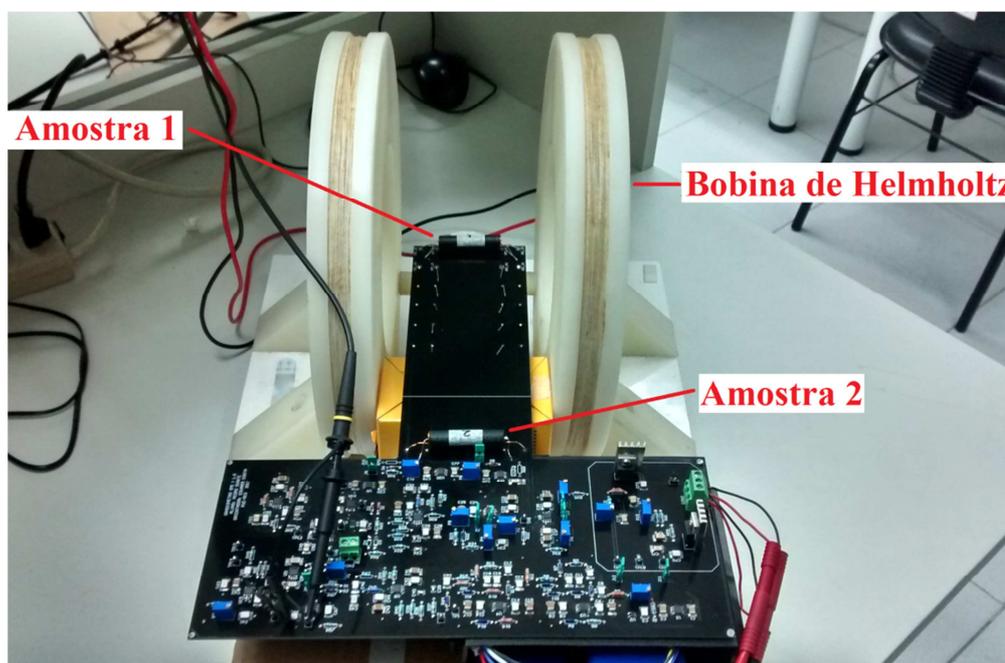


Figura 61 — Arranjo experimental para caracterização da sensibilidade do gradiômetro GMI.

No processo de caracterização experimental, ambas as amostras foram posicionadas de modo a garantir que seu comprimento fosse perpendicular ao campo magnético da terra. A amostra A_1 é submetida a campos magnéticos na faixa de 0,7 Oe até 1,3 Oe, em passos de 0,1 Oe, gerados por uma Bobina de Helmholtz, enquanto que a amostra A_2 é submetida exclusivamente ao campo de polarização $H_{pol} = 1,0$ Oe, fornecido por um solenoide. Dessa forma, obtêm-se gradientes de campo magnético entre os sensores na faixa de $\Delta H = \pm 0,3$ Oe. É importante ressaltar que, tendo em vista que a amostra A_2 foi posicionada fora da bobina de Helmholtz (Figura 61), por simplicidade, admite-se que o campo

magnético produzido pela Bobina de Helmholtz não afeta o campo total ao qual a amostra A_2 está submetida.

Dessa forma, a Figura 62 apresenta os resultados do processo de caracterização experimental da tensão de saída do gradiômetro GMI em função dos gradientes de campo ΔH .

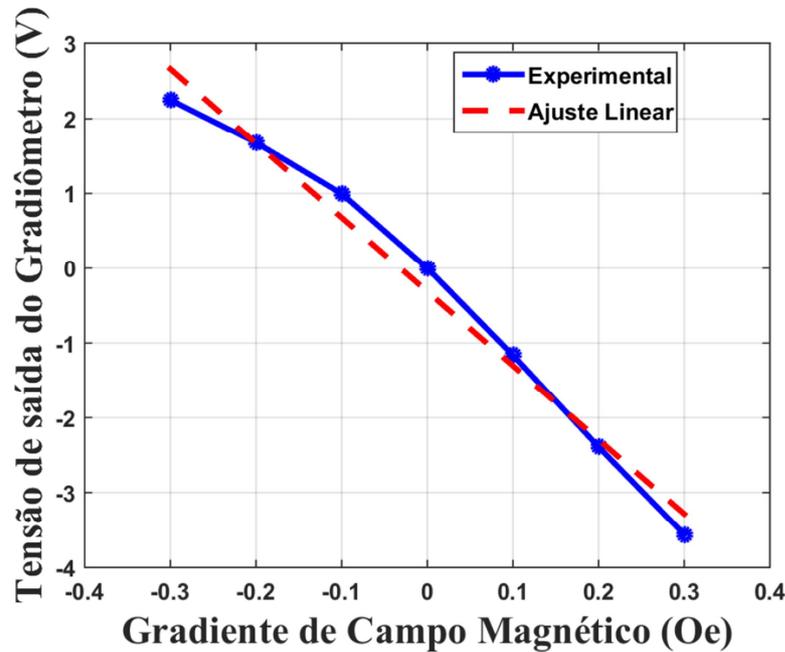


Figura 62 – Caracterização experimental da sensibilidade do gradiômetro GMI.

A partir dos dados experimentais apresentados na Figura 62, na faixa de operação ($\Delta H = \pm 0,3$ Oe), é possível modelar o comportamento da tensão de saída do gradiômetro em função do gradiente de campo por meio de um polinômio de ajuste linear, dado por:

$$V_{saída} = (-9,91 \text{ V} \cdot \text{Oe}^{-1}) \cdot \Delta H - 0,3132 \quad (27)$$

Conseqüentemente, observando-se o coeficiente angular da reta de ajuste, verifica-se que os resultados experimentais indicam uma sensibilidade média do circuito de aproximadamente $-9,91 \text{ V/Oe}$, para a região de operação. Destaca-se que esta sensibilidade é satisfatoriamente próxima da estimativa computacional feita no Capítulo 4 ($-9,90 \text{ V} \cdot \text{Oe}^{-1}$).

O resultado experimental obtido indica boa adequação às curvas provenientes das simulações computacionais, apresentadas na Figura 49. Entretanto, comparando-se as curvas experimentais, Figura 62, com as simuladas, Figura 49, nota-se que o comportamento simulado é ligeiramente mais linear do que obtido experimentalmente. Por sua vez, de modo análogo ao que foi feito na

análise dos resultados simulados, no intuito de avaliar mais detalhadamente as não linearidades existentes na região de operação, a Tabela 4 apresenta os valores de sensibilidade ponto a ponto, calculados a partir dos resultados experimentais apresentados na Figura 62.

Tabela 4. Avaliação experimental da sensibilidade ponto a ponto do gradiômetro GMI.

| $\Delta H1$ (Oe) | $\Delta H2$ (Oe) | $\Delta H1 - \Delta H2$ (Oe) | ΔV (V) | $\Delta V / (\Delta H1 - \Delta H2)$ (V/Oe) |
|------------------|------------------|------------------------------|----------------|---|
| -0,3 | -0,2 | -0,1 | 0,5717 | -5,717 |
| -0,2 | -0,1 | -0,1 | 0,6815 | -6,815 |
| -0,1 | 0,0 | -0,1 | 0,9968 | -9,968 |
| 0,0 | 0,1 | -0,1 | 1,1634 | -11,634 |
| 0,1 | 0,2 | -0,1 | 1,2288 | -12,288 |
| 0,2 | 0,3 | -0,1 | 1,1699 | -11,699 |

Conforme esperado, pelo comportamento apresentado na Figura 62, a Tabela 4 indica que os valores de sensibilidade ponto a ponto apresentam variações, relacionadas majoritariamente a não linearidades presentes nas curvas características de fase da impedância dos sensores GMI, em função do campo magnético das amostras – apresentadas no Capítulo 3.

Por sua vez, é razoável admitir que eventuais diferenças entre os resultados experimentais e o comportamento simulado sejam fruto de resistências e indutâncias espúrias, introduzidas pelas trilhas que conectam os sensores ao circuito eletrônico, as quais não foram consideradas na análise computacional. Note que, de acordo com a discussão apresentada na seção 3.3.4, resistências e indutâncias espúrias, com valores extremamente pequenos, inseridas em série com os elementos sensores, podem alterar significativamente a sensibilidade das amostras e, conseqüentemente, a sensibilidade total do gradiômetro, bem como impactar em sua linearidade. Resistências da ordem de 40 mΩ ou indutâncias da ordem de 30 nH já são suficientes para alterar, de maneira significativa, a sensibilidade das amostras.

Ao se inspecionar a Figura 62, bem como os dados da Tabela 4, verifica-se que o gradiômetro é consideravelmente mais linear na faixa de $\Delta H = -0,1$ Oe até $\Delta H = 0,3$ Oe. Em particular, para esta faixa de gradientes de campo, obtém-se o polinômio de ajuste linear dado pela eq. (28), o qual propicia um ajuste mais fidedigno do que o polinômio da eq. (27), devido à maior linearidade da resposta do gradiômetro nesta região.

$$V_{saída} = (-11,51 \text{ V} \cdot \text{Oe}^{-1}) \cdot \Delta H - 0,0732 \quad (28)$$

Dessa forma, verifica-se que a sensibilidade média do circuito é de aproximadamente $-9,91 \text{ V/Oe}$, considerando a região de operação original ($\Delta H = \pm 0,3 \text{ Oe}$). Por outro lado, tem-se uma sensibilidade média de $-11,51 \text{ V/Oe}$, ao se considerar operação na faixa de $\Delta H = -0,1 \text{ Oe}$ até $\Delta H = 0,3 \text{ Oe}$, a qual é consideravelmente mais linear. Ressalta-se ainda que, para tornar positiva a inclinação das curvas apresentadas nas Figuras 49 (simulada) e 62 (experimental), bastaria que se invertesse a posição dos terminais aos quais estão conectadas as entradas do amplificador de instrumentação *U14*.

5.2.2. Linearidade

No intuito de avaliar a presença de não linearidades na resposta do gradiômetro GMI desenvolvido, decorrentes de não linearidades presentes na curva experimental de tensão de saída em função do gradiente de campo magnético, apresentada na Figura 62, foram aplicados aos sensores gradientes de campo senoidais, com frequência fixa (5 Hz) e amplitude variável: 0,1 Oe, 0,2 Oe e 0,3 Oe. O arranjo experimental utilizado é apresentado na Figura 63.



Figura 63 — Arranjo experimental para avaliação da linearidade do gradiômetro GMI.

No arranjo experimental, apresentado na Figura 63, assim como na seção 5.2.1, posicionou-se a amostra A_1 no centro da Bobina de Helmholtz e a amostra A_2 fora da Bobina de Helmholtz. Por sua vez, aqui, ambas as amostras foram

polarizadas por um campo CC de 1,0 Oe, gerado por solenoides. Dessa forma, por simplicidade, admite-se que o campo magnético produzido pela Bobina de Helmholtz afeta exclusivamente a amostra A_1 , não afetando a amostra A_2 . Ademais, utilizou-se um gerador de funções (33220A, Agilent), em série com uma resistência de 18Ω , para geração da corrente de excitação senoidal da Bobina de Helmholtz. O gerador de funções foi programado para gerar uma tensão de saída senoidal, com frequência de 5 Hz e amplitude ajustada, de acordo com a eq. (14), de modo a permitir que a corrente de excitação da Bobina de Helmholtz seja: de 34,8 mA, para $\Delta H = 0,1$ Oe, 69,7 mA para $\Delta H = 0,2$ Oe, e 100 mA, para $\Delta H = 0,3$ Oe. Destaca-se ainda que a amplitude da corrente foi medida indiretamente, dividindo-se a queda de tensão sobre o resistor de 18Ω , medida com auxílio de um osciloscópio, pelo valor da resistência.

A Figura 64 apresenta a tensão de saída do gradiômetro para um gradiente de campo magnético senoidal com 0,1 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência.

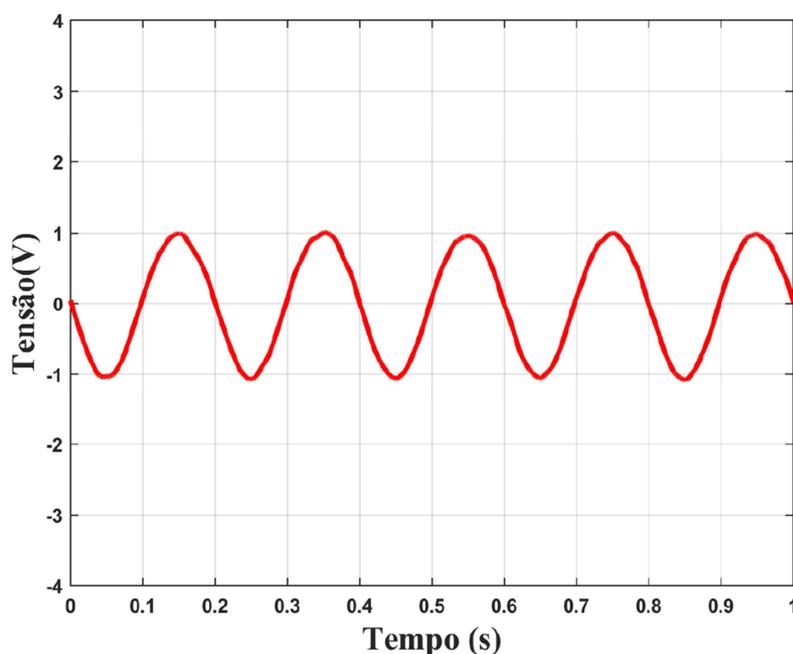


Figura 64 — Tensão de saída do gradiômetro quando submetido a um gradiente de campo senoidal com 0,1 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência.

Por meio do resultado obtido na Figura 64, percebe-se que, conforme esperado, a forma de onda da tensão de saída praticamente não possui deformações, sendo satisfatoriamente próxima de uma onda senoidal ideal. Observa-se ainda que a componente espectral fundamental do sinal de saída do gradiômetro possui a mesma frequência do gradiente de campo aplicado, isto é, 5

Hz. Além disso, nota-se que o comportamento do sinal de saída é satisfatoriamente simétrico, conforme esperado, visto que a curva de caracterização experimental (Figura 62) indica que a resposta do gradiômetro é consideravelmente linear para $-0,1 \text{ Oe} < \Delta H < 0,1 \text{ Oe}$.

Na sequência, a Figura 65 apresenta a tensão de saída do gradiômetro para um gradiente de campo magnético senoidal com 0,2 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência.

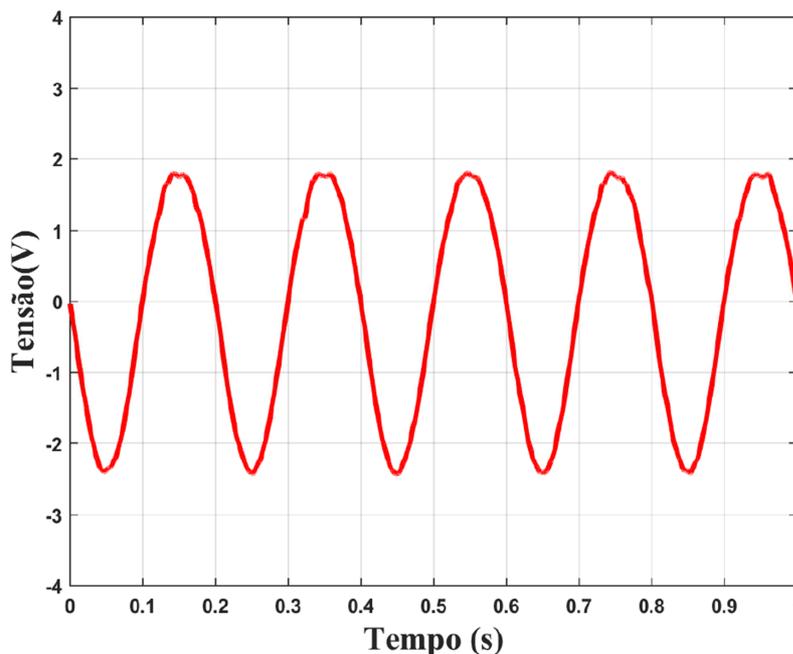


Figura 65 – Tensão de saída do gradiômetro quando submetido a um gradiente de campo senoidal com 0,2 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência.

Inspecionando-se a Figura 65, conforme esperado, verifica-se que a frequência fundamental da tensão de saída é a mesma do gradiente de campo aplicado (5 Hz), porém, observa-se que esta forma de onda possui uma certa deformação, principalmente em seu semiciclo positivo. Em particular, em valores absolutos, nota-se claramente que a amplitude do semiciclo positivo é menor do que a do semiciclo negativo. Este comportamento é diretamente associado à curva de caracterização experimental da sensibilidade do gradiômetro, apresentada na Figura 62, que indica uma sensibilidade menor no semiciclo positivo do que no semiciclo negativo. Note que, de acordo com a Figura 62, a sensibilidade é perceptivelmente reduzida para $\Delta H < -0,1 \text{ Oe}$.

Finalmente, a Figura 66 apresenta a tensão de saída do gradiômetro para um gradiente de campo magnético senoidal com 0,3 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência.

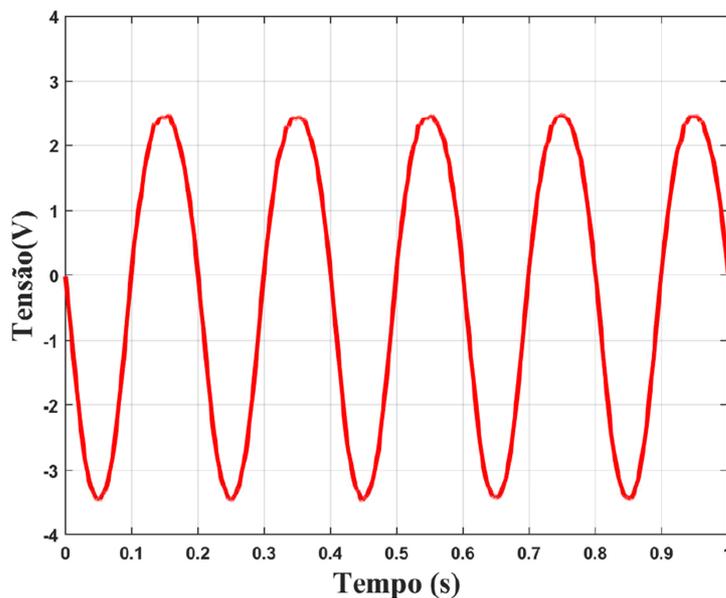


Figura 66 — Tensão de saída do gradiômetro quando submetido a um gradiente de campo senoidal com 0,3 Oe de amplitude e 5 Hz de frequência.

Conforme indicado na Figura 66, a frequência fundamental da tensão de saída do gradiômetro é a mesma do gradiente de campo aplicado (5 Hz). Entretanto, por sua vez, aqui também percebem-se deformações na tensão de saída. Em particular, a amplitude do sinal no semiciclo positivo é substancialmente inferior à observada no semiciclo negativo. Novamente, este resultado é aderente à curva de caracterização da sensibilidade, apresentada na Figura 62, a qual mostra que a sensibilidade é reduzida no semiciclo positivo, principalmente para $\Delta H < -0,1$ Oe, enquanto que a mesma se mantém praticamente constante ao longo de todo o semiciclo negativo do sinal de saída.

Dessa forma, avaliando-se as Figuras 64, 65 e 66, percebe-se que as tensões de saída obtidas, para os gradientes de campo aplicados, são coerentes com o comportamento esperado, tendo em vista a curva de caracterização da sensibilidade, anteriormente apresentada na Figura 62. A linearidade na tensão de saída do gradiômetro está diretamente atrelada à linearidade e homogeneidade dos elementos sensores GMI. Conforme esperado, os resultados indicaram que, para gradientes de campo entre $\pm 0,1$ Oe, o gradiômetro responde de forma extremamente linear, fazendo com que a tensão de saída apresente baixo nível de

distorção. Por sua vez, conforme a amplitude do gradiente de campo magnético aumenta (Figuras 65 e 66), verifica-se que as deformações não lineares na tensão de saída tornam-se gradativamente mais significativas.

5.2.3. Resposta em frequência

Nesta seção, avalia-se experimentalmente a resposta em frequência do gradiômetro GMI desenvolvido, a fim de estimar sua banda de passagem. Com este intuito, inspecionou-se a dependência da sensibilidade do mesmo com a frequência do campo magnético de interesse.

O arranjo experimental adotado é idêntico ao utilizado no experimento anterior, apresentado na Figura 63. Neste experimento, utilizou-se uma bobina de Helmholtz para geração de gradientes de campos magnéticos senoidais com frequências e amplitudes conhecidas, entre os sensores A_1 , situado dentro da bobina, e A_2 , posicionado fora da bobina. Ambos os sensores foram polarizados por campos $H_{pol} = 1,0$ Oe, gerados por solenoides. Por sua vez, um gerador de funções (33220A, Agilent), associado em série com uma resistência de 18Ω , foi utilizado para excitar a Bobina de Helmholtz, conforme indicado na Figura 67. A impedância da bobina de Helmholtz é denotada por Z_H e a tensão gerada nos terminais do gerador por V_{GER} .

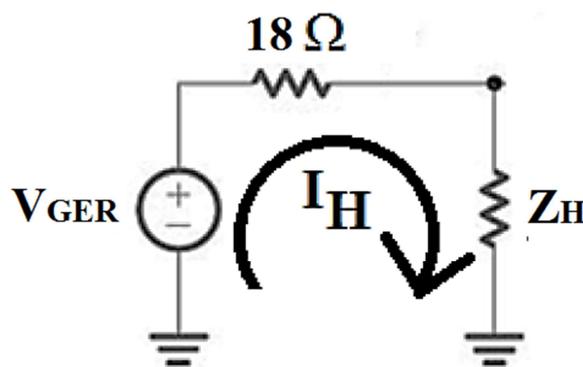


Figura 67 – Representação esquemática da configuração utilizada para excitação da Bobina de Helmholtz, para a avaliação da banda de passagem do gradiômetro.

Em todos os testes realizados, a amplitude do gradiente de campo magnético foi fixada em $\Delta H = 0,1$ Oe, ou equivalentemente $\Delta H = 10 \mu\text{T}$, visto que o gradiômetro possui um comportamento extremamente linear nesta faixa, conforme evidenciado pelas discussões apresentadas nas seções 5.2.1 e 5.2.2. Neste intuito, para cada frequência do gradiente de campo gerado, ajusta-se adequadamente a

amplitude de V_{GER} , de modo a garantir que a amplitude da corrente I_H seja sempre igual a 34,8 mA, tendo em vista que, de acordo com a eq. (14), esta amplitude de corrente implica na geração de um gradiente de campo com amplitude $\Delta H = 0,1$ Oe, conforme desejado. É importante ressaltar que a corrente I_H é função da impedância Z_H , a qual possui comportamento predominantemente indutivo e, conseqüentemente, varia em função da frequência. Para baixas frequências, o valor de Z_H é desprezível em relação à resistência de 18Ω , de modo que V_{GER} pode ser mantido praticamente constante. Porém, para altas frequências, é necessário ajustar a amplitude de V_{GER} de maneira a manter constante a amplitude da corrente I_H .

Realizou-se uma análise sistemática da tensão de saída do gradiômetro em função da frequência do gradiente de campo, ΔH , cuja amplitude foi mantida constante em 0,1 Oe, durante todos os testes realizados. A Figura 68 apresenta o comportamento da tensão de saída do gradiômetro, para algumas das frequências analisadas (5 Hz, 40 Hz, 200 Hz e 1000 Hz).

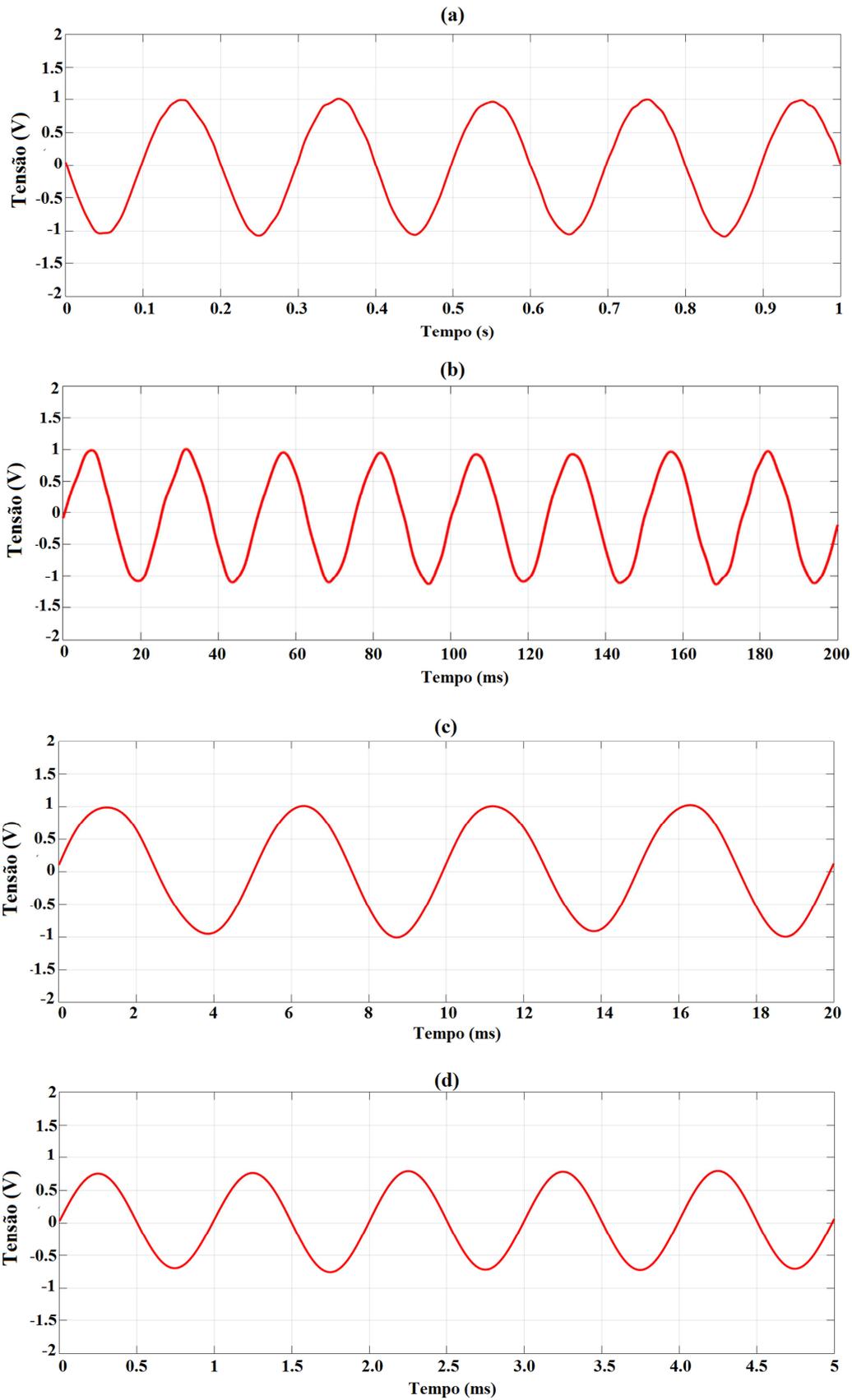


Figura 68 — Medição experimental das tensões de saída do gradiômetro, para gradientes de campo magnético senoidais de mesma amplitude ($10 \mu\text{T}$) e com diferentes frequências: (a) 5 Hz, (b) 40 Hz, (c) 200 Hz e (d) 1000 Hz.

A partir das informações apresentadas na Figura 68, percebe-se que, conforme esperado, a componente espectral fundamental do sinal de saída do gradiômetro possui a mesma frequência do gradiente de campo magnético aplicado. Por sua vez, observa-se que os sinais de tensão na saída do circuito apresentam baixo nível de distorção, em todos os casos analisados, o que é uma característica extremamente desejável.

Comparando-se os resultados obtidos, para as diferentes frequências inspecionadas, verifica-se que o aumento da frequência do gradiente de campo pode reduzir a amplitude da tensão de saída e, conseqüentemente, a sensibilidade do gradiômetro. Tal redução é observada de forma mais evidente ao se comparar a amplitude obtida para o caso de 1000 Hz (Figura 68(d)), em relação às amplitudes obtidas para frequências inferiores. Este comportamento era esperado visto que o gradiômetro possui uma banda de passagem limitada, comportando-se de modo equivalente a um filtro passa baixas. Conseqüentemente, para baixas frequências, espera-se que a amplitude do sinal de saída seja pouco afetada pela frequência, enquanto que, para frequências altas, espera-se que a amplitude decaia com a frequência.

Com o intuito de avaliar mais detalhadamente tal efeito, apresenta-se na Figura 69 o comportamento experimental da sensibilidade do circuito em função da frequência do gradiente de campo. A sensibilidade é expressa em mV/nT, dividindo-se o valor pico a pico do sinal de saída do gradiômetro pelo valor pico a pico do gradiente de campo, e a frequência do gradiente de campo é dada em hertz.

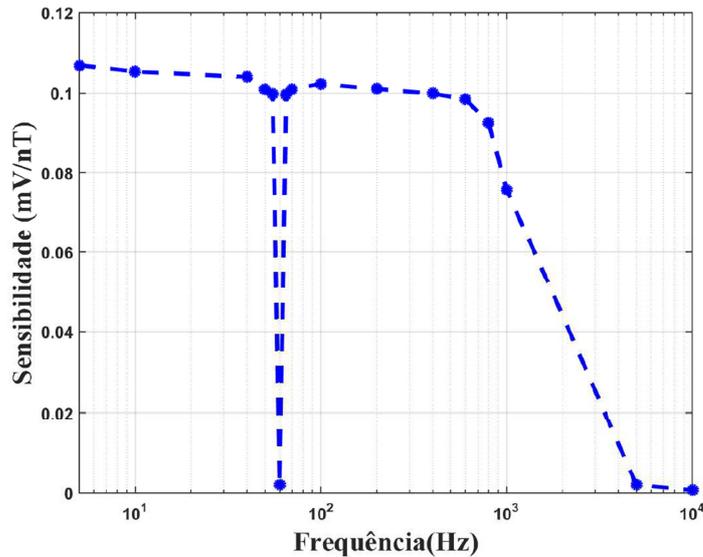


Figura 69 – Sensibilidade do gradiômetro, expressa em mV/nT, em função da frequência do gradiente de campo magnético aplicado.

A curva de sensibilidade também pode ser representada em dB, conforme indicado na Figura 70. Utilizou-se a eq. (29) para conversão dos valores de sensibilidade em V/T, advindos da Figura 69, para valores expressos em dB.

$$Sens(dB) = 20 \cdot \log \left(\frac{Sens(V/T)}{115,1 \cdot 10^3 (V/T)} \right) \quad (29)$$

onde $115,1 \cdot 10^3 (V/T)$ é a sensibilidade experimental do circuito para campos CC, vide eq. (28). É importante ressaltar que escolheu-se aplicar a eq. (28), ao invés da eq. (27), devido a ter-se utilizado uma amplitude de gradiente de campo magnético igual a 0,1 Oe, em todos os testes realizados neste experimento.

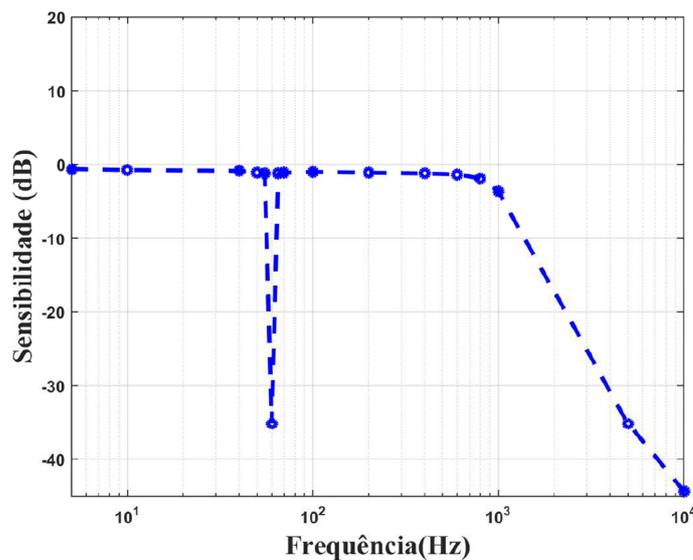


Figura 70 – Sensibilidade do gradiômetro, expressa em dB, em função da frequência do gradiente de campo magnético aplicado.

Analisando-se o comportamento das curvas apresentadas nas Figuras 69 e 70, verifica-se que a banda de passagem do gradiômetro situa-se entre aproximadamente CC e 922,7 Hz (-3 dB). Este resultado era esperado tendo em vista as características do circuito eletrônico implementado, que utiliza um filtro passa-baixas com frequência de corte ajustada para 1000 Hz. Dessa forma, verifica-se que a banda do gradiômetro é limitada exclusivamente pelo circuito eletrônico desenvolvido e não por características intrínsecas das amostras sensoras, as quais, a princípio, apresentam potencial para operação em frequências mais elevadas, o que é uma característica extremamente desejável para determinadas aplicações. Por sua vez, também se percebe que, conforme esperado, o filtro *notch* rejeita de maneira efetiva a frequência de 60 Hz e afeta muito pouco as frequências vizinhas, por ser extremamente seletivo. Além disso, nota-se que a sensibilidade é satisfatoriamente constante para frequências dentro da banda de passagem, excluindo-se, obviamente, as frequências próximas de 60 Hz.

5.2.4. Relação sinal-ruído do gradiômetro

Esta seção apresenta a avaliação experimental da relação sinal-ruído (*SNR-signal to noise ratio*) do gradiômetro GMI em função da linha de base, definida como a distância de separação entre os dois elementos sensores empregados no gradiômetro. Destaca-se que o gradiômetro foi projetado de modo a se poder configurá-lo com seis possíveis valores de linha de base: 2 cm, 4 cm, 6 cm, 8 cm, 10 cm e 19 cm.

O arranjo experimental inicialmente utilizado neste ensaio, apresentado na Figura 71, consiste em um solenoide (bobina *BI*) alimentado por uma fonte de corrente de baixo ruído (B2961A, Keysight), posicionada sobre uma placa de acrílico milimetrada. A corrente gerada pela fonte foi configurada de maneira tal que a densidade de fluxo magnético gerado pela bobina fosse de 10 μ T a uma distância *d* de 4,75 cm do centro da bobina *BI*. Em particular, para o arranjo experimental implementado, esta corrente deve ser de 99 mA. Na sequência, foram realizadas medições da densidade de fluxo magnético gerado pela bobina *BI* em função da distância ao seu centro, para distâncias entre 4,75 cm e 12,75

cm. Todas as medições foram efetuadas com o auxílio de um magnetômetro triaxial tipo *fluxgate* (FVM400, MEDA). Destaca-se ainda que as medições apresentadas referem-se à componente x da densidade de fluxo magnético, que equivale ao eixo sobre o qual será posicionado o comprimento dos sensores GMI. Em todas as medições, o eixo x do *fluxgate* foi posicionado perpendicularmente ao campo magnético da Terra. A Figura 72 apresenta a curva obtida experimentalmente por meio das medições efetuadas com o *fluxgate*.

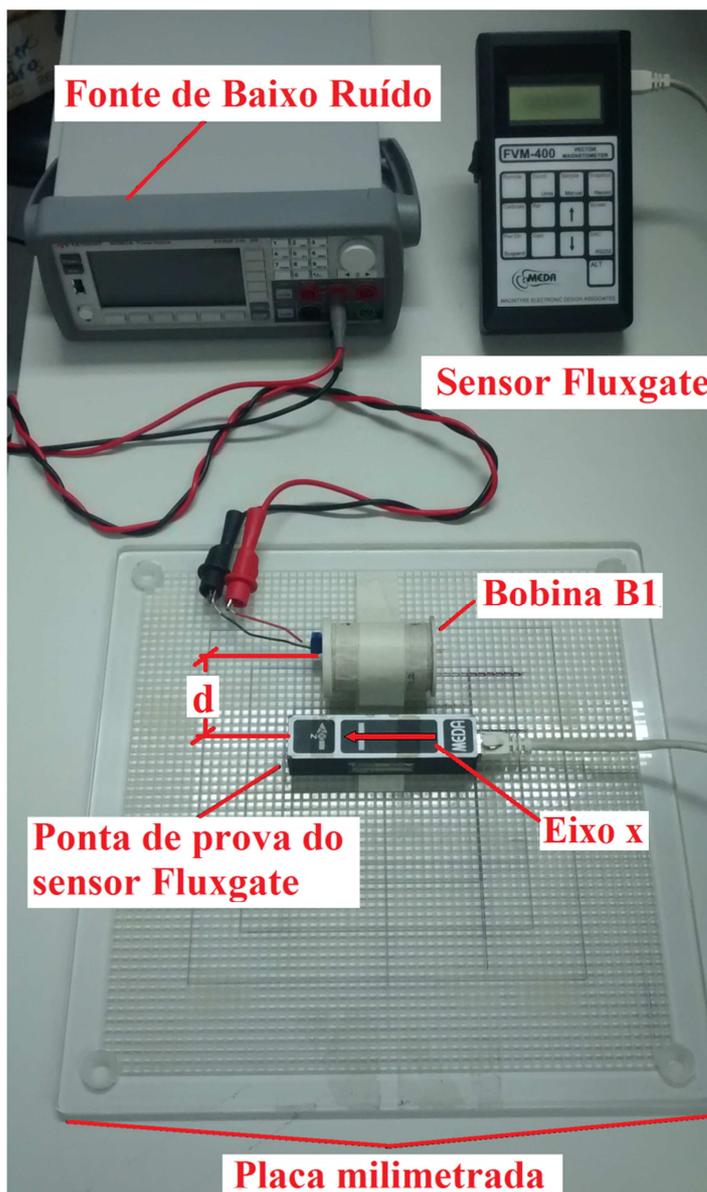


Figura 71 — Arranjo experimental do sistema utilizado para avaliação do comportamento da densidade de fluxo magnético, gerado por um solenoide, em função da distância.

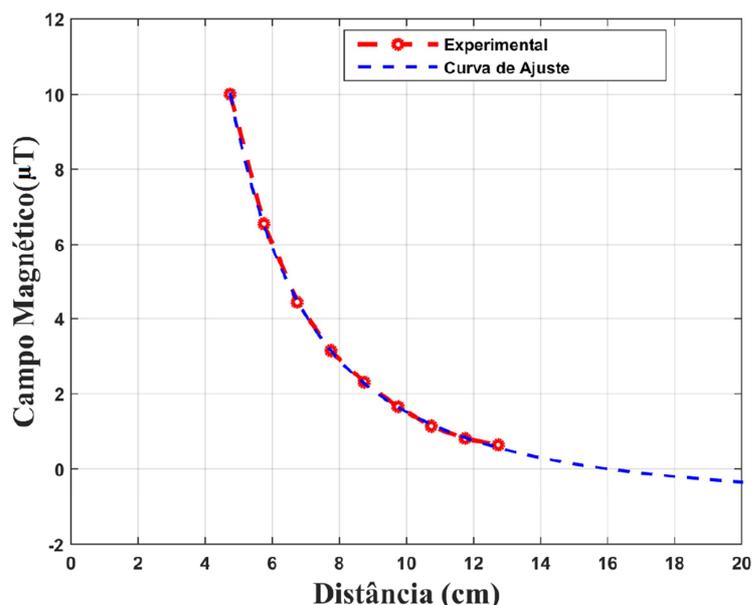


Figura 72 – Medição experimental da densidade de fluxo magnético, gerado pela bobina B1, em função da distância.

Analisando-se o comportamento evidenciado na Figura 72, observa-se que, conforme esperado, a amplitude da densidade de fluxo magnético é de 10 μT, para uma distância de 4,75 cm, e decresce com o aumento da distância. Por sua vez, com base nestas medições experimentais, modelou-se o comportamento da curva de decaimento da densidade de fluxo magnético com a distância por meio da eq. (30), a qual é a expressão analítica da curva de ajuste apresentada na Figura 72.

$$B(\mu T) = \frac{13,85}{0,055 \cdot d^2} - 0,9594 \quad (30)$$

Conforme esperado, verifica-se que é razoável admitir que a densidade de fluxo magnético decresce com o quadrado da distância. Entretanto, de acordo com a eq. (30), nota-se que, conforme a distância tende para o infinito, a densidade de fluxo magnético tende para um valor fixo, diferente de zero e igual a $-0,9594 \mu T$. Destaca-se que, idealmente, este valor deveria ser zero, porém, é razoável admitir que, devido a incertezas no processo de medição, este campo não seja nulo. Tem-se, por exemplo, que a densidade de fluxo magnético da Terra é da ordem de 20 μT, ou seja, mais de 20 vezes superior a $-0,9594 \mu T$. Consequentemente, pequenas imprecisões no alinhamento do eixo x do *fluxgate* podem fazer com que exista uma contribuição pequena, porém não nula, da densidade de fluxo magnético da Terra sobre o eixo de medição.

Por sua vez, para a efetiva avaliação da relação sinal-ruído do gradiômetro GMI, posicionou-se a amostra sensora A_1 a uma distância d de 4,75 cm da bobina $B1$. A tensão de saída do gradiômetro foi conectada a um analisador de espectro (SR785, Stanford Research Systems), de modo a se poder avaliar sua densidade espectral de ruído. Por outro lado, a distância de separação entre as amostras A_1 e A_2 , ou seja, a linha de base do gradiômetro, foi ajustada para as seguintes posições discretas: 2 cm, 4 cm, 6 cm, 8 cm, 10 cm e 19 cm. Em cada uma destas posições, avaliou-se a relação sinal-ruído do gradiômetro, por meio do arranjo experimental apresentado na Figura 73, que refere-se à situação na qual a linha de base foi ajustada para 2 cm.

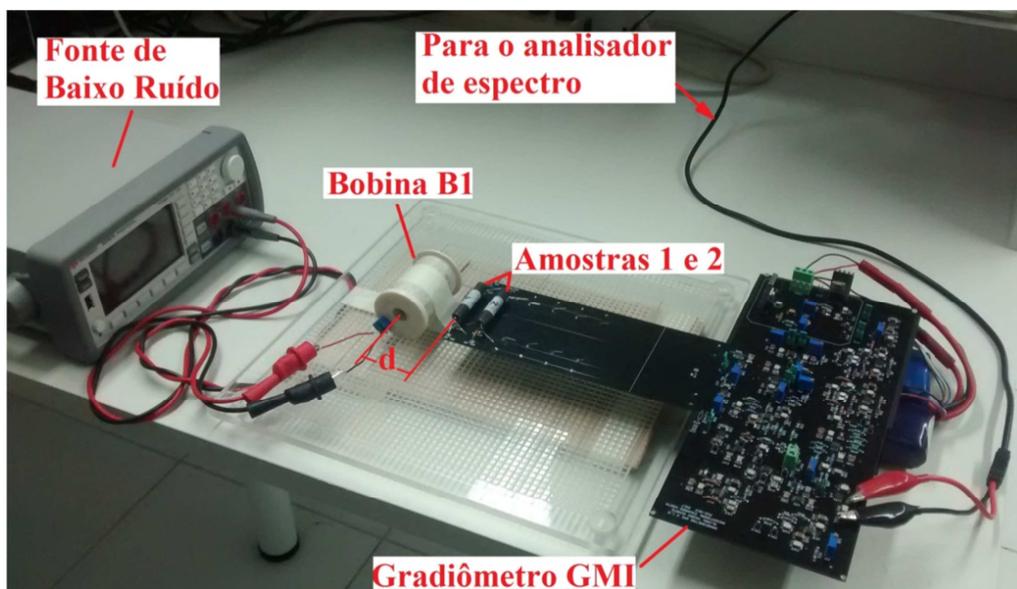


Figura 73 — Arranjo experimental utilizado para a obtenção da relação sinal-ruído do gradiômetro, com uma linha de base de 2 cm.

Para o arranjo experimental implementado, ambas as amostras são polarizadas por um campo $H_{pol} = 1,0$ Oe. Por sua vez, a amostra A_1 do gradiômetro GMI é excitada por uma densidade de fluxo magnético senoidal com $10 \mu\text{T}$ de amplitude e 5 Hz de frequência, gerada pela bobina $B1$. Tendo em vista os resultados das avaliações feitas com o *fluxgate*, ajustou-se a amplitude da corrente de excitação da bobina $B1$ para 99 mA, a fim de garantir que a amplitude da densidade de fluxo magnético sobre A_1 seja efetivamente $10 \mu\text{T}$. Dessa forma, conhecendo-se a linha de base (2 cm) e a curva de decaimento do campo

magnético, fornecida pela eq. (30), é possível calcular o gradiente de campo entre as amostras A_1 e A_2 , o qual é $\Delta H = 5,528 \mu\text{T}$.

Na sequência, calculou-se a Transformada Rápida de Fourier (*FFT – Fast Fourier Transform*) da tensão de saída do gradiômetro, com auxílio de um analisador de espectro (*SR785, Stanford Research Systems*). A Figura 74 apresenta os resultados obtidos pelo analisador de espectro, para um gradiômetro com linha de base de 2 cm.

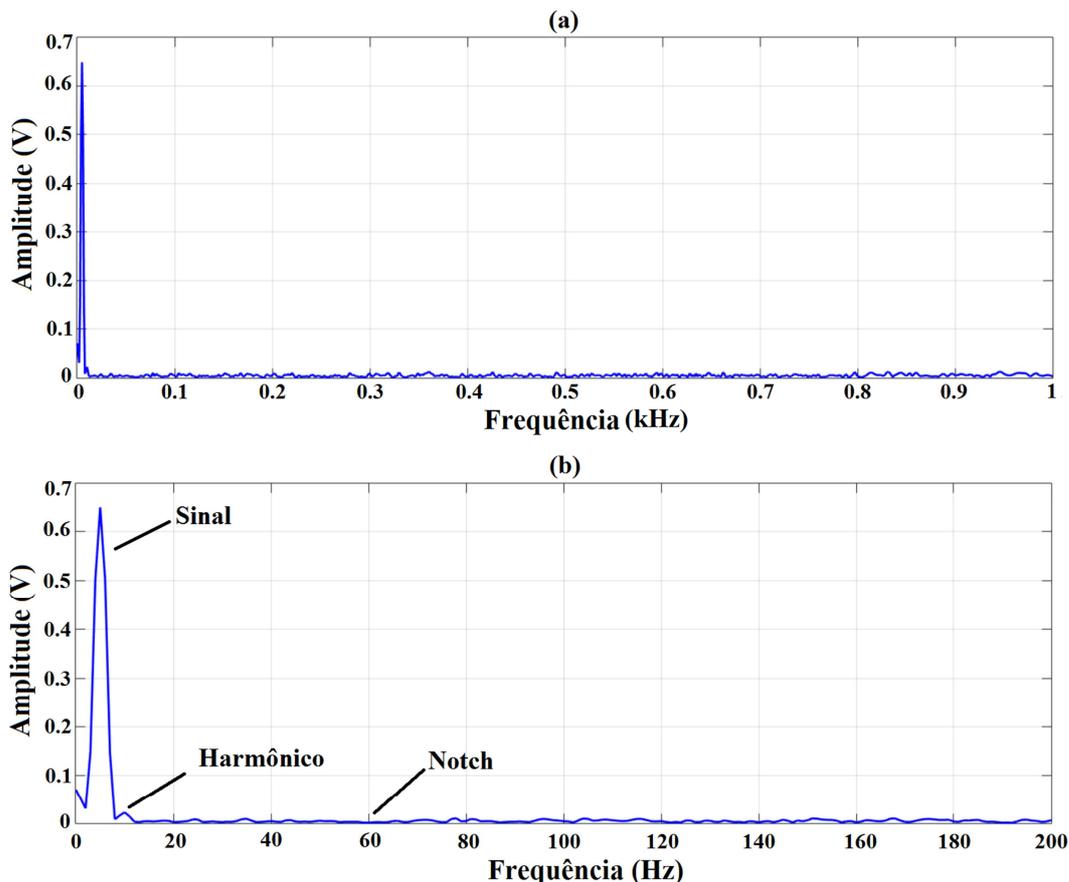


Figura 74 – Transformada Rápida de Fourier (FFT) do sinal de saída do gradiômetro, utilizando-se uma linha de base de 2 cm: (a) para frequências de até 1000 Hz; e (b) para frequências de até 200 Hz.

Na Figura 74, a componente espectral em 5 Hz foi induzida pelo gradiente de campo magnético senoidal de excitação, gerado pela bobina B1. Observa-se ainda a existência de uma pequena distorção harmônica em 10 Hz. Por sua vez, nota-se que a interferência em 60 Hz não é significativa, devido ao filtro *notch* utilizado.

Pode-se aplicar a eq. (31), a fim de converter os valores de tensão obtidos na FFT em uma curva de densidade espectral de potência (*Power Spectral Density – PSD*), necessária para obtenção da relação sinal-ruído.

$$PSD[n] = 10 \cdot \log_{10} \frac{(V[n] * N/2)^2}{F_s \cdot N} \quad (31)$$

onde F_s é a frequência de amostragem utilizada no analisador de espectro, $V[n]$ é o vetor das amplitudes da FFT para cada valor de frequência n , e N é a quantidade de amostras utilizadas no cálculo da FFT.

Por meio deste procedimento obtém-se a Figura 75, que apresenta a densidade espectral de potência do gradiômetro para uma linha de base de 2 cm.

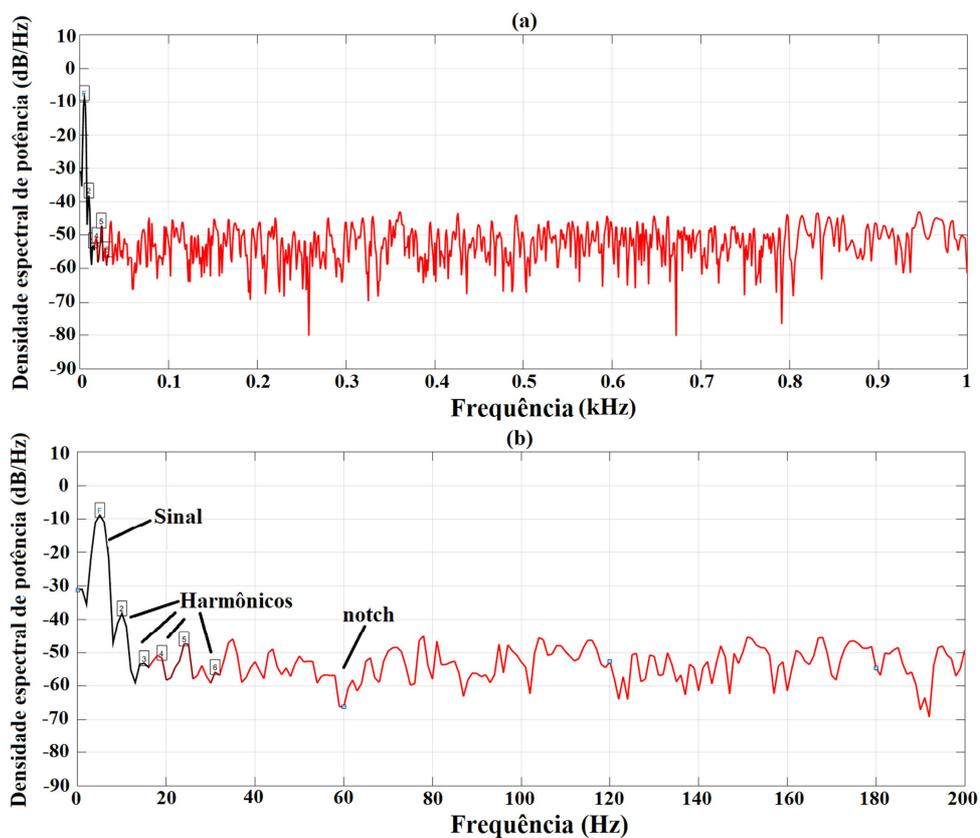


Figura 75 — Densidade espectral de potência (PSD) do sinal de saída do gradiômetro, utilizando-se uma linha de base de 2 cm: (a) para frequências de até 1000 Hz; e (b) para frequências de até 200 Hz.

Os gráficos da Figura 75 foram obtidos por meio da função “snr” do Matlab, a qual detecta automaticamente a componente fundamental do sinal e os seis primeiros harmônicos, de modo a realizar uma estimativa confiável da relação sinal-ruído. Dessa forma, para uma linha de base de 2 cm, a relação sinal-ruído,

obtida via Matlab, foi de $SNR_{2CM} = 33,04$ V/V, ou seja, o sinal possui uma intensidade 33 vezes superior à do ruído.

O procedimento aqui detalhado, para o cálculo da relação sinal-ruído do gradiômetro com linha de base de 2 cm, foi repetido para cada linha de base avaliada. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 5, a qual indica o gradiente de campo e a relação sinal-ruído, correspondentes a cada linha de base avaliada. Por sua vez, a Figura 76 apresenta a curva da relação sinal-ruído em função da linha de base do gradiômetro.

Tabela 5. Relação sinal-ruído e gradiente de campo, para cada linha de base avaliada do gradiômetro GMI.

| Linha de base (cm) | Gradiente de campo ΔH (uT) | Relação sinal-ruído (V/V) | Relação sinal-ruído (dB) |
|--------------------|------------------------------------|---------------------------|--------------------------|
| 2 | 5,528 | 33,04 | 30,38 |
| 4 | 7,7272 | 46,34 | 33,31 |
| 6 | 8,818 | 50,23 | 34,01 |
| 8 | 9,4371 | 32,96 | 30,35 |
| 10 | 9,8219 | 30,41 | 29,66 |
| 19 | 10,52 | 15,56 | 23,84 |

Com base nas informações explicitadas na Tabela 5, verifica-se que o maior valor da relação sinal-ruído ocorre para uma linha de base de 6 cm, para a qual obtém-se $SNR = 50,23$ V/V. Note que, devido à avaliação da SNR ter sido feita apenas para valores discretos da linha de base, é possível que existam SNR ainda melhores na vizinhança de 6 cm. Verifica-se também que, conforme esperado, o gradiente de campo diminui com a linha de base. Tal comportamento era esperado, visto que, caso a distância entre as amostras fosse nula, ter-se-ia um gradiente de campo nulo entre A_1 e A_2 . Por sua vez, inicialmente, nota-se que, conforme a linha de base aumenta, a partir de 2 cm, a amplitude do gradiente de campo e o valor da relação sinal-ruído aumentam. Porém, a partir de 6 cm, a relação sinal-ruído diminui rapidamente, enquanto que o gradiente de campo continua a crescer, apesar de menos intensamente. Este comportamento decorre do fato de que, ao se afastarem as amostras sensoras, a hipótese de que o ruído magnético ambiental afeta ambas de maneira idêntica torna-se gradativamente menos válida. Este comportamento pode ser melhor observado na Figura 76.

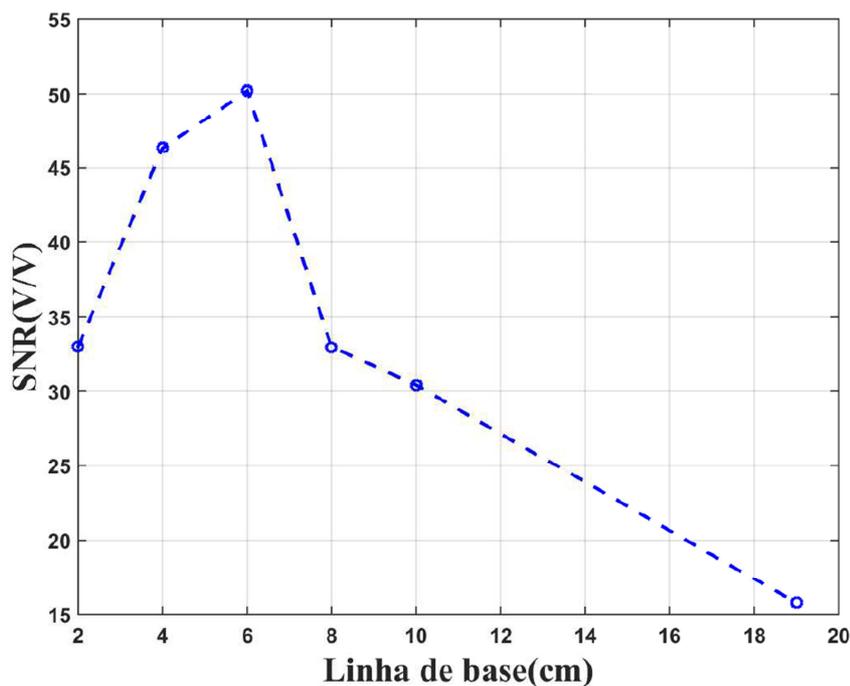


Figura 76 — Curva da relação sinal-ruído do gradiômetro GMI em função da linha de base.

Na Figura 76, pode ser observada a existência de um ponto de inflexão em 6 cm, que corresponde ao melhor valor de relação sinal-ruído obtido, dentre todos os casos experimentalmente avaliados para o gradiômetro GMI desenvolvido.

No intuito de demonstrar a hipótese de que gradiômetros efetivamente possibilitam a melhoria da relação sinal-ruído, quando comparados a magnetômetros, os valores de relação sinal-ruído aqui obtidos para o gradiômetro GMI desenvolvido foram comparados à relação sinal-ruído de um magnetômetro GMI, também baseado na leitura das características de fase.

Como discutido no Capítulo 4, o circuito eletrônico desenvolvido permite a troca do modo de operação de gradiômetro para magnetômetro, atuando-se sobre a chave *UI9*, apresentada no *Módulo 4* (Figura 34). Conforme discutido anteriormente, o gradiômetro fornece uma tensão de saída proporcional ao gradiente de campo magnético entre as amostras sensoras, enquanto que o magnetômetro fornece uma tensão de saída proporcional ao campo magnético sobre uma única amostra sensora. Nos próximos ensaios desta subseção, configurou-se o circuito como magnetômetro, utilizando a amostra *A₁* como elemento sensor. A Figura 77 apresenta o arranjo utilizado para avaliação experimental da relação sinal-ruído do magnetômetro GMI. Note que este arranjo é similar ao apresentado na Figura 73, para avaliação da relação sinal-ruído do

gradiômetro, exceto pelo fato de aqui o gradiômetro ter sido substituído por um magnetômetro.

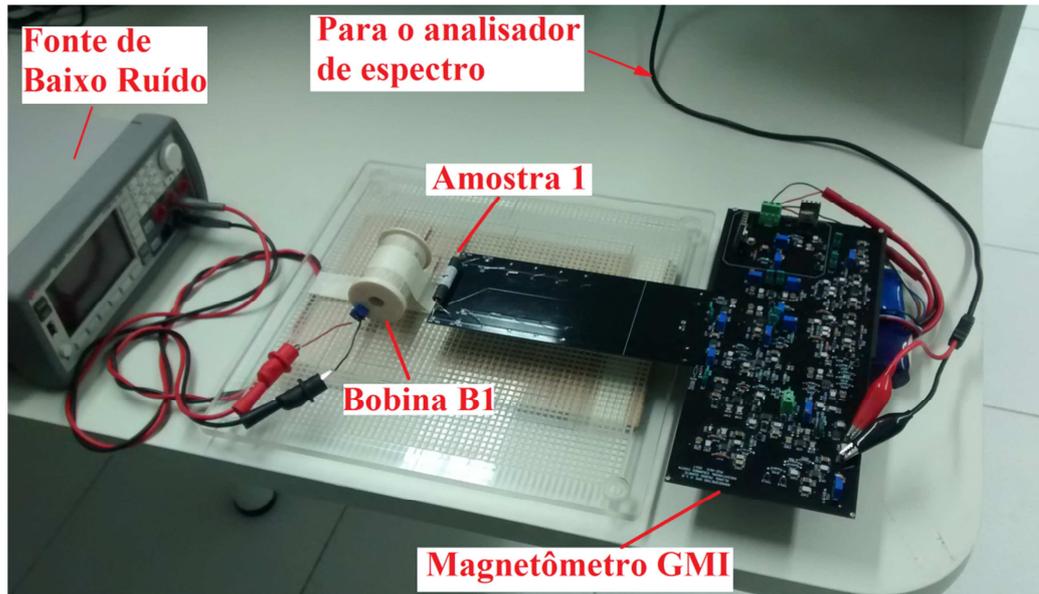


Figura 77 – Arranjo experimental para o cálculo da relação sinal-ruído do magnetômetro.

A distância entre o sensor A_1 e a bobina $B1$ foi ajustada para 4,75 cm. O elemento sensor (amostra A_1) é polarizado por um campo $H_{pol} = 1,0$ Oe e excitado com um campo magnético senoidal de $10 \mu\text{T}$ de amplitude e 5 Hz de frequência, gerado pela bobina $B1$. Dessa forma, adotando-se procedimentos similares aos empregados nas avaliações das relações sinal-ruído do gradiômetro, estimou-se a SNR do magnetômetro.

A Figura 78 apresenta a FFT da tensão de saída do magnetômetro, obtida com auxílio do analisador de espectro, enquanto a Figura 79 apresenta a densidade espectral de potência do magnetômetro, obtida processando-se os dados da FFT via Matlab.

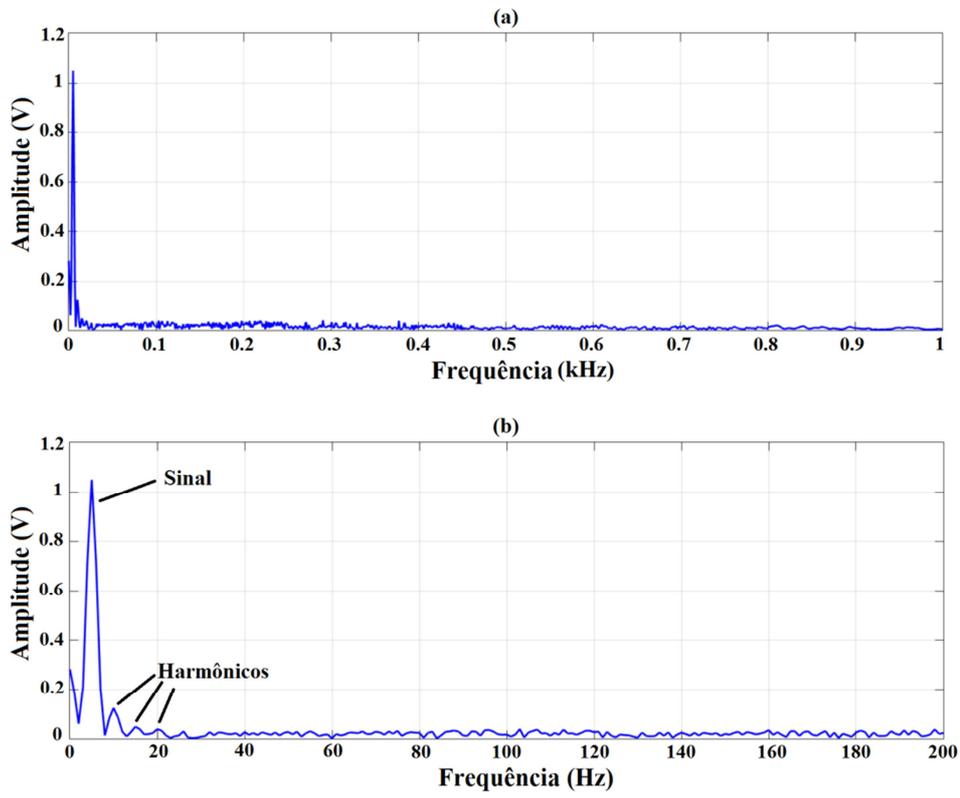


Figura 78 — Transformada Rápida de Fourier (FFT) do sinal de saída do magnetômetro, para frequências entre: (a) CC e 1000 Hz; e (b) CC e 200 Hz.

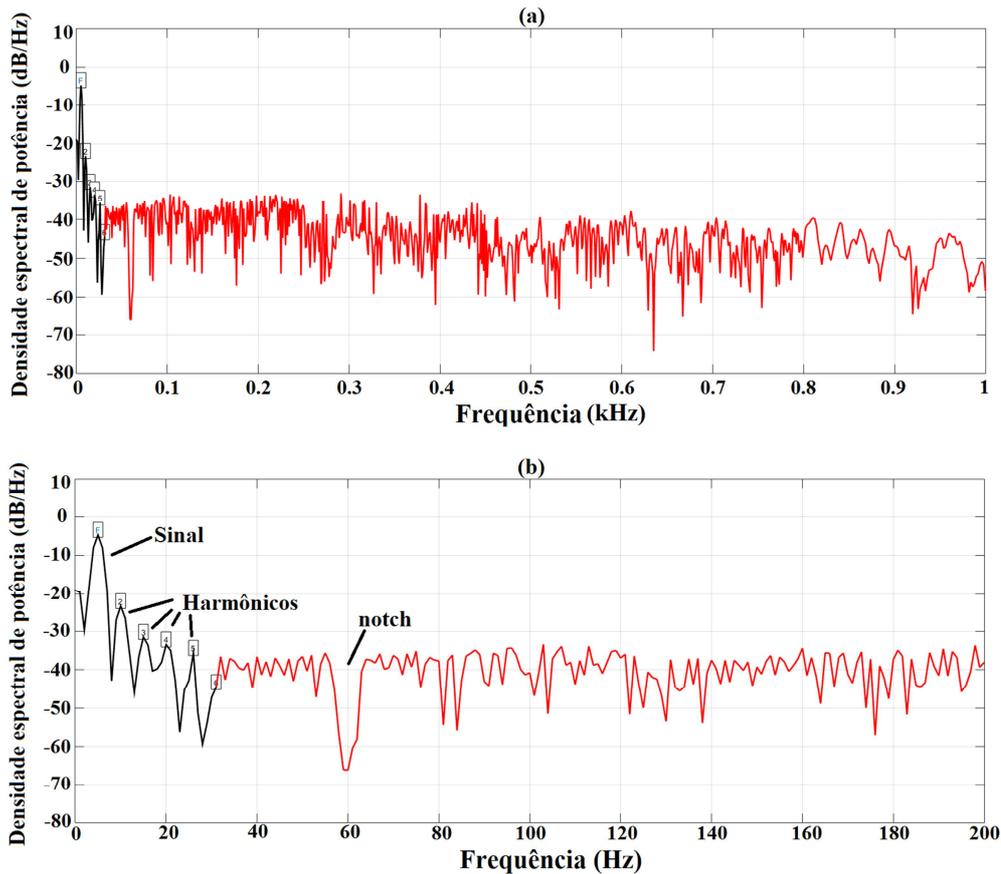


Figura 79— Densidade espectral de potência (PSD) do sinal de saída do magnetômetro, para frequências entre: (a) CC e 1000 Hz; e (b) CC e 200 Hz.

Com base nas medições realizadas, verifica-se que o valor da relação sinal-ruído do magnetômetro GMI foi de $SNR_{MAG} = 10,24$ V/V. Note que este resultado é pior do que todas as SNR obtidas para o gradiômetro GMI, indicadas na Tabela 5, independentemente da linha de base adotada. Em particular, ressalta-se que este resultado é cinco vezes pior do que o obtido para a melhor configuração do gradiômetro, ou seja, aquela com uma linha de base de 6 cm. Dessa forma, conclui-se que as configurações gradiométricas propiciam efetivamente melhorias substanciais da relação sinal-ruído, contribuindo para o aprimoramento da qualidade das medições magnéticas.

Observando-se as Figuras 78 e 79, é possível verificar uma componente espectral em 5 Hz, induzida pelo campo magnético senoidal de excitação, gerado pela bobina *BI*. Nestas mesmas figuras também é possível observar a presença de harmônicos do sinal de excitação e a rejeição de frequências em torno de 60 Hz, em virtude do filtro *notch*.

5.2.5. Distorção Harmônica Total

Comparando-se a FFT do magnetômetro GMI (Figura 78) com aquelas obtidas para as diversas linhas de base avaliadas para o gradiômetro, percebeu-se que as componentes harmônicas do sinal presente na FFT do magnetômetro GMI são mais significativas. Note que, por concisão, apenas a FFT do gradiômetro com linha de base de 2 cm foi efetivamente apresentada – vide Figura 74.

O comportamento observado sugere que o gradiômetro também contribui para a redução da distorção harmônica. Dessa forma, de maneira a realizar uma análise mais detalhada e quantitativa, para cada linha de base do gradiômetro e para o magnetômetro, realizou-se o cálculo das respectivas distorções harmônicas totais (*THD - Total harmonic distortion*), levando-se em consideração as 5 primeiras harmônicas do sinal. Com base nas FFTs experimentalmente obtidas nas análises efetuadas na seção 5.2.4, aplicou-se a eq. (32) para o cálculo da THD, cujos resultados são evidenciados na Tabela 6.

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + V_5^2 + V_6^2}}{V_1} \quad (32)$$

onde V_1 é a amplitude da componente fundamental do sinal (5 Hz), e V_2 até V_6 são as amplitudes das primeiras 5 harmônicas do sinal, todas expressas em volts.

Tabela 6. Distorção harmônica total do magnetômetro GMI e do gradiômetro GMI, para as diversas linhas de base (LB) avaliadas.

| Configuração avaliada | THD (V/V) |
|------------------------------|-----------|
| gradiômetro GMI / LB = 2 cm | 0,03601 |
| gradiômetro GMI / LB = 4 cm | 0,04020 |
| gradiômetro GMI / LB = 6 cm | 0,04000 |
| gradiômetro GMI / LB = 8 cm | 0,04630 |
| gradiômetro GMI / LB = 10 cm | 0,07413 |
| gradiômetro GMI / LB = 19 cm | 0,10200 |
| magnetômetro GMI | 0.13446 |

De acordo com as informações contidas na Tabela 6, verifica-se que as distorções harmônicas totais se mantêm dentro de limites aceitáveis, para todos os casos avaliados, indicando que os circuitos de transdução apresentam boa

linearidade. Dentre todos os casos avaliados, a melhor THD é obtida para o gradiômetro com linha de base de 2 cm. Nota-se ainda que a THD tende a crescer com o aumento da linha de base do gradiômetro. Também, é perceptível que a THD obtida para o magnetômetro GMI é pior do que quaisquer das THDs obtidas para os gradiômetros GMI avaliados, independentemente da linha de base. Em particular, verifica-se que o magnetômetro GMI possui uma distorção harmônica total cerca de 4 vezes pior que a apresentada pelo gradiômetro, com linha de base de 2 cm, e 3 vezes pior em relação àquela apresentada pelo gradiômetro com linha de base de 6 cm.

Com base nos resultados de distorção harmônica total, obtidos nesta subseção, e nas relações sinal-ruído, calculadas na subseção 5.2.4, demonstra-se que o protótipo aqui desenvolvido possibilita melhorias significativas na qualidade das medições efetuadas, em relação aos patamares obtidos com magnetômetros.

5.2.6. Densidade espectral de ruído

Nesta seção é apresentada a avaliação experimental da densidade espectral de ruído do magnetômetro GMI e do gradiômetro GMI, para cada linha de base testada. A densidade espectral de ruído é uma figura de mérito bastante utilizada na caracterização de transdutores magnéticos, sendo aqui expressa em $\text{nT}\cdot\text{Hz}^{-1/2}$.

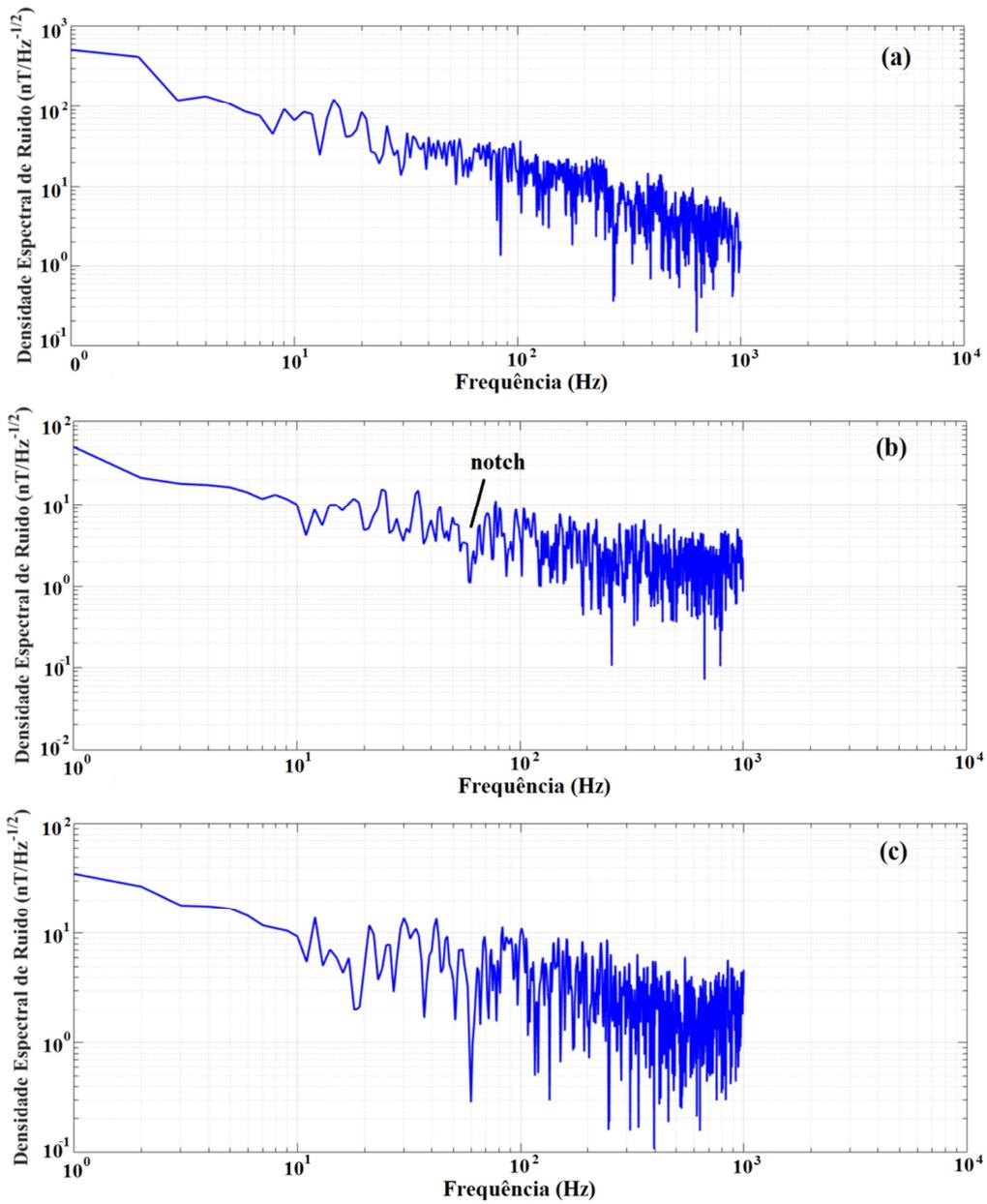
Para avaliação da densidade espectral de ruído do magnetômetro GMI, implementado com a amostra A_1 como elemento sensor, submeteu-se esta amostra apenas ao campo magnético de polarização ($H_{pol} = 1,0 \text{ Oe}$) e conectou-se a tensão de saída do circuito de transdução diretamente a um analisador de espectro. Por sua vez, para avaliação da densidade espectral de ruído do gradiômetro GMI, submeteram-se ambas as amostras (A_1 e A_2) apenas ao campo magnético de polarização ($H_{pol} = 1,0 \text{ Oe}$) e conectou-se a tensão de saída do circuito de transdução diretamente a um analisador de espectro. No caso do gradiômetro, realizou-se uma medição deste parâmetro para cada linha de base avaliada. O analisador de espectro foi configurado de modo a fornecer a densidade espectral de ruído em $\text{V}\cdot\text{Hz}^{-1/2}$.

Considerando que se deseja obter a curva de densidade espectral de ruído em $\text{nT Hz}^{-1/2}$, deve-se dividir os valores de tensão medidos com auxílio do analisador pela sensibilidade do circuito de transdução. Entretanto, destaca-se que, conforme evidenciado pela análise da resposta em frequência (seção 5.2.3), a sensibilidade é dependente da frequência. Dessa forma, de modo a se obter uma estimativa mais fidedigna, modelou-se o comportamento da sensibilidade em função da frequência por meio de um polinômio de ajuste $Sens(f)$, com base nos dados apresentados na Figura 69 da seção 5.2.3. Na banda de passagem, tem-se que $Sens(f)$ é dado por

$$\begin{aligned} Sens(f) = & -1,0 \cdot 10^{-15} \cdot f^4 + 1,26 \cdot 10^{-11} \cdot f^3 - 5,11 \cdot 10^{-8} \cdot f^2 \\ & + 1,7 \cdot 10^{-5} \cdot f + 0,10151 \quad , \end{aligned} \quad (33)$$

onde f é dado em hertz e $Sens(f)$ é expresso em mV/nT .

Dessa forma, foram obtidas as densidades espectrais de ruído dos circuitos avaliados. Ressalta-se que no cálculo da densidade espectral de ruído do magnetômetro GMI, assumiu-se que a sensibilidade do magnetômetro é aproximadamente igual à do gradiômetro, definida pela eq. (33). A Figura 80 apresenta as curvas referentes ao magnetômetro GMI e aos gradiômetros GMI, com linhas de base de 2 cm e 4 cm. Por sua vez, a Figura 81 apresenta as curvas correspondentes aos gradiômetros com linhas de base de 6 cm, 8 cm, 10 cm e 19 cm.



PUC-Rio - Certificação Digital Nº 1521888/CA

Figura 80 — Densidade espectral de ruído da tensão de saída do (a) magnetômetro GMI e dos gradiômetros GMI, com linhas de base de: (b) 2 cm; e (c) 4 cm.

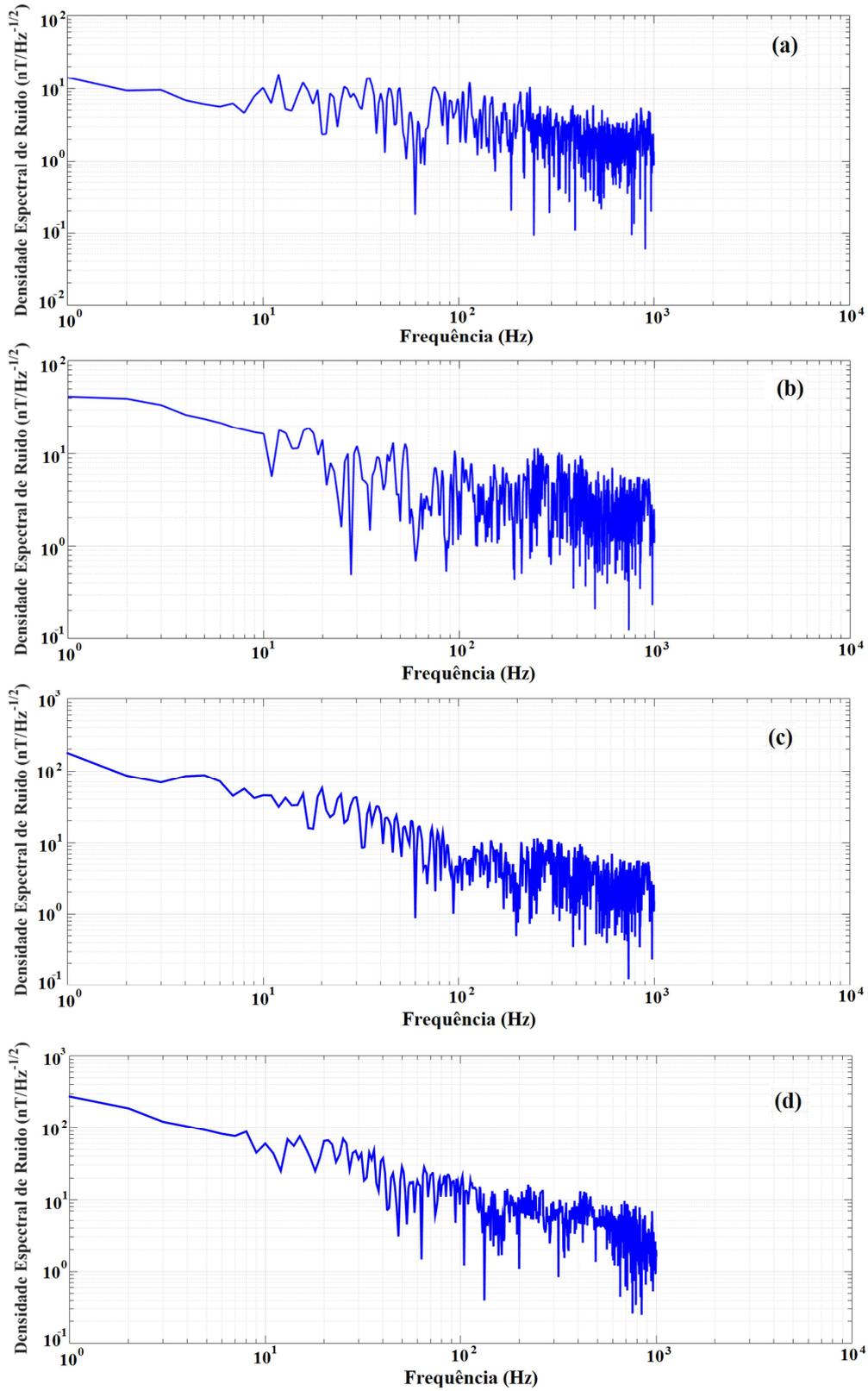


Figura 81 — Densidade espectral de ruído da tensão de saída dos gradiômetros GMI, com linhas de base de: (a) 6 cm; (b) 8 cm; (c) 10 cm e (d) 19 cm.

O comportamento das curvas apresentadas nas Figuras 80 e 81 segue o comportamento típico das curvas de densidade espectral de ruído de transdutores magnéticos, as quais convencionalmente apresentam uma dependência inversamente proporcional a uma potência da frequência, sendo assim também denominadas curvas de ruído $1/f$.

Comparando-se a densidade espectral de ruído do magnetômetro com as dos gradiômetros, verifica-se que os gradiômetros propiciam a obtenção de níveis de ruído significativamente inferiores aos atingidos pelo magnetômetro, principalmente na região de baixas frequências. Também, observa-se que os gradiômetros apresentam curvas mais planas do que a obtida para o magnetômetro. Este comportamento é bastante perceptível, por exemplo, ao se inspecionar a curva obtida para o gradiômetro com linha de base de 6 cm.

5.2.7. Resolução

A partir das curvas de ruído $1/f$, é possível estimar a resolução do gradiômetro, para cada linha de base avaliada. Para cada caso analisado, a resolução é calculada integrando-se o quadrado da respectiva curva de densidade espectral de ruído $c(f)$ na banda de interesse, e, posteriormente, extraindo a raiz quadrada do valor obtido, conforme definido na eq. (34).

$$Resolução = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} c^2(f) df} \quad (34)$$

onde f_1 é o limite inferior e f_2 o limite superior da faixa de frequências de interesse.

A Tabela 7 apresenta os resultados da resolução, para cada linha de base do gradiômetro GMI. Conforme indicado, a resolução foi calculada tanto para toda a banda de passagem ($f_1 = 0$ até $f_2 = 1000$ Hz), quanto para sub-regiões desta banda: (a) $f_1 = 0$ até $f_2 = 500$ Hz e (b) $f_1 = 500$ Hz até $f_2 = 1000$ Hz. Por sua vez, considerando-se a banda de passagem completa, a Figura 82 apresenta a curva da resolução do gradiômetro GMI em função da linha de base.

Tabela 7. Resultados do cálculo da resolução do gradiômetro GMI, para cada linha de base avaliada.

| Linha de base (cm) | Resolução (nT) CC até 1 kHz | Resolução (nT) 0 Hz até 500 Hz | Resolução (nT) 500 Hz até 1 kHz |
|--------------------|--------------------------------|-----------------------------------|------------------------------------|
| 2 | 118 | 105 | 53 |
| 4 | 123 | 111 | 52 |
| 6 | 111 | 99 | 51 |
| 8 | 156 | 141 | 67 |
| 10 | 336 | 328 | 68 |
| 19 | 495 | 485 | 90 |

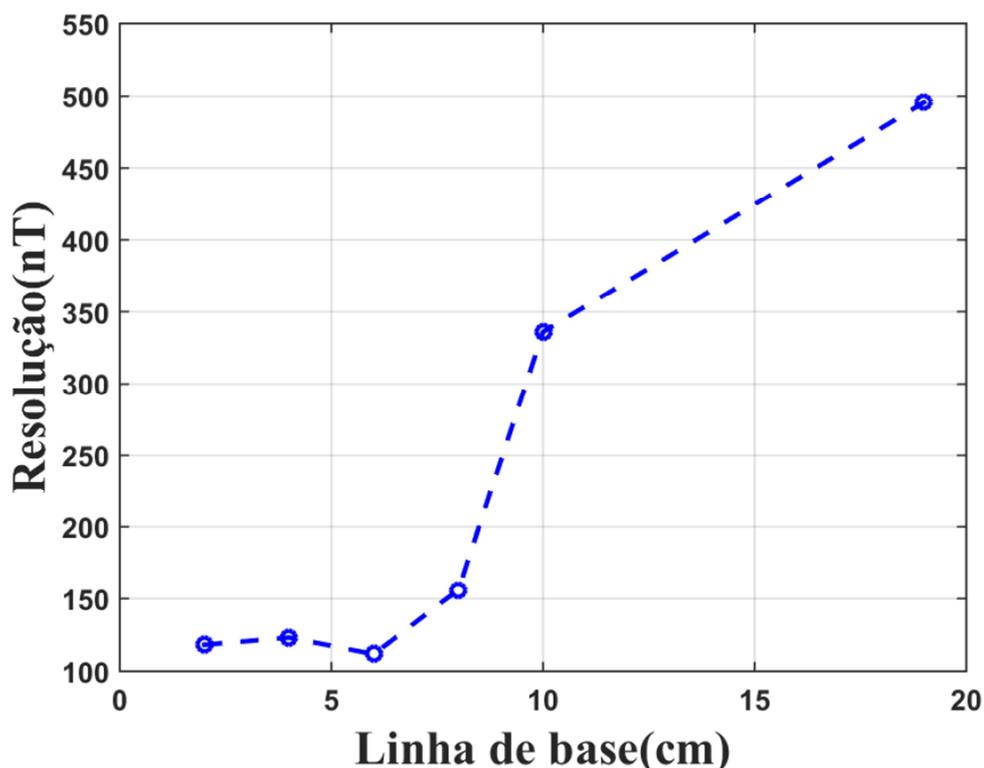


Figura 82 – Curva da resolução do gradiômetro GMI em função da linha de base, para uma banda de passagem de 0 Hz a 1000 Hz.

Com base nas informações apresentadas na Tabela 7, verifica-se que o melhor resultado ocorre para o gradiômetro GMI com uma linha de base de 6 cm, o qual apresenta uma resolução de 111 nT na banda de passagem completa. Note que, conforme evidenciado na subseção 5.2.4, a melhor razão sinal-ruído também ocorre para esta mesma linha de base.

Como pode ser observado na Figura 82, a resolução para linhas de base de 2 cm até 6 cm é aproximadamente a mesma, porém, acima de 6 cm, conforme a separação entre as amostras sensoras aumenta, a resolução piora consideravelmente. Conseqüentemente, sabendo que o gradiente de campo entre

os sensores aumenta com a linha de base, é razoável esperar que a melhor relação sinal-ruído ocorra para linhas de base da ordem de 6 cm. Note que este comportamento é coerente com o resultado anteriormente obtido ao se analisar a curva de relação sinal-ruído, apresentada na Figura 76.

Para todas as linhas de base avaliadas, a Tabela 7 também apresenta os resultados do cálculo da resolução na faixa de frequências de até 500 Hz e de 500 Hz até 1000 Hz, ambas com largura igual a 500 Hz. Verifica-se que as resoluções obtidas nestas subfaixas são sempre melhores do que as resoluções correspondentes à banda de passagem inteira. Este comportamento é esperado, pois, conforme a faixa de frequências diminui, a resolução melhora, o que é facilmente verificável por meio da eq. (34).

Por outro lado, verifica-se que as resoluções na faixa de até 500 Hz assumem valores muito próximos aos obtidos para a banda de passagem completa, enquanto que as resoluções na faixa de 500 Hz até 1000 Hz assumem valores substancialmente melhores. Tendo em vista o comportamento das curvas de densidade espectral de ruído apresentadas na subseção 5.2.6, verifica-se que este comportamento era esperado, pois os níveis de ruído são significativamente mais intensos na região de baixas frequências ($f_1 = 0$ até $f_2 = 500$ Hz) do que em altas frequências ($f_1 = 500$ Hz até $f_2 = 1000$ Hz). Em particular, para o gradiômetro com linha de base de 6 cm, tem-se uma resolução de 99 nT, para a faixa de $f_1 = 0$ Hz até $f_2 = 500$ Hz, e de 51 nT, para a faixa de $f_1 = 500$ Hz até $f_2 = 1000$ Hz.

Por sua vez, aplicando-se a eq. (34) a curva de densidade espectral de ruído obtida para o magnetômetro GMI (Figura 80), verifica-se que o mesmo possui uma resolução de 739 nT, na banda de passagem completa. Ademais, sua resolução é de 734 nT, ao se considerar a banda de 0 Hz a 500 Hz, ou 91 nT, na banda de 500 Hz a 1000 Hz.

Dessa forma, conclui-se que, para todas as linhas de base avaliadas, o gradiômetro apresenta melhores resoluções do que o magnetômetro. Também, nota-se que, ao se aumentar a linha de base, os valores de resolução e relação sinal-ruído (seção 5.2.4) do gradiômetro se aproximam dos obtidos para o magnetômetro. Em particular, pode-se perceber que, para uma linha de base de 19 cm, os valores destes parâmetros associados ao gradiômetro são muito próximos aos atingidos pelo magnetômetro. Tal fato é decorrente de se poder aproximar um gradiômetro com linha de base muito grande por um magnetômetro, desde que se

admita que a fonte de sinal esteja suficientemente próxima a uma das amostras sensoras do gradiômetro e que as fontes de interferência estejam posicionadas, em relação aos sensores, a distâncias muito superiores ao tamanho da linha de base.

As figuras de mérito do gradiômetro GMI desenvolvido permitem que se vislumbre seu emprego em várias aplicações potenciais, tais como: medições geofísicas, sistemas de navegação, detecção de fissuras em materiais metálicos, controle de processos industriais. Entretanto, considerando-se os níveis de intensidade dos campos biomagnéticos apresentados na Figura 1 da seção 1.1, verifica-se que o gradiômetro aqui desenvolvido ainda não possui, a priori, capacidade para medição de tais campos. Porém, espera-se que ensaios experimentais realizados em câmaras blindadas possibilitem que se atinjam as resoluções necessárias para a medição destes campos.

6. Conclusões e trabalhos futuros

6.1. Conclusões

As pesquisas teórico-experimentais realizadas nesta dissertação possibilitaram o desenvolvimento de um transdutor magnético em configuração gradiométrica (gradiômetro de primeira ordem), baseado na leitura diferencial das características de fase da impedância de duas amostras sensoras GMI em forma de fita, ambas com composição $\text{Co}_{70}\text{Fe}_5\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ e dimensões de 3 cm de comprimento, 1,5 mm de largura e espessura média de 60 μm .

No processo de caracterização experimental das amostras sensoras, apresentado no Capítulo 3, obtiveram-se as curvas de fase e de módulo da impedância das amostras, em função do campo magnético externo. A corrente utilizada para excitação de ambas as amostras possui 80 mA de nível CC superpostos a uma componente senoidal com 15 mA de amplitude e 100 kHz de frequência. Os resultados obtidos neste processo permitiram identificar que, na região de 0,7 Oe até 1,3 Oe, ambas as amostras apresentam comportamentos de fase satisfatoriamente homogêneos, com boa linearidade e elevada sensibilidade, isto é, aproximadamente $6,7^\circ/\text{Oe}$, para a amostra A_1 e $5,9^\circ/\text{Oe}$ para a amostra A_2 . Dessa forma, optou-se por polarizar ambas as amostras em $H_{pol} = 1,0$ Oe, de modo a permitir uma excursão simétrica de $\pm 0,3$ Oe. Ambas as amostras foram inseridas dentro de solenoides, responsáveis pela geração do campo de polarização.

A alta sensibilidade das amostras sensoras é um aspecto fundamental, para medição de campos de baixa intensidade. Por sua vez, a linearidade é desejável a fim de permitir que o transdutor apresente uma dependência linear entre sua tensão de saída e o campo magnético. A homogeneidade das amostras é um aspecto fundamental para o desempenho de configurações gradiométricas, visto que as mesmas se baseiam em leituras diferenciais entre os elementos sensores. Dessa forma, caso as amostras sensoras não apresentem comportamentos homogêneos, haverá distorções associadas às leituras diferenciais. Também

observou-se que as curvas de impedância, de ambas as amostras, são muito pouco afetadas por efeitos associados à histerese, sendo este um comportamento extremamente desejável para a implementação de transdutores magnéticos.

As análises das curvas de impedância evidenciaram ainda que os sensores GMI avaliados possuem impedâncias muito pequenas, da ordem de 1Ω , o que faz com que a impedância equivalente dos mesmos seja significativamente afetada por pequenas impedâncias espúrias presentes nas trilhas de circuito impresso, responsáveis por conectar os elementos sensores ao circuito eletrônico de transdução. A análise efetuada indica que as sensibilidades das amostras podem ser significativamente afetadas por resistências espúrias da ordem de $40 \text{ m}\Omega$ ou indutâncias da ordem de 30 nH .

Comparando-se os resultados teórico-computacionais, apresentados no Capítulo 4, com os resultados provenientes dos testes experimentais, descritos no Capítulo 5, conclui-se que o circuito eletrônico de transdução comporta-se de maneira satisfatoriamente próxima a seus parâmetros de projeto. Por sua vez, os ensaios experimentais, apresentados no Capítulo 5, indicaram que o gradiômetro GMI desenvolvido apresenta uma sensibilidade em torno de $-0,0991 \text{ V}/\mu\text{T}$, fundo de escala de $\pm 30 \mu\text{T}$ e banda de passagem de até 1 kHz , com um filtro *notch* altamente seletivo em 60 Hz , para remoção da interferência magnética da rede elétrica. Também, verificou-se que para a distância ótima de separação entre os elementos sensores empregados no gradiômetro (linha de base) de 6 cm , obteve-se uma relação sinal-ruído de $50,23 \text{ V/V}$, distorção harmônica total de $0,03898 \text{ V/V}$ e resolução de 111 nT na banda de passagem. Destaca-se que todos os ensaios experimentais foram realizados em ambientes desprovidos de blindagem magnética.

A fim de se demonstrar a melhoria de desempenho propiciada pelo gradiômetro GMI aqui desenvolvido em relação a magnetômetros GMI, também baseados na leitura de fase, foram efetuadas comparações das figuras de mérito do gradiômetro GMI, com linha de base de 6 cm , com aquelas obtidas pelo magnetômetro GMI. Os resultados obtidos permitem concluir que a relação sinal-ruído do gradiômetro é cerca de 5 vezes superior à apresentada pelo magnetômetro. Por sua vez, a distorção harmônica total do gradiômetro é mais de 3 vezes melhor e sua resolução é cerca de 7 vezes melhor do que a do

magnetômetro. Conseqüentemente, verifica-se que a topologia gradiométrica implementada contribui efetivamente para a melhoria da qualidade das medições.

Portanto, constata-se que os objetivos inicialmente estabelecidos foram alcançados, tendo em vista que o protótipo do gradiômetro GMI, aqui desenvolvido, contribui substancialmente para aplicações que requeiram a medição de campos magnéticos de baixa intensidade, em ambientes desprovidos de blindagem magnética.

6.2. Trabalhos Futuros

Tendo em vista as principais dificuldades vivenciadas durante o processo de desenvolvimento do gradiômetro GMI, é possível sugerir determinados ensaios e ajustes futuros, a fim de melhor avaliar o desempenho do protótipo aqui desenvolvido e aprimorá-lo.

Os ensaios experimentais executados com o gradiômetro GMI foram realizados em ambientes desprovidos de blindagem magnética, assim, recomenda-se que, futuramente, tais experimentos sejam repetidos dentro de câmaras magneticamente blindadas, no intuito de se poder avaliar a hipótese de que o fator limitante da resolução alcançada pelo protótipo do gradiômetro é majoritariamente associado à interferência magnética ambiental. Destaca-se que, além da interferência ambiental, a resolução pode ser afetada por outros fatores, tais como: ruído eletrônico produzido pelo circuito eletrônico de transdução e ruído intrínseco das amostras sensoras.

Caso não exista a possibilidade de realizar ensaios em câmaras blindadas, recomenda-se que tais ensaios sejam sempre realizados em ambientes com baixo ruído magnético, visto que o desempenho do gradiômetro é otimizado caso as fontes de interferência magnética estejam distantes, em relação à distância da fonte de interesse aos elementos sensores, pois, dessa forma, o ruído sobre as amostras sensoras pode ser considerado uniforme.

Tendo em vista que o gradiômetro desenvolvido é um dispositivo de alta sensibilidade, percebe-se que pequenas variações no campo de polarização das amostras podem implicar em consideráveis variações da tensão de saída. Dessa forma, sugere-se que em versões futuras do circuito de transdução seja

implementado um sistema de controle em malha fechada, para compensação de perturbações no campo magnético de polarização, por meio do ajuste automático da corrente de alimentação dos solenoides. Este sistema de controle permitirá garantir que fontes espúrias de campo magnético, p.ex. campo da Terra, não afetem o campo de polarização ao qual as amostras sensoras estão submetidas.

Dentre as linhas de base avaliadas, aquela que propiciou a melhor relação sinal-ruído foi a de 6 cm, colocando-se o sensor a 4,75 cm de distância da fonte de sinal. Entretanto, a linha de base ótima é dependente da distância de afastamento entre a fonte de sinal e o sensor. Dessa forma, recomenda-se realizar a avaliação da relação sinal-ruído para as distâncias de afastamento em que se tenha interesse. Por sua vez, de modo a se avaliar a imunidade da tensão de saída do gradiômetro em relação ao campo magnético da terra, sugere-se que sejam realizados ensaios de rotação do gradiômetro em relação ao campo da terra.

Como apresentado nos resultados experimentais, a banda do gradiômetro é exclusivamente limitada pelo circuito eletrônico, dessa forma, sugere-se aumentar a frequência de corte do filtro passa-baixas, originalmente igual a 1000 Hz, de maneira a avaliar se gradiômetro é capaz de operar em frequências ainda mais altas.

Adicionalmente, recomenda-se que novas amostras sensoras GMI sejam fabricadas, com parâmetros otimizados. É de vital importância garantir que, para o correto funcionamento do circuito eletrônico do gradiômetro GMI, as amostras apresentem um comportamento homogêneo, elevada sensibilidade e linearidade. Além disso, de modo a possibilitar que os comportamentos das curvas de impedância das amostras sejam mais imunes a impedâncias espúrias, presentes na interconexão das amostras sensoras ao circuito de transdução, sugere-se que novos sensores GMI sejam fabricados com valores ôhmicos mais elevados.

Adicionalmente, devido à dificuldades inerentes ao processo de solda das amostras à placa do circuito de transdução, recomenda-se que novas amostras sejam fabricadas com terminais de cobre já aderidos a suas extremidades, permitindo que estas sejam soldadas de maneira mais fácil e segura ao circuito de transdução.

Por fim, recomenda-se o desenvolvimento de gradiômetros GMI de ordem superior, para comparação de suas características de desempenho com as figuras de mérito aqui obtidas para o gradiômetro de primeira ordem. Ademais, sugere-se

a implementação e avaliação de sistemas gradiométricos GMI multicanais, os quais são de grande valia para diversas aplicações.

Referências bibliográficas

- [1] MACHADO, F.L.A.; REZENDE, S.M. A theoretical model for the giant magnetoimpedance in ribbons of amorphous soft-ferromagnetic alloys. **Journal of Applied Physics**, v. 79, n. April 1996, p. 6558, 1996.
- [2] HARRISON, E.P.; TURNEY, G.L.; ROWE, H. Electrical Properties of Wires of High Permeability. **Nature**, v. 135, n. 3423, p. 961, 1935.
- [3] HARRISON, E.P.; TURNEY, G.L.; ROWE, H.; GOLLOP, H. The Electrical Properties of High Permeability Wires Carrying Alternating Current. **Proceedings of the Royal Society of London A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences**, v. 157, n. 891, p. 451–479, 1936.
- [4] COSTA DA SILVA, E. desenvolvimento de transdutor baseado na fase da magnetoimpedância gigante para medição de campos biomagnéticos. Dissertação de mestrado, PUC-Rio, 2010.
- [5] VALENZUELA, R.; VAZQUEZ, M.; HERNANDO, A. A position sensor based on magneto-impedance effect. **Applied Physics**, v. 79, p. 6549–6591, 1996.
- [6] HAUSER, H.; STEINDL, R.; HAUSLEITNER, C.; POHL, A.; J. NICOLICS Wirelessly interrogable magnetic field sensor utilizing giant magneto-impedance effect and surface acoustic wave devices. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, v. 49, p. 648–652, 2000.
- [7] RIPKA, P. Magnetic Sensors and Magnetometers. **Measurement Science and Technology**, v. 13, n. 4, p. 645, 2002.
- [8] LENZ, J.; EDELSTEIN, A.S. Magnetic sensors and their applications. **IEEE Sensors Journal**, v. 6, n. 3, p. 631–649, 2006.
- [9] HONKURA, Y. Development of amorphous wire type MI sensors for automobile use. **Magn. Magn. Mater**, v. 249, p. 375–377, 2002.
- [10] DELOOZE, P.; PANINA, L. V.; MAPPS, D. J.; UENO, K.; SANO, H. Effect of transverse magnetic field on thin film magnetoimpedance and application to magnetic recording. **J. Magn. Magn. Mater**, v. 272–276, p. 2266–2268, 2004.
- [11] UCHIYAWA, T.; MOHRI, K.; ITHO, H.; NAKASHIMA, K.; OHUCHI, J.;

SUDO, Y. Car traffic monitoring system using MI sensor built-in disk set on the road. **IEEE Trans. Magn.**, v. 36, p. 3670–3672, 2000.

[12] KIM, D. J.; PARK, D. G.; HONG, J.H. Nondestructive evaluation of reactor pressure vessel steels using the giant magnetoimpedance sensor. **Appl. Phys.**, v. 91, n. 10, p. 7421–7423, 2002.

[13] KURLYANDSKAYA, G. V.; SANCHEZ M. L.; HERNANDO, B.; PRIDA, V. M.; GORRIA, P.; TEJEDOR, M. Giant magnetoimpedancebased sensitive element as a model for biosensors. **Appl. Phys. Lett.**, v. 82, p. 3053–3055, 2003.

[14] KURLYANDSKAYA, G. V.; MIYAR, V.F. Surface modified amorphous ribbon based magnetoimpedance biosensor. **Biosensors and Bioelectronics**, v. 22, p. 2341–2345, 2007.

[15] CAVALCANTI, F.M.P. desenvolvimento e caracterização de um transdutor magnético baseado no fenômeno da magnetoimpedância gigante. Dissertação de Mestrado, PUC-Rio, 2005

[16] SILVA, E.C.; GUSMÃO, L.A.P.; BARBOSA, C.R.H.; MONTEIRO, E.C.; MACHADO, F.L.A. High sensitivity giant magnetoimpedance (GMI) magnetic transducer: magnitude versus phase sensing. **Measurement Science and Technology**, v. 22, n. 3, p. 1–9, 2011.

[17] SILVA, E.C.; BARBOSA, C.R.H.; GUSMÃO, L.A.P.; LEIPNER, Y.; FORTALEZA, L.G.S.; MONTEIRO, E.C. Point matching: A new electronic method for homogenizing the phase characteristics of giant magnetoimpedance sensors. **The Review of scientific instruments**, v. 85, n. 8, p. 84708, 2014.

[18] SILVA, E.C., BARBOSA, C.R.H., GUSMÃO, L.A.P., MONTEIRO, E.C. Magnetic Field Transducers based on the Phase Characteristics of GMI Sensors and Aimed to Biomedical Applications. In: **13th International Conference on Biomedical Engineering**. 2008, p. 652–656.

[19] PITTA BOTELHO, A. C. O.; VELLASCO, M. M. B. R.; HALL BARBOSA, C. R.; COSTA SILVA, E. Neuro-genetic system for optimization of GMI samples sensitivity. **Neural Networks**, v. 75, p. 141–149, 2015.

[20] BARBOSA, C.R.H.; MONTEIRO, E.C.; SILVA, E.C.; GUSMÃO, L.A.P. Electronic approach for enhancing impedance phase sensitivity of GMI magnetic sensors. **Electronics Letters**, v. 49, n. 6, p. 396–397, 2013.

[21] SILVA, E.C.; GUSMÃO, L.A.P.; BARBOSA, C.R.H.; MONTEIRO, E.C. An enhanced electronic topology aimed at improving the phase sensitivity of GMI

- sensors. **Measurement Science and Technology**, v. 25, n. 11, 2014.
- [22] SILVA, E.C., GUSMÃO, L.A.P., BARBOSA, C.H., MONTEIRO, E.C., MACHADO, F.L.A., POMPEIA, F., & LOUZADA, D.R. patente br n. pi0902770-0. 2009
- [23] SILVA, E.C., GUSMÃO, L.A.P., BARBOSA, C.H., MONTEIRO, E.C., MACHADO, F.L.A., POMPEIA, F., & LOUZADA, D.R. patente wo/2010/094096. 2010
- [24] SILVA, E.C., GUSMÃO, L.A.P., BARBOSA, C.H., & MONTEIRO, E.C. patente br n. pi 1004686-0. 2010
- [25] SILVA, E.C., GUSMÃO, L.A.P., BARBOSA, C.H., & MONTEIRO, E.C. patente wo/2012/048395. 2011
- [26] ANDRÄ, W.; NOWAK, H. **Magnetism in Medicine: A Handbook**. WILEY-VCH, 2007.
- [27] CARNEIRO, A.A.O.; FERREIRA, A.; MORAES, E.R.; ARAUJO, D.B.; SOSA, M.; BAFFA, O. Biomagnetismo: Aspectos Instrumentais e Aplicações. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, v. 22, n. 3, p. 324–338, 2000.
- [28] CLARKE, J.; BRAGINSKI, A.I. **The SQUID Handbook**. WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2006.
- [29] BRUNO, A.C.; RIBEIRO, P.C.; WEID, J. p. von der; EGHRARI, I.R. Spacial Discrimination: An Alternative Approach. **Biomagnetism: Application & Theory H. Weinberg et al.**, p. 67–72, 1985.
- [30] BRUNO, A.C.; COSTA RIBEIRO, P.; WEID, J.P. von der; SYMKO, O.G. Discrete Spatial Filtering with SQUID Gradiometers in Biomagnetism. **Appl. Phys.**, v. 59, p. 2584, 1986.
- [31] HEIMFARTH, T. desenvolvimento de sensores magnéticos tipo fluxgate miniaturizados utilizando ligas ferromagnéticas eletrodepositadas. 2014
- [32] MAHDI, A.E.; PANINA, L.; MAPPS, D. Some new horizons in magnetic sensing: High-Tc SQUIDs, GMR and GMI materials. **Sensors and Actuators, A: Physical**, v. 105, n. 3, p. 271–285, 2003.
- [33] LENZ, J.E. A Review of Magnetic Sensors. **Proceedings of the IEEE**, v. 78, n. 6, p. 973–989, 1990.
- [34] FERGEAU, P.; PARROT, M.; BENOIST, D.; BERTHELIER, J.J.. The magnetic field experiment IMSC and its data processing onboard DEMETER : Scientific objectives , description and first results. **Planetary and Space Science**,

v. 54, n. April, p. 441–455, 2006.

[35] RIPKA, P.; CHOI, S.O.; TIPEK, A.; KAWAHITO, S.; M. ISHIDA Pulse excitation of micro-fluxgate sensors. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 37, n. 4, p. 1998–2000, 2001.

[36] KÖRBER, R.; STORM, J.; SETON, H.; GRATTA, C. Del; TECCHIO, F. High-Tc SQUID biomagnetometers. **Superconductor Science and Technology**, v. 30, n. 8, p. 21, 2017.

[37] COHEN, D.; ZIMMERMAN, J.E.; EDELSACK, E. Magnetocardiograms Taken Inside a Shielded Room with a Superconducting Point-Contact Magnetometer. **Applied Physics Letters**, v. 16, n. 7, p. 278–280, 1970.

[38] COSTA DA SILVA, E. magnetômetro gmi de alta sensibilidade para medição de campos magnéticos ultra-fracos. Tese de Doutorado, PUC-Rio, 2013.

[39] PIZZELLA, V., PENNA, S. DELLA, N. ERN, S., GRANATA, C., PASQUARELLI, A., TORQUATI, K., ROSSI, R., RUSSO, M. A 165-Channel Neuromagnetometer for Multimodal Brain Imaging. In: **Proc. of the 12th International Conf. on Biomagnetism**. 2000, p. 13–17.

[40] SMITH, C.H.; SCHNEIDER, R.W. Magnetic field sensing utilizing GMR materials. **Sensor Review**, v. 18, n. 4, p. 230–236, 1998.

[41] BAIBICH, M.N.; BROTO, J.M.; FERT, A.; NGUYEN VAN DAU, F. Giant magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr magnetic superlattices. **Physical Review Letters**, v. 61, n. 21, p. 2472–2475, 1988.

[42] BINASCH, G.; GRUNBERG, P.; SAURENBACH, F. Enhanced magnetoresistance in layered magnetic structures with antiferromagnetic interlayer exchange. **Physical Review B**, v. 39, n. 7, p. 4828–4830, 1989.

[43] KOOLS, J.C.S. Exchange-biased spin-valves for magnetic storage. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 32, n. 4, p. 3165–3184, 1996.

[44] NVE CORPORATION DATASHEET aa/ab-series analog magnetic sensors. *datasheet*, 13. 2017

[45] GONÇALVES, L.A.P. efeito hall planar e magnetoimpedancia gigante em liga ferromagnetica amorfa co70fe5si15b10. 53. Tese de Doutorado, UFPE, 2006.

[46] LEIPNER, Y., SILVA, E.C., BARBOSA, C.R.H., GUSMÃO, L.A.P., MONTEIRO, E.C. Homogeneização da sensibilidade de fase de amostras GMI para medições de campo biomagnético. In: **Anais do XXIII Congresso Brasileiro de Engenharia Biomedica, 2012**. Porto de Galinhas: 2012, p. 1–5.

- [47] UCHIYAMA, T.; NAKAYAMA, S.; MOHRI, K.; BUSHIDA, K. Biomagnetic field detection using very high sensitivity magnetoimpedance sensors for medical applications. **Physica Status Solidi (a)**, v. 206, n. 4, p. 639–643, 2009.
- [48] GARCÍA-MARTÍN, J.; GÓMEZ-GIL, J.; VÁZQUEZ-SÁNCHEZ, E. Non-destructive techniques based on eddy current testing. **Sensors (Basel, Switzerland)**, v. 11, n. 3, p. 2525–65, 2011.
- [49] RABINOVICI, R.I.; KAPLAN, B.Z. Effective magnetization and forces due to eddy currents. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 28, n. 3, p. 1863–1869, 1992.
- [50] BORK, J.; HAHLBOHM, H.D.; KLEIN, R.; SCHNABEL, A. The 8-layered magnetically shielded room of the PTB: Design and construction. **Biomag2000, Proc. 12th Int. Conf. on Biomagnetism**, p. 970–973, 2001.
- [51] BRAKE, H. New results in active noise compensation for magnetically shielded rooms. **Measurement Science and Technology**, v. 1370, 1993.
- [52] BAUM, E.; BORK, J. Systematic design of magnetic shields. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, v. 101, n. 1–3, p. 69–74, 1991.
- [53] SOSA, M.; ALVARADO, J.J.B.; GONZ, J.L. Técnicas biomagnéticas y su comparación con los métodos bioeléctricos. **REVISTA MEXICANA DE FISICA**, v. 48, n. 5, p. 490–500, 2002.
- [54] CLARKE, J.; BRAGINSKI, A.I. **The SQUID Handbook: Vol. I Fundamentals and Technology of SQUID's and SQUID systems**. WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2004.
- [55] SEIDEL, P.; SCHMIDL, F.; WEIDL, R.; WUNDERLICH, S.; DÖRRER, L. High-Tc Squid Systems for Biomagnetic Clinical Research and for Non-Destructive Evaluation. N. Koshizuka, S. Tajima (Eds.), **Advances in Superconductivity XI**, v. 2, p. 1193–1198, 1998.
- [56] ZIMMERMAN, J.E.; FREDERICK, N.V. Miniature ultrasensitive superconducting magnetic gradiometer and its use in cardiography and other applications. **Appl Phys Lett**, v. 19, n. 1, p. 16–19, 1971.
- [57] FOLEY, C.P.; TILBROOK, D.L.; LESLIE, K.E.; BINKS, R.A. Geophysical exploration using magnetic gradiometry based on HTS SQUIDs. **IEEE Transactions on Applied Superconductivity**, v. 11, n. 1, p. 1375–1378, 2001.
- [58] MERSCH, E., YVINEC, Y., DUPONT, Y., NEYT, X., DRUYTS, P.

Underwater magnetic target localization and characterization using a three-axis gradiometer. In: **OCEANS 2014 - TAIPEI**. 2014, p. 1–6.

[59] CZIPOTT, P. V.; PERRY, A.R.; WHITECOTTON, B.R.; DALICHAOUCH, Y.; WALSH, D.O. **Magnetic Detection and Tracking of Military Vehicles**. 2002.

[60] PHAN, M.H.; PENG, H.X. Giant magnetoimpedance materials: Fundamentals and applications. **Progress in Materials Science**, v. 53, n. 2, p. 323–420, 2008.

[61] KRAUS, L. GMI modeling and material optimization. v. 106, p. 187–194, 2003.

[62] KIM, C.G.; JANG, K.J.; KIM, H.C. Asymmetric giant magnetoimpedance in field-annealed Co-based amorphous ribbon. **Journal of Applied Physics**, v. 85, p. 5447–5449, 1999.

[63] PHAN, M.H.; YU, S.C.; KIM, C.G.; VÁZQUEZ, M. Origin of asymmetrical magnetoimpedance in a Co-based amorphous microwire due to dc bias current. **Applied Physics Letters**, v. 83, n. 14, p. 2871–2873, 2003.

[64] BYON, K.S.; YU, S.-C.; KIM, C.G.; YOON, S.S. Asymmetric characteristics of magnetoimpedance in amorphous Fe_{77.5}Si_{7.5}B₁₅ wire. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, v. 226–230, p. 718–720, 2001.

[65] MAKHNOVSKIY, D.P.; PANINA, L.V.; MAPPS, D.J. Asymmetrical magnetoimpedance in as-cast CoFeSiB amorphous wires due to ac bias. **Applied Physics Letters**, v. 77, n. 1, p. 121–123, 2000.

[66] KIM, C.G.; JANG, K.J.; KIM, D.Y.; YOON, S.S. Analysis of asymmetric giant magnetoimpedance in field-annealed Co-based amorphous ribbon. **Applied Physics Letters**, v. 75, n. 14, p. 2114–2116, 1999.

[67] SILVA, E.C., GUSMÃO, L.A.P., MONTEIRO, E.C., BARBOSA, C.R.H. Characterization of the Magnitude Impedance of Ribbon-Shaped GMI Samples and their use in Transducers aimed at Biomedical Applications. In: **Proceedings of the XI International Conference on Advanced Materials**. 2009, p. 1.

[68] SILVA, E.C., GUSMÃO, L.A.P., BARBOSA, C.R.H., MONTEIRO, E.C. Seesaw behavior in the impedance phase characteristic of Co_{75-x}Fe_xSi₁₅B₁₀ GMI samples. In: **Proceedings of the XI Brazilian MRS Meeting**. 2010, p. 1.

[69] GONÇALVES, L.A.P.; SOARES, J.M.; MACHADO, F.L.A.; RODRIGUES, A.R. Hall and giant magnetoimpedance effects in the

Co₇₀Fe₅Si₁₅B₁₀ metallic glass. **Journal of Non-Crystalline Solids**, v. 352, n. 32–35, p. 3659–3662, 2006.

[70] BÉRON, F.; VALENZUELA, L.A.; KNOBEL, M.; MELO, L.G.C.; PIROTA, K.R. Hysteretic giant magnetoimpedance effect analyzed by first-order reversal curves. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, v. 324, n. 8, p. 1601–1605, 2012.

Apêndice A

Nesta seção, apresenta-se a lista completa dos componentes utilizados no desenvolvimento do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. Neste intuito, a Tabela 8 mostra a lista de componentes ativos empregados no circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

Tabela 8. Lista de componentes ativos utilizados no circuito do gradiômetro GMI.

| Componentes Ativos | | | |
|----------------------------------|-----------------------|-----------------------|-------------------|
| Símbolo | Modelo | Encapsulamento | Fabricante |
| U1, U5, U16, U20, U21 | MAX16910CASA8/V+ | 8-SOIC | Maxim Integrated |
| U2 | LTC6900CS5#TRMPB F | TSOT23-5 | Linear Technology |
| U3, U4, U6, U8 | OPA2822U | 8-SOIC | Texas Instruments |
| U7, U9, U13, U15 | AD8599ARZ | 8-SOIC | Analog Devices |
| U10, U12 | AD8611ARZ | 8-SOIC | Analog Devices |
| U11 | SN74AHCT1G86DBVT | TSOT23-5 | Texas Instruments |
| U14 | INA129U | 8-SOIC | Texas Instruments |
| U17 | LM317KCSE3 | TO-220-3 | Texas Instruments |
| U18 | LM337KCSE3 | TO-220-3 | Texas Instruments |
| U19 | TS5A22362DGSR | VSSOP-10 | Texas Instruments |

Na sequência, são apresentados os elementos passivos utilizados no circuito do gradiômetro GMI. A Tabela 9 mostra a lista completa dos capacitores, enquanto que as Tabelas 10 e 11 indicam os resistores e potenciômetros utilizados. Destaca-se que todos os capacitores empregados são cerâmicos multicamadas *SMD* (*surface mounting device*). Por sua vez, todos os resistores utilizados são de filme metálico *PTH* (*pin through hole*), já os potenciômetros são multivoltas (25 voltas) da família 3296W (*Bourns Inc.*), com 500 mW de potência nominal.

Tabela 9. Lista dos capacitores empregados no circuito do gradiômetro GMI.

| Componentes Passivos - Capacitores | | | | |
|--|--------------|---------------------------------|--------------------|-------------------|
| <i>Símbolo</i> | <i>Valor</i> | <i>Modelo</i> | <i>Fabricante</i> | <i>Tolerância</i> |
| C1, C20, C68, C77, C71, C75, C79, C47, C49 | 1 μ F | C1812C105J5RACT U | KEMET | 5% |
| C2, C21, C69, C78, C80 | 4,7 μ F | C4532X7R1H475K2 00KB | TDK Corporation | 10% |
| C3, C6, C8, C14, C16, C22, C24, C29, C31, C35, C37, C42, C44, C51, C54, C57, C60, C61, C66, C67, C63, C65, C70, C73, C76, C82 | 100 nF | C4532C0G1H104J2 00KA | TDK Corporation | 5% |
| C4, C5, C10, C11, C12, C13, C18, C19 | 1 nF | C1812C102FBGAC TU | KEMET | 1% |
| C26, C39 | 510 pF | 08055A511JAT2A | AVX Corporation | 5% |
| C27, C40 | 750 pF | GRM2165C1H751J A01D | MURATA | 5% |
| C32, C45 | 360 pF | C1812C361JZGAC TU | KEMET | 5% |
| C33, C46 | 1.2 nF | C1812H122JGGAC TU | KEMET | 5% |
| C48, C50, C55, C58, C34 | 10 nF | 18125A103FAT2A | AVX Corporation | 1% |
| C52 | 12 nF | VJ1812A123JXCAT | Vishay Vitramon | 5% |
| C59 | 75 nF | GRM31C5C1H753J A01L | MURATA | 5% |
| C72, C74, C81 | 10 μ F | C4532X7R1H685K2 50KB | TDK Corporation | 10% |
| C7, C9, C15, C17, C23, C25, C28, C30, C36, C38, C41, C43, C53, C56, C62, C64 | 6,8 μ F | C4532X7R1H685K2 50KB | TDK Corporation | 10% |

Tabela 10. Parte 1 da lista de resistores empregados no circuito do gradiômetro GMI.

| Componentes Passivos – Resistores / Parte 1 | | | | |
|--|--------------|--------------------|-----------------------|-------------------|
| Símbolo | Valor | Modelo | Fabricante | Tolerância |
| R1 | 150 kΩ | SFR16S0001503FR500 | Vishay | 1% |
| R2 | 12,7 kΩ | CMF5512K700FHEB | Vishay | 1% |
| R3 | 1.96 kΩ | SFR16S0001961FR500 | Vishay | 1% |
| R4 | 1.74 kΩ | CMF501K7400FHEB | Vishay | 1% |
| R5 | 511 Ω | SFR16S0005110FR500 | Vishay | 1% |
| R6, R11, R16, R21, R32, R33, R54, R64, R67 | 1 kΩ | CMF501K0000FHEB | Vishay | 1% |
| R7 | 11,3 kΩ | CMF5011K300FHEB | Vishay | 1% |
| R8 | 1,69 kΩ | SFR16S0001691FR500 | Vishay | 1% |
| R9 | 1,47 kΩ | CMF501K4700FHEB | Vishay | 1% |
| R10 | 487 Ω | CMF50487R00FHEB | Vishay | 1% |
| R12 | 15,4 kΩ | CMF5515K400FHEB | Vishay | 1% |
| R13 | 2,21 kΩ | SFR16S0002211FR500 | Vishay | 1% |
| R14 | 1,91 kΩ | CMF501K9100FHEB | Vishay | 1% |
| R15, R20 | 453 Ω | CMF55453R00FHEB | Vishay | 1% |
| R17 | 10,7 kΩ | CMF5510K700FHEB | Vishay | 1% |
| R18, R60 | 1,5 kΩ | SFR16S0001501FR500 | Vishay | 1% |
| R19 | 1,33 kΩ | CMF1.33KHFCT-ND | Vishay | 1% |
| R22, R35 | 28 Ω | SFR16S0002809FR500 | Vishay | 1% |
| R34, R69, R70 | 100 Ω | SFR16S0001000FR500 | Vishay | 1% |
| R24, R37 | 43 kΩ | S43KCACT-ND | Stackpole Electronics | 1% |
| R25, R29, R38, R42 | 16 kΩ | S16KCACT-ND | Stackpole Electronics | 1% |
| R26, R30, R39, R43 | 2,4 kΩ | S2.4KCACT-ND | Stackpole Electronics | 1% |
| R27, R31, R40, R44 | 5,1 kΩ | S5.1KCACT-ND | Stackpole Electronics | 1% |
| R28, R41 | 33 kΩ | MFP-25BRD52-33K | Yageo Corporation | 1% |
| R45 | 12,4 kΩ | SFR16S0001242FR500 | Vishay | 1% |
| R46 | 16,9 kΩ | SFR16S0001692FR500 | Vishay | 1% |
| R47 | 4,22 kΩ | CMF554K2200FHEB | Vishay | 1% |

Tabela 11. Parte 2 da lista de resistores e potenciômetros empregados no circuito do gradiômetro GMI.

| Componentes Passivos – Resistores / Parte 2 | | | | |
|--|--------------|--------------------|-----------------------|-------------------|
| Símbolo | Valor | Modelo | Fabricante | Tolerância |
| R48 | 7,87 kΩ | CMF557K8700FHEB | Vishay | 1% |
| R49 | 4,75 kΩ | SFR16S0004751FR500 | Vishay | 1% |
| R50, R51, R52 | 30,1 kΩ | SFR16S0003012FR500 | Vishay | 1% |
| R53 | 22,1 Ω | SFR16S0002212FR500 | Vishay | 1% |
| R55 | 324 Ω | SFR16S0003240FR500 | Vishay | 1% |
| R56 | 825 Ω | SFR16S0008250FR500 | Vishay | 1% |
| R58, R68 | 49,9 Ω | SFR16S0004999FR500 | Vishay | 1% |
| R59 | 240 Ω | RNMF14FTC240R | Stackpole Electronics | 1% |
| R61 | 2 kΩ | SFR16S0002001FR500 | Vishay | 1% |
| R62 | 120 Ω | CMF55120R00BEEB | Vishay | 1% |
| R63 | 430 Ω | SFR2500004300FR500 | Vishay | 5% |
| R57 | 10 kΩ | SFR16S0001002FR500 | Vishay | 1% |
| R65, R66 | 3,9 kΩ | RNMF14FTC3K90 | Stackpole Electronics | 1% |
| R23, R36, | 60,4 Ω | SFR16S0006049FR500 | Vishay | 1% |
| P1 | 100 kΩ | 3296W-1-104LF | Bourns Inc. | 10% |
| P2, P3, P4, P5, P6, P10, P11 | 100 Ω | 3296W-1-101LF | Bourns Inc. | 10% |
| P7 | 5 kΩ | 3296W-1-502LF | Bourns Inc. | 10% |
| P8 | 2 kΩ | 3296W-1-202LF | Bourns Inc. | 10% |
| P9, P12 | 500 Ω | 3296W-1-501LF | Bourns Inc. | 10% |