

**Salvador Pacheco**

**Desenvolvimento de transdutores magnéticos em malha  
fechada baseados no efeito da Magnetoimpedância  
Gigante**

**Tese de Doutorado**

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

Orientador: Prof. Eduardo Costa da Silva  
Coorientadora: Prof. Elisabeth Costa Monteiro

Rio de Janeiro

Abril de 2021

**Salvador Pacheco**

## **Desenvolvimento de transdutores magnéticos em malha fechada baseados no efeito da Magnetoimpedância Gigante**

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

**Prof. Eduardo Costa da Silva**

Orientador

Departamento de Engenharia Elétrica – PUC-Rio

**Prof<sup>a</sup>. Elisabeth Costa Monteiro**

Coorientadora

Programa de Pós-Graduação em Metrologia – PUC-Rio

**Prof. Fernando Luis de Araujo Machado**

Universidade Federal de Pernambuco – UFPE

**Prof. Jorge Luis Machado do Amaral**

Universidade do Estado do Rio de Janeiro – UERJ

**Prof. Carlos Roberto Hall Barbosa**

Programa de Pós-Graduação em Metrologia – PUC-Rio

**Prof. José Franco Machado do Amaral**

Universidade do Estado do Rio de Janeiro – UERJ

**Prof. Roberta Dutra**

Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas – CBPF

**Prof. Daniel Ramos Louzada**

Programa de Pós-Graduação em Metrologia – PUC-Rio

Rio de Janeiro, 13 de abril de 2021

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

## **Salvador Pacheco**

Graduado em Engenharia Eletrônica pela Universidade Industrial de Santander (UIS). Mestre em Engenharia Eletrônica pela Universidade Industrial de Santander (UIS). Tem atuado no desenvolvimento de circuitos eletrônicos, instrumentação eletrônica, transdutores magnéticos e engenharia biomédica.

### Ficha Catalográfica

Pacheco, Salvador

Desenvolvimento de transdutores magnéticos em malha fechada baseados no efeito da magnetoimpedância gigante / Salvador Pacheco ; orientador: Eduardo Costa da Silva ; coorientadora: Elisabeth Costa Monteiro. – 2021.

194 f. : il. color. ; 30 cm

Tese (doutorado)–Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2021.

Inclui bibliografia

1. Engenharia Elétrica – Teses. 2. Transdutor magnético. 3. Magnetoimpedância gigante. 4. Magnetômetro. 5. Gradiômetro. 6. Malha fechada. I. Silva, Eduardo Costa da. II. Monteiro, Elisabeth Costa. III. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD: 621.3

*Dedico este trabalho a minha família quem sempre apoiou minha formação acadêmica. A Maria del Pilar cujo amor é fonte de inspiração.*



## Agradecimentos

Não terei como agradecer o suficiente ao meu orientador Professor Eduardo Costa da Silva, pela dedicação, incentivo, ensinamentos, ajuda oportuna, sugestões e contribuições substanciais ao desenvolvimento desta tese, obrigado pela confiança e paciência nos momentos difíceis. Sempre será um prazer seguir trabalhando em conjunto em futuras pesquisas.

À minha co-orientadora Professora Elisabeth Costa Monteiro, pela dedicação, aportes, revisão, assessoramento e gentileza. Suas contribuições foram fundamentais no desenvolvimento desta tese. Espero que seja só o começo de muitas colaborações.

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.

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001

Ao CNPq, pelos auxílios financeiros concedidos.

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

À equipe de suporte técnico do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio em especial aos técnicos Manuel Ramos Martins e Evandro Costa dos Reis pela ajuda.

Aos membros da Comissão Examinadora pelas valiosas ideias e sugestões que ajudaram a delinear a versão final desta tese.

A minha família, pela ajuda incondicional e principalmente por ter apoiado minha decisão de seguir este caminho.

A María del Pilar, pelo apoio e amor, que mesmo na distância, sempre senti ao meu lado.

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

Por fim, aos amigos e a todas as pessoas maravilhosas que me ajudaram durante os quatro anos que morei no Rio de Janeiro.

## Resumo

Pacheco, Salvador; Costa da Silva, Eduardo (Orientador); Costa Monteiro, Elisabeth (Co-orientador); **Desenvolvimento de transdutores magnéticos em malha fechada baseados no efeito da Magnetoimpedância Gigante**. Rio de Janeiro, 2021. 194p. Tese de Doutorado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Esta Tese tem por objetivo o desenvolvimento de um sistema destinado à medição de campo magnético com alta sensibilidade e resolução, baseado nas características de fase da impedância em sensores que apresentam o efeito GMI, e a otimização das características de desempenho por meio do uso de configurações em malha fechada. A metodologia empregada inicia com a avaliação experimental das características de fase da impedância de amostras de diferente estrutura e composição química, em função do campo magnético externo, a fim de selecionar aquelas com alta sensibilidade, baixa histerese e maior homogeneidade. Na sequência, são realizadas avaliações teórico-computacionais dos transdutores magnéticos em malha aberta e fechada (magnetômetro e gradiômetro). Da mesma forma, as principais características dos circuitos e controladores *software* dos transdutores desenvolvidos são detalhadas ao longo do texto. Por sua vez, as principais figuras de mérito dos protótipos desenvolvidos são detalhadamente analisadas, tais como: sensibilidade, linearidade, resposta em frequência, densidade espectral de ruído e resolução. As caracterizações e ensaios experimentais realizados evidenciaram o grande potencial dos transdutores GMI em malha fechada para a atenuação da interferência  $1/f$ , aprimoramento da linearidade e ampliação da faixa de operação. O magnetômetro GMI em malha fechada apresentou sensibilidade em torno de 75,8 mV/ $\mu$ T, fundo de escala maior que  $\pm 40 \mu$ T, banda de passagem de 45 Hz e resolução na banda de passagem de 27,74 nT. Por outro lado, o gradiômetro GMI em malha fechada desenvolvido apresentou sensibilidade em torno de 102 mV/ $\mu$ T, fundo de escala maior que  $\pm 40 \mu$ T, banda de passagem de 30 Hz e resolução na banda de passagem de 28,41 nT.

## Palavras-chave

Transdutor Magnético; Magnetoimpedância Gigante; Magnetômetro; Gradiômetro; Malha fechada; Alta Sensibilidade.

## Abstract

Pacheco, Salvador; Costa da Silva, Eduardo (Advisor); Costa Monteiro, Elisabeth (Co-Advisor); **Development of Closed Loop Magnetic Transducers Based on Giant Magnetoimpedance Effect**. Rio de Janeiro, 2021. 194p. Tese de Doutorado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

This Thesis aims to develop a system for magnetic field measurement with high sensitivity and resolution, based on the impedance phase characteristics of sensors that have the GMI effect and the performance characteristics optimization through closed-loop configurations. The methodology starts with the experimental evaluation of the phase characteristics of the impedance in samples of different chemical composition and structure as a function of the external magnetic field in order to select those with high sensitivity, low hysteresis, and higher homogeneity. Subsequently, theoretical-computational assessments of magnetic transducers in open and closed-loop (magnetometer and gradiometer) are carried out. Likewise, the main characteristics of the circuits and software controllers of the developed transducers are detailed throughout the text. In turn, the main figures of merit of the developed prototypes are analyzed in detail, such as sensitivity, linearity, frequency response, noise spectral density, and resolution. The characterizations and experimental tests carried out showed the great potential of GMI transducers in a closed-loop configuration for attenuation of interference  $1/f$ , improving linearity and expanding the operating range. The closed-loop GMI magnetometer showed a sensitivity of around  $75.8 \text{ mV}/\mu\text{T}$ , a full-scale range greater than  $\pm 40 \mu\text{T}$ , a pass band of 45 Hz and a resolution in the pass band of 27.74 nT. On the other hand, the GMI closed-loop gradiometer developed had a sensitivity of around  $102 \text{ mV}/\mu\text{T}$ , a full scale greater than  $\pm 40 \mu\text{T}$ , a passband of 30 Hz and a resolution in the pass band of 28.41 nT.

## Keywords

Magnetic Transducer; Giant Magnetoimpedance; Magnetometer; Gradiometer; Closed-loop configuration; High Sensitivity.

## Sumário

1 Introdução	22
1.1. Objetivo	27
1.2. Estrutura da tese	28
2 Sensores magnéticos de alta sensibilidade	30
2.1. Bobinas sensoras	30
2.2. Fluxgate	31
2.3. SQUID	33
2.4. Magnetoimpedância Gigante (GMI)	34
2.4.1. Contextualização histórica	34
2.4.2. Fundamentos do efeito GMI	36
2.4.3. GMI Assimétrica	39
2.4.3.1. AGMI induzida por corrente CC	40
2.5. Atenuação da Interferência Magnética Ambiental	42
2.5.1. Blindagem Magnética	42
2.5.2. Gradiômetros	44
2.5.3. Transdutores Magnéticos em Malha Fechada	45
2.5.3.1. Transdutores Magnéticos SQUID em Malha Fechada	46
2.5.3.2. Transdutores Magnéticos GMI em Malha Fechada	47
2.6. Desempenho de magnetômetros e gradiômetros GMI	49
3 Caracterização de Amostras GMI	52
3.1. Metodologia	52
3.1.1. Otimização do ponto de operação dos sensores	53
3.2. Caracterização de Fitas amorfas	56
3.2.1. Fita de composição $\text{Co}_{70.4}\text{Fe}_{4.6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$	56
3.2.2. Fita de composição $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$	61
3.3. Caracterização de filmes finos multicamada	65

3.3.1. Otimização do ponto de operação para amostras GMI em forma de filme fino	69
3.4. Discussão dos resultados obtidos	70
4 Magnetômetro GMI	73
4.1. Idealização do circuito eletrônico do magnetômetro	73
4.1.1. Simulação do magnetômetro GMI em malha aberta	76
4.1.2. Simulação do magnetômetro GMI em malha fechada	82
4.2. Montagem prática do circuito eletrônico do magnetômetro	90
5 Gradiômetro GMI	99
5.1. Idealização do circuito eletrônico do Gradiômetro	99
5.1.1. Simulação do gradiômetro GMI em malha aberta	102
5.1.2. Simulação do gradiômetro GMI em malha fechada	104
5.2. Montagem prática do circuito eletrônico do gradiômetro	108
6 Ensaios experimentais e discussões	114
6.1. Avaliação experimental do Magnetômetro GMI	117
6.1.1. Magnetômetro GMI em malha aberta	120
6.1.1.1. Sensibilidade	120
6.1.1.2. Resposta em frequência	122
6.1.1.3. Densidade espectral de ruído	124
6.1.1.4. Resolução	126
6.1.2. Magnetômetro GMI em malha fechada	127
6.1.2.1. Sensibilidade	129
6.1.2.2. Resposta em frequência	131
6.1.2.3. Densidade espectral de ruído	133
6.1.2.4. Resolução	134
6.2. Avaliação experimental do Gradiômetro GMI	135
6.2.1. Gradiômetro GMI em malha aberta	141
6.2.1.1. Sensibilidade	141
6.2.1.2. Resposta em frequência	142
6.2.1.3. Densidade Espectral de Ruído	144
6.2.1.4. Resolução	145

6.2.2. Gradiômetro GMI em malha Fechada	146
6.2.2.1. Sensibilidade	146
6.2.2.2. Resposta em frequência	147
6.2.2.3. Densidade Espectral de Ruído	149
6.2.2.4. Resolução	150
6.3. Ensaios com Blindagem Magnética	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
6.4. Análise comparativa de desempenho dos dispositivos desenvolvidos	150
6.4.1. Discussão das topologias de Malha Fechada	153
6.5. Medição de Sinal Cardíaco Sintetizado	156
 7 Conclusões e trabalhos futuros	 160
7.1. Conclusões	160
7.2. Trabalhos futuros	162
 Referências bibliográficas	 165
 Apêndice A	 181
Efeito Meissner	181
Efeito Josephson	184
Princípio de funcionamento do SQUID	185
Estrutura de um magnetômetro SQUID	188
 Apêndice B	 191

## Lista de figuras

Figura 1. Comparação de resolução, fundo de escala e largura de banda de magnetômetros .....	23
Figura 2. Esquema simplificado de um <i>fluxgate</i> . ....	32
Figura 3. Arranjo experimental típico para medição do efeito GMI. ....	36
Figura 13. Indução do efeito AGMI por corrente CC em uma amostra em forma de fio. ....	40
Figura 14. Comportamento do módulo da impedância de uma amostra GMI em forma de fita, submetida a $i_C = [I_{CC} + 15\text{sen}(2\pi \times 5\text{MHz } t)] \text{ mA}$ , fazendo $I_{CC}$ igual a 0 mA, 40 mA e 80 mA. ....	41
Figura 15. Câmara blindada BMSR-2 durante sua fase de construção. ....	43
Figura 16. Esquemático de um gradiômetro de primeira ordem. ....	44
Figura 17. Circuito básico de um FLL de acoplamento direto. O SQUID CC é representado por um círculo com duas cruzes, indicando as junções Josephson. ....	46
Figura 18. Transdutor GMI baseado na leitura do módulo da impedância, operando em malha fechada [45]. ....	47
Figura 19. Transdutor GMI com bobina de polarização e de realimentação [46]. ....	48
Figura 20. Gradiômetro GMI com sistema de blindagem magnética ativa em malha fechada [117]. ....	49
Figura 21. Sistema de caracterização de amostras GMI. ....	53
Figura 22. Diagrama de blocos do sistema automático de caracterização de amostras sensoras GMI [125]. ....	54
Figura 23. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 1, com corrente de condicionamento $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ . ...	57
Figura 24. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ . ....	57
Figura 25. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 2, com corrente de condicionamento $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ . ...	58



- Figura 26. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t) ] \text{ mA}$ . .....58
- Figura 27. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 3, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t) ] \text{ mA}$ . .....59
- Figura 28. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 3, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t) ] \text{ mA}$ . .....59
- Figura 29. Fase da impedância das amostras 1, 2 e 3, em função do campo magnético, submetidas a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 60 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t) ] \text{ mA}$ . .....60
- Figura 30. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 4, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t) ] \text{ mA}$ . .....61
- Figura 31. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 4, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t) ] \text{ mA}$ . .....62
- Figura 32. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 5, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t) ] \text{ mA}$ . .....62
- Figura 33. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 5, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t) ] \text{ mA}$ . .....63
- Figura 34. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 6, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t) ] \text{ mA}$ . .....63
- Figura 35. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 6, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t) ] \text{ mA}$ . .....64
- Figura 36. Fase da impedância das amostras 4, 5 e 6, em função do campo magnético, submetidas a uma corrente de condicionamento  $i_C = [ 40 + 30.\text{sen}(2\pi.700 \text{ kHz}.t) ] \text{ mA}$ . .....65
- Figura 37. Layout da placa projetada para caracterização dos filmes finos.66

Figura 38. Placa desenvolvida para a caracterização dos filmes finos GMI.	66
Figura 39. Vista detalhada do filme fino GMI na placa de caracterização.	67
Figura 40. Curva de histerese do módulo da impedância do filme fino GMI analisado.	68
Figura 41. Curva de histerese da fase da impedância do filme fino GMI analisado.	68
Figura 42. Módulo da impedância do filme fino GMI, para $f = 3432$ kHz, $I_{ca} = 9,2$ mA e $I_{cc} = 17,96$ mA.	69
Figura 43. Fase da impedância do filme fino GMI, para $f = 3432$ kHz, $I_{ca} = 9,2$ mA e $I_{cc} = 17,96$ mA.	70
Figura 44. Diagrama de blocos simplificado do circuito eletrônico do magnetômetro GMI.	73
Figura 45. Estágio implementado para modelar a tensão sobre os terminais da amostra GMI em função do campo $H_{ext}$ , para simulação no <i>Simscape</i> .	78
Figura 46. Diagrama para simulação do magnetômetro GMI em malha aberta, onde FPA corresponde ao filtro passa-altas (Butterworth) de quarta ordem com ganho de 10 V/V e FPB ao filtro passa-baixas (Butterworth) de quarta ordem com ganho unitário.	79
Figura 47. Saída do magnetômetro GMI em malha aberta, quando o campo magnético externo é nulo.	80
Figura 48. Resposta da tensão de saída do magnetômetro em malha aberta, para $-0,2 \text{ Oe} \leq H_{ext} \leq 0,2 \text{ Oe}$ .	80
Figura 49. Curva de ajuste e pontos simulados do magnetômetro GMI em malha aberta.	81
Figura 50. Conversor tensão-corrente para controle do campo magnético gerado pelo solenoide.	83
Figura 51. Campo magnético gerado pelo solenoide, conectado ao conversor V/I projetado, para $I_0 = 15$ mA, $V_{cd} = 8$ V, $R = 162 \text{ } \Omega$ , $V_{Hpol} = 4,5$ V e $V_{controle}$ variando na faixa $-3$ V até $+3$ V.	85
Figura 52. Magnetômetro GMI em malha fechada, com controlador PI.	86
Figura 53. Resposta do campo gerado pelo solenoide ante a presença de um campo externo de $0,1 \text{ Oe}$ .	87

Figura 54. Tensão de saída do magnetômetro e tensão de saída do compensador PI, para uma variação de 0,1 Oe no campo magnético externo.....	88
Figura 55. Tensão de saída do compensador, para campos magnéticos externos variando de -0,2 Oe até +0,2 Oe. ....	88
Figura 56. Curva da tensão de saída do compensador em função do campo magnético externo, para o magnetômetro GMI em malha fechada. ..	89
Figura 57. Módulo de alimentação do circuito do magnetômetro GMI. ....	90
Figura 58. Módulo oscilador do circuito do magnetômetro GMI. ....	91
Figura 59. Módulo de excitação da amostra GMI e filtragem passa-altas.	92
Figura 60. Módulo de detecção de fase e filtragem passa-baixas. ....	94
Figura 61. Módulo de saída do magnetômetro GMI. ....	95
Figura 62. Módulo do solenoide para o Magnetômetro GMI. ....	97
Figura 63. Diagrama de blocos simplificado do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. ....	100
Figura 64. Curvas características das amostras A1 e A3 na região de operação. ....	101
Figura 65. Diagrama para simulação do gradiômetro em malha aberta, onde Magnetômetro1 e Magnetômetro 2 correspondem a magnetômetros em malha aberta.....	102
Figura 66. Saída do gradiômetro GMI em malha aberta, quando o delta de campo magnético externo é nulo. ....	103
Figura 67. Tensões de saída do gradiômetro GMI em malha aberta, em função do gradiente de campo magnético entre as amostras sensoras. ....	103
Figura 68. Diagrama para simulação do gradiômetro GMI em malha fechada, com controladores PI. ....	105
Figura 69. Tensão de saída do gradiômetro GMI em malha fechada para deltas de campos magnéticos entre as amostras entre -0,2 Oe até +0,2 Oe. (a) Amostra A1 fixada no campo de polarização (b) Amostra A3 fixada no campo de polarização.....	106
Figura 70. Tensões de saída do gradiômetro GMI em malha fechada, em função do gradiente de campo magnético. ....	108

Figura 71. Módulo de excitação das amostras GMI e filtragem passa-altas do gradiômetro GMI.....	109
Figura 72. Módulo de detecção de fase e filtragem passa-baixas do gradiômetro GMI.....	110
Figura 73. Módulo de saída do gradiômetro GMI.....	112
Figura 74. Módulo dos solenoides para o Gradiômetro GMI.....	112
Figura 75. Placa de circuito impresso do gradiômetro GMI desenvolvido.....	113
Figura 76. Arranjo experimental para avaliação do magnetômetro e do gradiômetro GMI desenvolvidos.....	114
Figura 77. Arranjo experimental do sistema utilizado para avaliação do comportamento da densidade de fluxo magnético, gerado por um solenoide, em função da distância.....	115
Figura 78. Densidade de fluxo magnético ( $\mu\text{T}$ ) gerada pela bobina B1, em função da distância.....	116
Figura 79. Detalhe de posicionamento da bobina B1 em relação as amostras GMI e ao circuito, para avaliação experimental.....	117
Figura 80. Diagrama de blocos simplificado dos módulos desenvolvidos em LabVIEW: (a) Módulo para magnetômetro operando em malha aberta e (b) Módulo para magnetômetro operando em malha fechada.....	118
Figura 81. Caracterização experimental da sensibilidade do magnetômetro GMI em malha aberta. ....	120
Figura 82. Tensão de saída do magnetômetro GMI em malha aberta, para campos magnéticos na faixa de -0,4 Oe até 0,4 Oe.....	122
Figura 83. Sensibilidade do magnetômetro em malha aberta, expressa em mV/nT, em função da frequência do campo magnético externo aplicado. ....	123
Figura 84. Sensibilidade do magnetômetro em malha aberta, expressa em dB, em função da frequência do campo magnético aplicado.....	124
Figura 85. Ajuste dos dados experimentais da sensibilidade em função da frequência. ....	126
Figura 86. Densidade espectral de ruído da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha aberta. ....	126

Figura 87. Resposta do magnetômetro GMI em malha fechada: (a) Campo magnético externo aplicado, (b) Tensão de saída do magnetômetro, e (c) Tensão de saída do controlador PI.....	128
Figura 88. Caracterização experimental da sensibilidade do magnetômetro GMI em malha fechada. ....	129
Figura 89. Saída do magnetômetro GMI em malha fechada, para campos magnéticos externos na faixa de -0,4 Oe até 0,4 Oe. ....	131
Figura 90. Sensibilidade do magnetômetro GMI em malha fechada, expressa em mV/nT, em função da frequência do campo magnético externo aplicado. ....	132
Figura 91. Sensibilidade do magnetômetro GMI em malha fechada, expressa em dB, em função da frequência do campo magnético aplicado. ....	133
Figura 92. Densidade espectral de ruído da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha fechada.....	134
Figura 93. Diagrama de blocos simplificado do módulo desenvolvido em LabVIEW, para o gradiômetro GMI operando em malha aberta. ....	136
Figura 94. Diagrama de blocos simplificado do módulo desenvolvido em LabVIEW, para o gradiômetro GMI operando em malha fechada. ..	137
Figura 95. Arranjo experimental utilizado para a caracterização da relação sinal-ruído do gradiômetro GMI desenvolvido. ....	138
Figura 96. Curva da relação sinal-ruído do gradiômetro GMI em função da linha de base. ....	139
Figura 97. Caracterização experimental da sensibilidade do gradiômetro GMI em malha aberta. ....	141
Figura 98. Sensibilidade do gradiômetro GMI em malha aberta, expressa em mV/nT, em função da frequência do campo magnético aplicado.....	142
Figura 99. Sensibilidade do gradiômetro GMI em malha aberta, expressa em dB, em função da frequência do campo magnético aplicado.....	143
Figura 100. Densidade espectral de ruído da tensão de saída do gradiômetro GMI em malha aberta. ....	144
Figura 101. Caracterização experimental da sensibilidade do gradiômetro GMI em malha fechada. ....	146
Figura 102. Sensibilidade do gradiômetro GMI em malha fechada, expressa em mV/nT, em função da frequência do campo magnético aplicado.	148

Figura 103. Sensibilidade do gradiômetro GMI em malha fechada, expressa em dB, em função da frequência do campo magnético aplicado. ....	148
Figura 104. Densidade espectral de ruído da tensão de saída do gradiômetro GMI em malha fechada. ....	149
Figura 105. Magnetômetro GMI dentro de câmara de blindagem magnética ZG-218. ....	<b>!Error! Marcador no definido.</b>
Figura 106. Sinal ECG digital gerado pela fonte de baixo ruído B2961A.	157
Figura 107. Campo magnético medido pelo magnetômetro GMI em malha fechada, com a amostra sensora A1 submetida a um campo cardíaco sintetizado com valor de pico de 10 $\mu$ T. ....	157
Figura 108. Campo magnético medido pelo magnetômetro GMI em malha fechada, com a amostra sensora A1 submetida a um campo cardíaco sintetizado com valor de pico de 1 $\mu$ T. ....	158
Figura 109. Sinal original medido pelo magnetômetro GMI (verde) e sinal filtrado com o filtro digital Savitzky-Golay (azul), com a amostra sensora A1 submetida a um campo cardíaco sintetizado com valor de pico de 1 $\mu$ T. ....	158
Figura 3. O efeito Meissner-Ochsenfeld: o campo magnético em um material é repelido quando a temperatura é reduzida abaixo de $T_c$ e o material se torna supercondutor. ....	181
Figura 4. (a) Decaimento exponencial da componente z da densidade de fluxo magnético B, e (b) decaimento exponencial da componente y da densidade de corrente $J_s$ em um material supercondutor. ....	183
Figura 5. Anel supercondutor contendo um caminho fechado C, distante da superfície. ....	184
Figura 6. Representação esquemática de uma junção Josephson. ....	185
Figura 7. Anéis supercondutores de SQUIDs RF e SQUIDs CC. ....	186
Figura 8. SQUID CC na presença de um campo magnético aplicado. ....	187
Figura 9. Variação da razão $I_B/I_C$ como função do fluxo magnético externo em um magnetômetro SQUID CC. ....	187
Figura 10. Relação entre tensão e fluxo magnético em um SQUID CC, evidenciando a dependência periódica da tensão medida na junção Josephson do SQUID com o fluxo magnético aplicado, para uma corrente de polarização fixa. ....	188

Figura 11. Representação esquemática de um SQUID LTS..... 189

## Lista de tabelas

Tabela 1. Figuras de mérito de magnetômetros baseados em sensores GMI. .....	50
Tabela 2. Figuras de mérito de gradiômetros GMI monocanal.....	51
Tabela 3. Características das amostras de $\text{Co}_{70.4}\text{Fe}_{4.6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ .....	60
Tabela 4. Características das amostras de $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$ .....	64
Tabela 5. Ponto ótimo de operação das amostras GMI testadas.....	71
Tabela 6. Valores de $R_{sens}$ e $L_{sens}$ na faixa de operação (0,3 Oe até 0,7 Oe). .....	77
Tabela 7. Dados da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha aberta em função de $H_{ext}$ , obtidos por meio das simulações apresentadas na Figura 41. ....	81
<b>Tabela 8.</b> Dados da tensão de saída do compensador em função de $H_{ext}$ , obtidos por meio das simulações apresentadas na Figura 50.....	89
<b>Tabela 9.</b> Dados da tensão de saída do gradiômetro GMI em malha fechada em função do $\Delta H$ , obtidos por meio das simulações apresentadas na Figura 67(a). ....	107
Tabela 10. Relação sinal-ruído para cada linha de base avaliada do gradiômetro GMI. ....	138
Tabela 11. Gradientes de campo magnético entre as amostras A1 e A3.	140
Tabela 12. Resolução dos magnetômetros GMI em malha aberta e fechada, dentro da câmara magneticamente blindada ZG-218. <b>Error! Marcador no definido.</b>	
Tabela 13. Resumo das características de desempenho das diferentes configurações de magnetômetros e gradiômetros GMI, tanto em malha aberta quanto em malha fechada. ....	151
Tabela 14. Revisão das figuras de mérito de magnetômetros e gradiômetros GMI em malha fechada. ....	154
Tabela 15. Lista de componentes ativos do circuito eletrônico dos transdutores GMI. ....	191



Tabela 16. Lista dos capacitores empregados nos circuitos do magnetômetro e do gradiômetro GMI. ....	192
Tabela 17. Lista de resistores e potenciômetros empregados nos circuitos do magnetômetro e do gradiômetro GMI.....	193
Tabela 18. Lista de diodos e transistores usados nos transdutores GMI desenvolvidos.....	194

# 1

## Introdução

A medição de campos magnéticos tem variadas aplicações nos campos da ciência e da indústria, o que tem levado ao desenvolvimento de diversas tecnologias e classes de sensores magnéticos geralmente denominados magnetômetros [1–5]. Na maioria das aplicações, os magnetômetros são alternativas de detecção seguras, não-invasivas e não-destrutivas. Ao mesmo tempo, esses dispositivos se destacam por serem opções com pequena necessidade de manutenção em relação a outros métodos de sensoriamento [6–8].

Magnetômetros de baixa sensibilidade podem ser empregados em situações nas quais se deseja medir campos magnéticos com intensidades médias e altas, consideravelmente superiores aos níveis de interferência magnética ambiental [9,10], sendo possível obter facilmente leituras com boas relações sinal-ruído. No entanto, quando os campos magnéticos de interesse apresentam intensidades baixas, como na medição de campos biomagnéticos gerados pela atividade bioelétrica de células excitáveis, existentes, por exemplo, no coração ou no cérebro [11–15], faz-se necessário o emprego de magnetômetros de alta sensibilidade. Por sua vez, a maximização da sensibilidade dos transdutores magnéticos está diretamente associada à otimização da sensibilidade de seus elementos sensores, sendo de suma importância garantir que os sensores magnéticos estejam operando em torno do ponto de sensibilidade máxima [16]. Além disso, o projeto de um magnetômetro também deve levar em consideração uma série de outros requisitos associados às características do tipo de sinal que se deseja medir. Por exemplo, linearidade e faixa de operação são características fundamentais à adequada operação do magnetômetro, tendo em vista sua aplicação alvo. Ressalta-se ainda que o desenvolvimento de magnetômetros de alta sensibilidade envolve a otimização do desempenho do circuito eletrônico destinado ao condicionamento e à leitura do sensor, a fim de minimizar os níveis de ruído eletrônico e, conseqüentemente, maximizar a relação sinal-ruído.

A Figura 1 apresenta e compara os valores típicos de resolução, fundo de escala e largura de banda de alguns tipos de magnetômetros [3,17–20]. Conforme evidenciado na Figura 1, na atualidade, o SQUID (*Superconducting Quantum Interference Device*) é o transdutor de campo magnético mais sensível, com a capacidade de atingir resoluções da ordem de femtoteslas ( $10^{-15}$  T) e operar em faixas de frequências de 0 a 20 kHz [3,21,22]. Os princípios de operação dos magnetômetros SQUID são baseados na teoria da supercondutividade, sendo necessário o uso de sistemas de resfriamento criogênicos, o que eleva consideravelmente o custo de operação de tais transdutores magnéticos.

Magnetômetros	Densidade de fluxo magnético detectável (T)									
	$10^{-15}$	$10^{-12}$	$10^{-10}$	$10^{-8}$	$10^{-6}$	$10^{-4}$	$10^{-2}$	$10^0$	$10^2$	
SQUID										
Bobinas sensoras										
Fluxgate										
Bombeamento óptico										
Efeito Hall										
Magnetoresistivo										
Fibra óptica										
Magnetoimpedância Gigante (GMI)										
	cc	μHz	mHz	Hz	kHz	MHz	GHz			
	Frequência (Hz)									

Figura 1. Comparação de resolução, fundo de escala e largura de banda de magnetômetros.

Em aplicações como a medição de campos biomagnéticos, é extremamente desejável que os transdutores apresentem características como alta sensibilidade e baixo custo, além de alta resolução espacial, baixo consumo de energia e boa

resposta a campos magnéticos em baixas frequências [4,11,23,24]. Considerando os aspectos aqui mencionados, é possível descartar o uso das bobinas sensoras neste tipo de aplicação, dada a acentuada perda de sensibilidade na região de baixa frequência e a dificuldade de obter boa resolução espacial, uma vez que maiores sensibilidades são obtidas às custas de se aumentar a área e a quantidade de espiras [25,26].

Por outro lado, apesar de terem boas resoluções, sensores do tipo *fluxgate* apresentam um alto consumo de energia e baixa resolução espacial [27]. Por sua vez, embora os magnetômetros de fibra óptica e de bombeamento óptico tenham uma alta sensibilidade, estes apresentam alto consumo de energia, altos custos de fabricação e uma largura de banda bastante limitada em frequências baixas, incompatível com a faixa espectral necessária para a adequada medição de muitos dos sinais biomagnéticos [28–30]. Os magnetômetros magneto-resistivos, por sua vez, possuem faixas de frequência satisfatórias e boa resolução espacial, porém tipicamente apresentam resoluções de campo magnético menores à grande parte dos demais magnetômetros mostrados na Figura 1. Da mesma forma, sensores de efeito Hall possuem baixa sensibilidade, ainda inferiores aos sensores magneto-resistivos, como apreciado na Figura 1. Por fim, magnetômetros GMI apresentam baixo custo de fabricação, alta resolução espacial, ampla largura de banda, baixo consumo de energia e alta resolução magnética, apesar de ainda inferior à dos magnetômetros SQUID.

Os circuitos eletrônicos de transdução dos magnetômetros GMI podem ser baseados na medição da variação do módulo ou da fase da impedância das amostras sensoras. Estudos recentes [23,31], têm demonstrado que é possível desenvolver magnetômetros GMI consideravelmente mais sensíveis ao se utilizar a variação da fase da impedância em função do campo magnético. Em particular, ao se excitar os elementos sensores GMI com sinais alternados de baixa frequência (dezenas a centenas de kHz), o que facilita o desenvolvimento dos circuitos eletrônicos de condicionamento e leitura, verifica-se um desempenho substancialmente superior dos transdutores baseados na leitura de fase em relação àqueles baseados na leitura de módulo [23,31].

Entretanto, por mais sensível que um transdutor magnético seja, ele terá dificuldades para detectar campos magnéticos com intensidade menor do que os níveis de ruído/interferência magnética ambiental, gerada pelas mais diversas

fontes incluindo a rede elétrica que produz uma grande interferência em 60 Hz. No entanto, existem artifícios que visam a superar esse tipo de empecilho. Um deles consiste no uso de câmaras magneticamente blindadas, capazes de expressiva atenuação das interferências ambientais [11,32,33]. Porém, os custos associados a esta abordagem são proibitivos para o uso em larga escala. Outra possível abordagem é a implementação de configurações gradiométricas (diferenciais), as quais permitem o aumento da relação sinal/ruído, sem as desvantagens de custo apresentadas pelas câmaras blindadas [34–36]. No entanto, seu desempenho está fortemente atrelado à homogeneidade dos sensores[37].

No caso dos sensores SQUID, a relação entre o fluxo magnético de entrada e a tensão de saída apresenta comportamento não linear periódico, sendo usada uma configuração em malha fechada denominada FLL (*flux-locked loop*) a fim de se linearizar o comportamento da resposta [38]. Ademais, resultados advindos de diversos trabalhos sobre transdutores magnéticos em malha fechada indicam que o emprego desta possibilita melhorias quanto a linearidade, resposta em frequência e histerese [39–42].

Por sua vez, mais especificamente, também observou-se na literatura relatos de trabalhos que propiciaram a melhoria da relação sinal-ruído de transdutores GMI baseados na leitura de módulo da impedância dos elementos sensores, quando operando em malha fechada [36,42–48]. Dessa forma, tendo em vista os resultados destes estudos, levanta-se a hipótese de também se obter sucesso na otimização das características de desempenho de magnetômetros e gradiômetros GMI, baseados na leitura de fase da impedância, ao se fechar a malha destes dispositivos. Uma discussão mais aprofundada sobre o funcionamento dos magnetômetros de alta sensibilidade mais relevantes é apresentada no Capítulo 2.

A utilização de gradiômetros – filtros espaciais – em medições biomagnéticas é quase universal. O campo magnético de um dipolo cai com a distância  $r$  como função de  $1/r^3$ . Uma configuração gradiométrica de primeira ordem necessita de dois magnetômetros com seus elementos sensores separados entre si por uma distância  $d$ . Esse arranjo consegue atenuar significativamente a contribuição de fontes de interferência magnética situadas em  $r \gg d$ , em relação à contribuição da fonte de sinal de interesse, disposta em distâncias  $r$  até da ordem de  $d$  [11,49,50]. Dependendo da configuração, pode-se implementar gradiômetros de diversas ordens, sendo que, em geral, o fator de atenuação da interferência

magnética, proveniente de fontes distantes, aumenta ao se elevar a ordem. Tipicamente, os gradiômetros de primeira ordem atenuam de 10 a 100 vezes a interferência magnética proveniente de fontes distantes, os de 2ª ordem exibem atenuações entre 100 e 1000 vezes, e extraem-se da literatura estruturas gradiométricas de 3ª ordem capazes de reduzir o ruído em cerca de 10000 vezes [11,49].

O desenvolvimento de sistemas de medição de campo biomagnético baseados em sensores GMI é de grande importância, dado seu alto potencial para medição de campos magnéticos ultra-fracos, aliado a seu baixo custo e excelente resolução espacial. Espera-se que tais sistemas sejam capazes de substituir os magnetômetros SQUID em diversas medições biomagnéticas, contribuindo para uma acentuada redução dos custos de fabricação e operação e, conseqüentemente, estimulando a difusão dessa importante técnica pelo ambiente clínico-hospitalar, com aplicações diretas no diagnóstico médico, como determinação, de forma não invasiva, da localização e da propagação da atividade bioelétrica nos tecidos excitáveis dos sistemas muscular e nervoso [11,24,51–56].

A medição, sem contato, da densidade de fluxo magnético gerado por fontes bioelétricas permite o acesso a informações biomédicas que até a atualidade são obtidas apenas de forma invasiva, por meio do posicionamento de eletrodos diretamente sobre o tecido excitável [51–57]. Outra vantagem propiciada pela medição do campo biomagnético consiste na possibilidade de diagnósticos não invasivos ainda na vida intrauterina, já que é possível isolar o sinal magnético proveniente das fontes bioelétricas fetais daquelas geradas pelo organismo materno, bem como do sinal magnético gerado por outro feto, como no caso de uma gestação gemelar [11,54,56]. Além disso, campos biomagnéticos também podem ser gerados por materiais magnéticos (substâncias paramagnéticas e ferromagnéticas) acumulados ou acidentalmente inseridos no organismo, e sua medição possibilita informar sobre a existência e localização desses materiais [58–60].

Considerando o grande potencial de magnetômetros e gradiômetros GMI na medição de campos magnéticos de baixa intensidade, bem como as melhorias na relação sinal-ruído advindas da configuração de transdutores magnéticos em malha fechada, nota-se que é de grande importância investigar o desempenho de

magnetômetros e gradiômetros GMI, baseados na leitura da fase da impedância, usando configurações em malha fechada.

### 1.1. Objetivo

O objetivo principal desta tese é o desenvolvimento de um sistema destinado à medição de campo magnético com alta sensibilidade e resolução, baseado em sensores GMI. Por sua vez, a opção pela utilização de sensores GMI é decorrente dos mesmos conseguirem aliar sensibilidades elevadas com operação em ampla faixa de frequências, baixo custo de fabricação e baixo consumo de energia. Tira-se proveito de resultados obtidos em estudos anteriores que indicam que circuitos de transdução baseados na leitura da fase da impedância de sensores GMI possibilitam o aumento da sensibilidade dos magnetômetros [23,31,61], e que é possível aprimorar a relação sinal-ruído por meio da utilização de configurações gradiométricas [33,62–64]. Ademais, tendo em vista os resultados de estudos recentes descritos na literatura [39–41,43,65–67], busca-se o aprimoramento das características de desempenho dos transdutores magnéticos desenvolvidos no presente trabalho por meio do uso de configurações em malha fechada.

A fim de alcançar o objetivo principal aqui proposto, foram perseguidos os seguintes objetivos específicos:

1. Caracterização do efeito GMI em amostras, visando à determinação de seus pontos ótimos de operação, a fim de maximizar suas sensibilidades e reduzir suas histereses. Realização de uma análise comparativa entre o desempenho de amostras em forma de fita, produzidas pela técnica de *Melt Spinning*, e amostras em forma de filmes finos, produzidos por um sistema de *Sputtering*.
2. Projeto e desenvolvimento do circuito eletrônico de condicionamento e leitura dos sensores GMI, considerando o ponto ótimo de operação das amostras selecionadas.

3. Desenvolvimento e avaliação do desempenho de um magnetômetro GMI, tanto em malha aberta quanto em malha fechada, a fim de identificar a melhor configuração.
4. Desenvolvimento e avaliação do desempenho da configuração gradiométrica GMI de primeira ordem, tanto em malha aberta quanto em malha fechada, de modo a se poder comparar o desempenho destas com aquele obtido para as respectivas configurações do magnetômetro GMI.
5. Avaliação do transdutor GMI de melhor desempenho na medição de sinais biomagnéticos sintetizados com diferentes componentes espectrais, a fim de verificar seu desempenho na medição de sinais complexos, como os gerados por fontes bioelétricas.

## **1.2. Estrutura da tese**

Esta Tese apresenta o desenvolvimento de sistemas de medição de campos magnéticos, baseados em sensores GMI, para medição de campos magnéticos ultra-fracos. O documento está organizado em 7 capítulos.

No Capítulo 1 — “Introdução” — descrevem-se os objetivos, motivação e relevância da Tese. Também são apresentadas, de forma resumida, as principais famílias de magnetômetros, destacando suas respectivas resoluções e fundos de escala.

No Capítulo 2 — “Sensores magnéticos de alta sensibilidade” — descreve-se de modo mais detalhado as principais famílias de magnetômetros, destacando-se seus princípios de funcionamento. O efeito GMI é descrito apresentando seus principais fundamentos e contextualização histórica. São ainda apresentadas e discutidas técnicas de redução da interferência magnética ambiental, focando nas baseadas em câmaras blindadas, configurações gradiométricas e configurações de transdutores magnéticos em malha fechada.



No Capítulo 3 — “Caracterização de amostras GMI” — apresenta-se a metodologia adotada no processo de caracterização da GMI das diferentes amostras avaliadas. 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 — “Magnetômetro GMI” — apresentam-se em detalhe os circuitos eletrônicos dos magnetômetros GMI desenvolvidos. São apresentadas as avaliações computacionais efetuadas para o magnetômetro em malha aberta e fechada. Ademais, descreve-se a montagem experimental do circuito eletrônico do magnetômetro.

No Capítulo 5 — “Gradiômetro GMI” — apresentam-se em detalhe os circuitos eletrônicos dos gradiômetros GMI desenvolvidos. São apresentadas as avaliações computacionais efetuadas para o gradiômetro em malha aberta e fechada. Ademais, descreve-se a montagem experimental do circuito eletrônico do gradiômetro.

No Capítulo 6 — “Ensaio experimentais e discussões” — apresenta-se a caracterização experimental dos magnetômetros e gradiômetros GMI. O comportamento experimental apresentado pelos circuitos em malha aberta e fechada 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 dos transdutores GMI desenvolvidos.

No Capítulo 7 — “Conclusões e Trabalhos Futuros” — apresenta-se um resumo dos principais resultados e informações obtidas ao longo da Tese. Também, são sugeridos possíveis trabalhos futuros que contribuam para o aperfeiçoamento dos transdutores GMI desenvolvido nesta Tese.

## 2

## Sensores magnéticos de alta sensibilidade

Neste capítulo são apresentados diferentes aspectos teóricos relevantes para uma adequada compreensão de conceitos discutidos ao longo deste trabalho. Inicialmente, é feita uma revisão do estado da arte de sensores magnéticos de alta sensibilidade, incluindo uma discussão mais aprofundada sobre magnetômetros GMI, que são o foco do presente estudo, apresentando-se os principais fundamentos físicos responsáveis pela magnetoimpedância gigante. Também, são abordados conceitos referentes a gradiômetros e a técnicas de blindagem magnética. Ademais, discute-se sobre a implementação de configurações em malha fechada de transdutores magnéticos, visando melhorias em suas figuras de mérito. Por fim, é feita uma análise detalhada da literatura, a fim de obter e comparar os principais parâmetros de desempenho de magnetômetros e gradiômetros GMI, apresentados em trabalhos publicados recentemente.

### 2.1.

#### Bobinas sensoras

O princípio de operação das bobinas sensoras é decorrente de uma aplicação direta da lei de Faraday-Lenz, que faz com que seja induzida uma tensão elétrica nos terminais da bobina proporcional ao número de espiras, à área e à taxa de variação em função do tempo do fluxo magnético que passa através da bobina [4,6,25,68]. A tensão medida nos terminais da bobina é descrita pela eq. (1), no caso de bobinas com núcleo de ar, e pela eq. (2), no caso de bobinas com núcleo ferromagnético.

$$V = -n \frac{d\phi}{dt} = -nS \frac{dB}{dt} = -\mu_0 nS \frac{dH}{dt} \quad (1)$$

$$V = -\mu_0 \mu_r nS \frac{dH}{dt} \quad (2)$$

onde  $V$  é a tensão induzida nos terminais da bobina,  $n$  corresponde ao número de espiras da bobina,  $\phi$  é o fluxo magnético,  $S$  a área da bobina,  $B$  é a densidade de fluxo magnético,  $H$  é o campo magnético,  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo, e  $\mu_r$  é a permeabilidade relativa do material.

Por meio das eqs. (1) e (2) se observa que a sensibilidade ( $dV/dH$ ) das bobinas sensoras é dependente do tamanho da bobina, sendo aumentada ao se incrementar a área e número de espiras. Esta característica faz com que seu uso em aplicações que precisem de alta resolução espacial seja limitado, pois a sensibilidade é significativamente reduzida em aplicações que demandem a redução das dimensões da bobina sensora. Ademais, tem-se que o aumento do número de espiras contribui para reduzir a resolução magnética, por provocar aumento do ruído térmico [1,6,69]. Por outro lado, também se percebe que a tensão induzida é dependente da taxa de variação do fluxo magnético em função do tempo, o que dificulta a leitura de campos de baixa frequência, como os gerados por fenômenos biomagnéticos.

## 2.2. Fluxgate

O *fluxgate* é um magnetômetro com capacidade de medir campos magnéticos alternados e contínuos. Seu princípio de funcionamento está baseado na lei de Faraday, mediante a saturação alternada de um núcleo ferromagnético de alta permeabilidade [4,70–72]. 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 2 ilustra o esquema básico de um magnetômetro *fluxgate*, onde  $H_{exc}$  representa o campo magnético de excitação e  $H_0$  o campo externo que se deseja medir (mensurando).

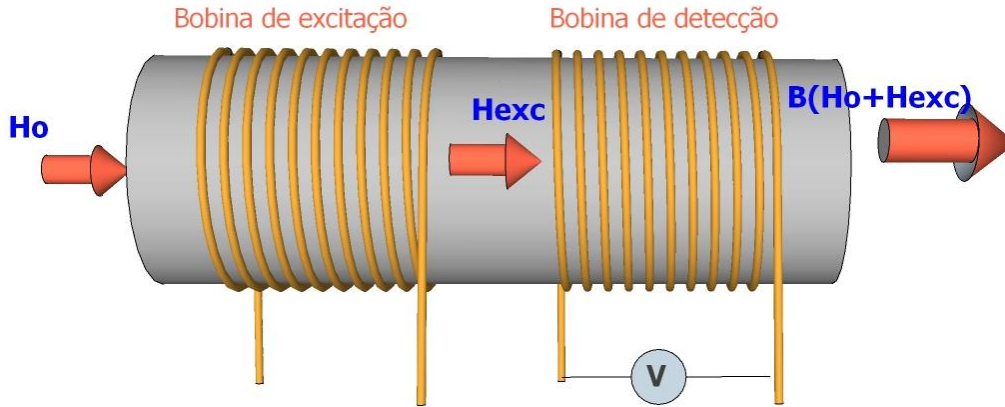


Figura 2. Esquema simplificado de um *fluxgate*.

A tensão  $V$  nos terminais da bobina de detecção é dada pela eq. (3),

$$V = -nS \left( \frac{dB_{exc}}{dt} + K \frac{d(H_0 \mu_0 \mu_r(t))}{dt} \right) \quad (3)$$

onde  $V$  é a voltagem induzida na bobina de detecção,  $n$  é o número de espiras da bobina,  $B_{exc}$  é a densidade de fluxo magnético de excitação,  $S$  é a área da bobina,  $H_0$  é o campo externo que se deseja medir (mensurando),  $K$  é coeficiente de acoplamento do núcleo ferromagnético,  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética no vácuo e  $\mu_r$  indica a permeabilidade magnética relativa do material do núcleo.

Por sua vez, expandindo o segundo termo apresentado na eq. (3) obtém-se

$$V = -nS \left( \frac{dB_{exc}}{dt} + K \mu_0 \mu_r(t) \frac{dH_0}{dt} + K \mu_0 H_0 \frac{d\mu_r(t)}{dt} \right) \quad (4)$$

Dessa forma, observando a eq. (4), tem-se que o primeiro termo entre parêntesis corresponde à variação da densidade de fluxo magnético de excitação em função do tempo, captada pela bobina de detecção. Por sua vez, o segundo termo é dependente de variações do campo externo em função do tempo. Note que este termo será nulo para campos magnéticos constantes. Por outro lado, o terceiro termo da soma é dependente da taxa de variação no tempo da permeabilidade relativa do núcleo ferromagnético ( $d\mu_r(t)/dt$ ), decorrente da saturação periódica deste pela bobina de excitação. Entretanto, deve-se ressaltar que este terceiro

termo também é diretamente proporcional ao campo magnético externo  $H_0$ , evidenciando a capacidade de *fluxgates* realizarem a medição de campos constantes [72,73].

Geralmente, aplica-se à bobina de excitação uma corrente alternada e periódica, responsável pela geração de uma densidade de fluxo magnético  $B_{exc}$ , capaz de saturar o núcleo ferromagnético duas vezes por período [1,4]. Assim, a tensão gerada nos terminais da bobina de detecção conterá 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 a bobina de excitação [73]. Por sua vez, a adição de um campo externo  $H_0$  alterará a amplitude destas harmônicas, permitindo que o mesmo seja inferido por meio de sistemas eletrônicos de condicionamento e leitura, que possibilitem a medição da componente harmônica de interesse.

### 2.3. SQUID

Os SQUIDs (*Superconducting Quantum Interference Devices*) são os magnetômetros capazes de atingir as melhores resoluções na detecção de campos magnéticos, alcançando resoluções da ordem de poucos femtoteslas. A alta resolução destes magnetômetros faz com que tais sistemas sejam essenciais para a adequada medição de campos magnéticos em aplicações críticas, envolvendo a medição de campos magnéticos ultra-fracos [21,74,75]. Em particular, a capacidade dos magnetômetros SQUID de medir campos magnéticos de baixa intensidade viabilizou estudos experimentais envolvendo medições de campos ultra-fracos, como por exemplo aqueles observados na área de investigação científica denominada Biomagnetismo [11,62,75–77].

O princípio de funcionamento deste sensor é baseado no efeito Josephson, 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 [7,11,38].

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 [11,38].

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. Mais detalhes sobre o fenômeno físico e a estrutura dos sensores SQUID são apresentados no apêndice A.

## **2.4.**

### **Magnetoimpedância Gigante (GMI)**

Os magnetômetros baseados em sensores GMI têm demonstrado grande potencial como alternativa para medição de campos magnéticos de baixa intensidade, principalmente em aplicações onde se precise de boa resolução espacial, ampla faixa de frequências, capacidade de operar à temperatura ambiente, portabilidade e baixo custo de fabricação e operação [23,24,78]. Em particular, tais características tornam esta família de magnetômetros extremamente interessante para medições na área do biomagnetismo, aplicadas à medicina [23,24,78,79]. Nas próximas seções, apresenta-se um breve retrospecto da evolução dos estudos associados ao fenômeno da magnetoimpedância e discutem-se seus principais fundamentos teóricos.

#### **2.4.1.**

##### **Contextualização histórica**

A primeira referência à variação da impedância de um material com o campo magnético aplicado data do ano de 1935, quando foram experimentalmente observadas mudanças da ordem de 17% na impedância de fios com alta permeabilidade magnética, excitados por correntes alternadas [80,81]. Apenas décadas depois, no começo dos anos 1990, o efeito magneto-indutivo (MI) foi

observado em fios de FeCoSiB [82,83]. Nestes estudos, foram observadas variações na tensão medida nos terminais de um fio de material amorfo, excitado por uma corrente alternada, em função de alterações na componente longitudinal do campo magnético externo ao qual o fio foi submetido. Tal comportamento foi justificado por meio de uma dependência da componente indutiva destes fios em relação ao campo magnético. ~

Ainda nos anos 1990, o efeito GMI (*Giant Magneto-Impedance*), por vez primeira foi observado e descrito utilizando-se amostras de materiais ferromagnéticos amorfos em forma de fita, onde também se verificou uma dependência do efeito GMI com a frequência da corrente aplicada às amostras [84–86].

Por sua vez, um estudo mais detalhado permitiu concluir que a taxa de variação da impedância dos fios em função de variações no campo magnético externo tornava-se mais intensa com o aumento da frequência da corrente alternada de excitação das amostras. Este efeito foi denominado Magneto-Impedância (MI) e explicado fisicamente como uma consequência do efeito *skin* em materiais condutores ferromagnéticos [85,87].

Posteriormente, foram desenvolvidos modelos teóricos mais avançados, que evidenciaram que diferentes mecanismos assumem papéis dominantes em função da faixa de frequências de operação [88,89]. Já nos anos 2000, alguns trabalhos buscaram aprimorar os modelos GMI, em cada uma destas faixas de frequência, passando a considerar por exemplo, o impacto na impedância das amostras associado à variação da permeabilidade magnética dos materiais, ao se mudar a frequência e a corrente de polarização das amostras [90,91].

Recentemente, têm sido conduzidos trabalhos associados ao efeito GMI em filmes finos multicamadas, com o intuito de obter o bom desempenho evidenciado em fitas amorfas, associado a vantagens tais como uma maior homogeneidade e miniaturização das amostras. Amostras homogêneas têm impacto direto na melhoria do desempenho de configurações gradiométricas e na resposta de sistemas multicanal. Por sua vez, a miniaturização dos elementos sensores contribui para a melhoria da resolução espacial e para um menor consumo de energia [92–94]. Os avanços na tecnologia de fabricação destes sensores abrem a possibilidade do desenvolvimento de sistemas de medição com características otimizadas.

### 2.4.2. Fundamentos do efeito GMI

O efeito da Magnetoimpedância Gigante consiste na variação da impedância de um material condutor ferromagnético, excitado por uma corrente alternada, ao se aplicar um campo magnético externo ( $H_{ext}$ ). A Figura 3 apresenta o arranjo experimental típico para medição do efeito GMI em amostras sensoras.

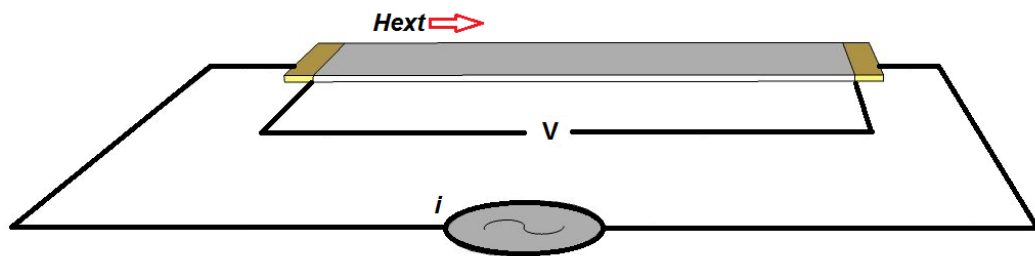


Figura 3. Arranjo experimental típico para medição do efeito GMI.

No efeito GMI é observada uma grande variação da impedância  $Z_{sens}$  de amostras sensoras em função do campo magnético externo  $H_{ext}$ , aplicado longitudinalmente à amostra [95–97]. Consequentemente, por meio do arranjo apresentado na Figura 3, é possível medir a impedância  $Z_{sens}(H_{ext})$  da amostra GMI, a qual pode ser expressa utilizando a notação fasorial da corrente de excitação  $I$  e da tensão alternada  $V$  medida nos terminais da amostra, de acordo com a eq. (15) [23,61].

$$Z_{sens}(H_{ext}) = \frac{|V(H_{ext})|e^{j\theta_V(H_{ext})}}{|I|e^{j\theta_I}} = |Z_{sens}(H_{ext})|e^{j\theta_{sens}(H_{ext})} \quad (15)$$

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

Dado que, de forma genérica, uma impedância elétrica pode ser expressa como  $Z = R + jX$ , onde  $R$  representa sua componente resistiva e  $X$  sua componente reativa, pode-se associar estas componentes da impedância complexa



aos valores de módulo  $|Z_{sens}(H_{ext})|$  e fase  $\theta_{sens}(H_{ext})$ , conforme apresentado nas eqs. (16) e (17).

$$R_{sens}(H_{ext}) = |Z_{sens}(H_{ext})| \cos(\theta_{sens}(H_{ext})) \quad (16)$$

$$X(H_{ext}) = |Z_{sens}(H_{ext})| \sin(\theta_{sens}(H_{ext})) \quad (17)$$

Por sua vez, para uma frequência específica da corrente de excitação, as variações relativas em  $R$ ,  $X$  e  $Z$ , como consequência do campo magnético externo  $H_{ext}$ , são calculadas de acordo com:

$$MR(H_{ext}) = \frac{\Delta R}{R} = \frac{R(H_{ext}) - R(H_{max})}{R(H_{max})} * 100\% \quad (18)$$

$$MX(H_{ext}) = \frac{\Delta X}{X} = \frac{X(H_{ext}) - X(H_{max})}{X(H_{max})} * 100\% \quad (19)$$

$$MI(H_{ext}) = \frac{|\Delta Z|}{|Z|} = \frac{Z(H_{ext}) - Z(H_{max})}{Z(H_{max})} * 100\% \quad (20)$$

onde  $H_{max}$  corresponde a um campo magnético externo suficientemente alto, capaz de saturar a impedância da amostra. Nos casos em que ocorram variações das componentes resistivas e reativas, e que o parâmetro MI apresente variações superiores a 20%, considera-se a existência de efeito GMI [98].

O efeito GMI está relacionado à dependência da profundidade de penetração de corrente (*skin depth*) ( $\delta$ ) com a permeabilidade magnética  $\mu$ , a qual é função não só do campo magnético externo  $H_{ext}$ , mas também da frequência angular  $\omega$  e magnitude da corrente que atravessa a amostra. O efeito *skin*, ou efeito pelicular, modela de forma bastante satisfatória o comportamento de sensores GMI em frequências intermediárias da corrente de excitação. Entretanto, em baixas e altas frequências outros mecanismos dominam o comportamento das amostras GMI. De acordo com a faixa de frequências selecionada, tem-se que:

- a. **Baixas frequências:** de alguns poucos hertz até alguns kilohertz, a profundidade de penetração é maior do que as dimensões transversais da amostra. Como não há variação na área da secção transversal da amostra por onde flui a corrente, as mudanças da impedância em função do campo externo deixam de ser explicadas pelo efeito *skin* e passam a estar associadas somente a variações na componente imaginária da impedância. Nestes casos, o efeito é geralmente denominado apenas como magnetointutivo [82,99]. Consequentemente, a impedância pode ser modelada por

$$Z_{sens}(H_{ext}) = R_{sens} + j\omega L_{sens}(\mu(H_{ext})) \quad (21)$$

onde  $L_{sens}$  corresponde à indutância da amostra, a qual é proporcional à permeabilidade magnética do material  $\mu$  que, por sua vez, varia com o campo magnético externo.

- b. **Frequências Intermediárias:** de alguns kilohertz até alguns megahertz, o efeito GMI é explicado por meio de variações na profundidade de penetração de corrente, devido à aplicação do campo magnético externo em materiais de alta permeabilidade. Por sua vez, o efeito *skin* é dependente da geometria da amostra GMI. No caso de fios, a impedância é dada pela eq. (22) e no caso de filmes finos e fitas pela eq. (23) [95,96,100].

$$Z_{sens}(H_{ext}) = \frac{1}{2} R_{dc} k(H_{ext}) a \frac{J_0(k(H_{ext})a)}{J_1(k(H_{ext})a)}, \quad (22)$$

onde  $J_0$  e  $J_1$  são as funções de Bessel de primeira classe com ordens 0 e 1, respectivamente,  $a$  corresponde ao raio do cilindro condutor e  $R_{dc}$  é a resistência elétrica em corrente direta.

$$Z_{sens}(H_{ext}) = \frac{1}{2} R_{dc} k(H_{ext}) t \cot\left(\frac{k(H_{ext})t}{2}\right), \quad (23)$$

onde  $t$  representa a espessura do filme condutor.

Nas eqs. (22) e (23), tem-se que

$$k(H_{ext}) = \frac{1+j}{\delta(H_{ext})} \quad (24)$$

onde  $\delta(H_{ext})$  corresponde à profundidade de penetração da corrente, a qual é definida por

$$\delta(H_{ext}) = \frac{1}{\sqrt{\pi \sigma f \mu(H_{ext})}} \quad (25)$$

onde  $\mu$  é a permeabilidade transversal ou circunferencial, dependendo da geometria da amostra, a qual varia em função do campo magnético externo aplicado,  $H_{ext}$ .

Por sua vez um modelo mais adequado às amostras sensoras em forma de fita é apresentado em [101], onde a impedância na superfície  $Z_s$  na superfície da amostra é expressa por

$$Z_s = (1 - i) \frac{\rho L}{2\omega\delta} \frac{1}{\left\{1 - e^{\left[\frac{-(1-i)t}{2\delta}\right]}\right\}} \quad (26)$$

Dessa forma a eq. (26) produz um valor correto para a magnitude de  $Z_s$  no limite de  $\delta \gg t$ .

- c. **Frequências altas:** de alguns megahertz até gigahertz, o efeito pelicular torna-se muito forte, ou seja, a corrente flui através de uma região muito próxima da superfície da amostra. A variação da impedância neste intervalo de frequências passa a ser dominado pelo aparecimento de efeitos dinâmicos sobre os processos de magnetização, tais como o efeito giromagnético e a relaxação ferromagnética [99].

### 2.4.3. 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 ao campo, porém,

existem determinadas condições capazes de originar um comportamento assimétrico, denominado Magnetoimpedância Gigante Assimétrica (AGMI - *Asymmetric Giant Magneto-impedance*) [95,102,103]. Três fatores principais são destacados na literatura: correntes CC [95,102,104,105], campos magnéticos CA [95,102,106] e “exchange bias” [95,102,107].

#### 2.4.3.1.

##### AGMI induzida por corrente CC

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 [95,102]. A Figura 13 apresenta um exemplo ilustrativo de indução do efeito AGMI, por meio da adição de uma corrente CC [102].

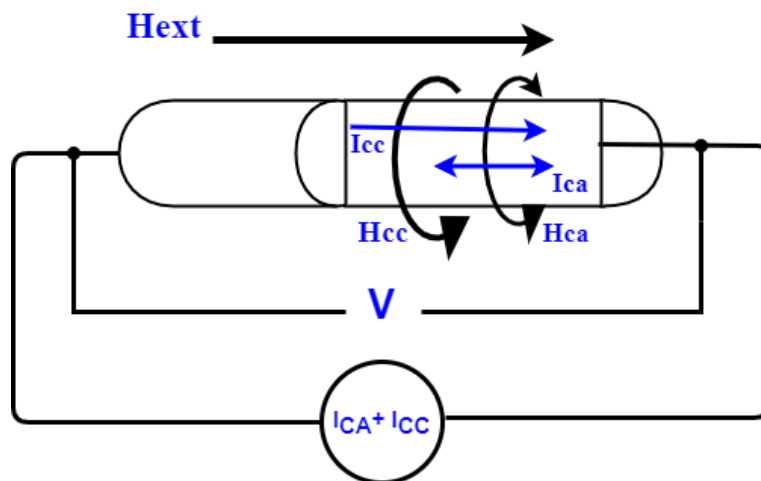


Figura 4. Indução do efeito AGMI por corrente CC em uma amostra em forma de fio.

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  $I_{cc}$  [95]. 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  $H_{cc}$  [102].

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 [108]. A Figura 5 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  $\text{Co}_{70}\text{Fe}_5\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ . 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 [79].

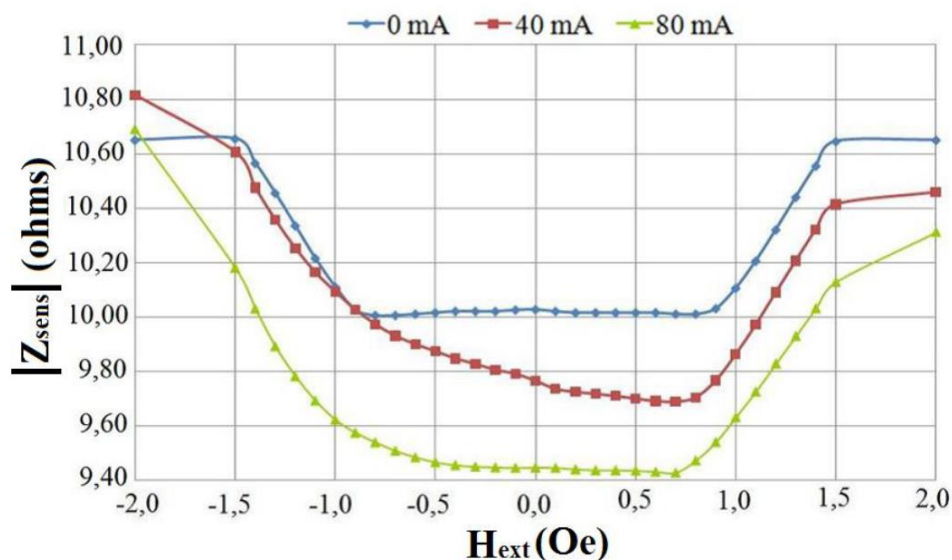


Figura 5. Comportamento do módulo da impedância de uma amostra GMI em forma de fita, submetida a  $i_c = [I_{cc} + 15 \sin(2\pi \times 5 \text{ MHz } t)]$  mA, fazendo  $I_{cc}$  igual a 0 mA, 40 mA e 80 mA.

O efeito GMI é um fenômeno físico presente em alguns materiais amorfos e é similar ao efeito magneto indutivo (MI). Na literatura estes dois efeitos são usados indistintamente, porem nesta Tese os transdutores cuja medição de tensão ou corrente é feita diretamente sobre a amostra são classificados como transdutores GMI. Por sua vez, aqueles transdutores que fazem a leitura mediante a medição da tensão induzida num solenoide são classificados como transdutores MI. As amostras sensoras que apresentam o efeito GMI frequentemente são

denominadas amostras GMI ou sensores GMI, porém esta denominação não descreve o tipo de material das amostras.

## **2.5.**

### **Atenuação da Interferência Magnética Ambiental**

Uma das maiores dificuldades associadas à medição de campos magnéticos ultra-fracos é a presença de ruído intrínseco e interferência magnética ambiental, que comprometem drasticamente a relação sinal-ruído, visto que tais interferências apresentam tipicamente magnitude significativamente superior à intensidade do sinal de interesse. Existem algumas técnicas destinadas à redução da mencionada interferência e, conseqüentemente, à obtenção de uma melhor relação sinal-ruído. Nesta seção são abordadas as técnicas mais relevantes que existem para atenuar a interferência magnética.

#### **2.5.1.**

##### **Blindagem Magnética**

Uma das possíveis técnicas adotadas para redução da interferência magnética ambiental é a realização de medições magnéticas dentro de câmaras magneticamente blindadas. O fator de atenuação de interferência imposto por estas câmaras é afetado pela frequência do campo. Por exemplo, no caso de medições biomagnéticas, tem-se interesse em blindar componentes espectrais de baixa frequência, até cerca de pelo menos 1 kHz. Dessa forma, neste tipo de aplicação, um dos materiais mais comumente utilizados no revestimento destas câmaras blindadas é o  $\mu$ -metal, por possuir alta permeabilidade magnética em baixas frequências e, conseqüentemente, propiciar elevado fator de blindagem para campos com componentes espectrais contidas nesta faixa de frequências. Por outro lado, em situações onde se deseje blindar campos de alta frequência, são tipicamente utilizados materiais condutores, tais como cobre ou alumínio [11,109]. A técnica de blindagem magnética baseada no emprego de câmaras blindadas é denominada “blindagem passiva”. Por outro lado, também existe a chamada “blindagem ativa”, que utiliza bobinas magnéticas excitadas por fontes de alimentação para compensar o campo magnético ambiental [110–112].

A qualidade de uma câmara blindada é evidenciada por seu fator de blindagem, o qual 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. A Figura 6 ilustra a fase de construção da câmara blindada BMSR-2, pertencente ao PTB (*Physikalisch-Technische Bundesanstalt*), instalada em Berlim, Alemanha. A BMSR-2 é revestida por 8 camadas de blindagem (7 de  $\mu$ -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  $6 \times 10^6$ , para uma frequência de 0,01 Hz [32]. Entretanto, apesar do excepcional desempenho da BMSR-2, é importante destacar que câmaras blindadas convencionais apresentam fatores de blindagem tipicamente da ordem de 1000, quando compostas por 3 camadas de  $\mu$ -metal.



Figura 6. Câmara blindada BMSR-2 durante sua fase de construção.

### 2.5.2. Gradiômetros

Os gradiômetros são outra opção para atenuação dos níveis de interferência magnética em medições de campos magnéticos ultra-fracos. Os gradiômetros se comportam como filtros espaciais, que permitem medir gradientes de campo entre dois pontos do espaço.

Um gradiômetro de primeira ordem utiliza dois sensores de campo magnético, com o sensor de captação posicionado o mais perto possível da fonte de interesse e o sensor de compensação afastado do anterior por uma determinada distância  $d$ , denominada linha de base. Dessa forma, supondo 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 de captação do que sobre o sensor de compensação, posicionado mais afastado da fonte, 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. A Figura 7 apresenta a representação esquemática de uma configuração gradiométrica clássica utilizada em SQUIDs [11].

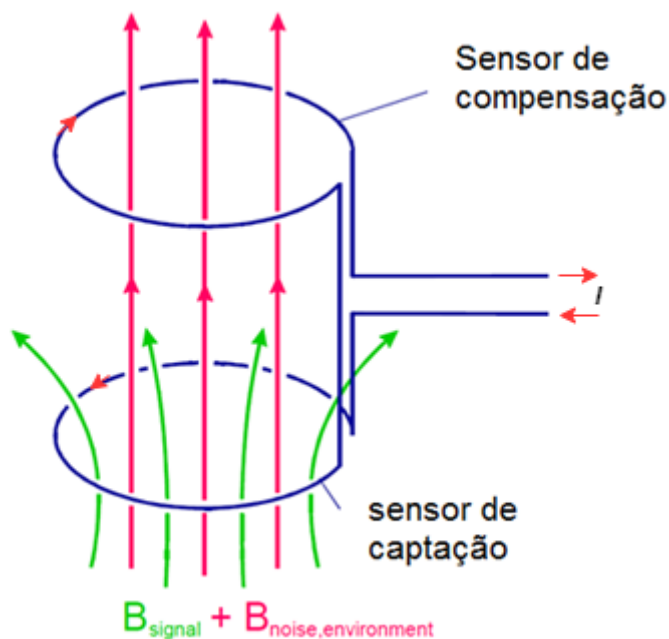


Figura 7. Esquemático de um gradiômetro de primeira ordem.



Um dos requisitos para o bom desempenho de um gradiômetro é que seus elementos sensores sejam os mais homogêneos possíveis, no intuito de garantir que as leituras dos sensores sejam iguais, caso ambos sejam submetidos à mesma intensidade de campo magnético. Dessa forma, garante-se que a leitura do gradiente de campo não será distorcida. Além de serem mais flexíveis e portáteis do que soluções baseadas no emprego de câmaras blindadas, os gradiômetros também são soluções com custo consideravelmente mais baixo, contribuindo para sua utilização em escala mais ampla. Entretanto, é importante destacar que, na prática, os níveis de atenuação de interferência alcançados por câmaras blindadas são substancialmente superiores aos obtidos por meio de configurações gradiométricas [113].

### **2.5.3. Transdutores Magnéticos em Malha Fechada**

A maioria dos sensores magnéticos possui relações não lineares entre suas grandezas de entrada-saída, o que dificulta o projeto de transdutores magnéticos de alta resolução em amplas faixas de operação. Por sua vez, as configurações de transdutores magnéticos em malha fechada surgem como uma possível solução, possibilitando melhorias na linearidade e relação sinal-ruído de diversos transdutores magnéticos. Dessa forma, configurações em malha fechada têm sido usadas em transdutores com bobinas sensoras, observando-se bons resultados quanto à resolução e largura de banda, em relação a versões implementadas em malha aberta [39]. Por sua vez, a literatura também ilustra estudos sobre transdutores magnéticos GMR operados em malha fechada, que indicam que tal abordagem se mostra eficaz em atenuar histerese e não-linearidades na faixa de operação [40].

Nas subseções seguintes exploram-se, particularmente, os transdutores SQUID e GMI em configurações de malha fechada.

### 2.5.3.1.

#### Transdutores Magnéticos SQUID em Malha Fechada

Como apresentado na seção 2.3.3, a relação entre o fluxo magnético de entrada e a tensão elétrica de saída tem comportamento não linear em SQUIDs, vide Figura 107. Dessa forma, como solução para melhorar a linearidade, os transdutores SQUID são operados em uma configuração de malha fechada denominada *flux-locked loop* (FLL), cujo esquema simplificado é apresentado na Figura 8 [38,114].

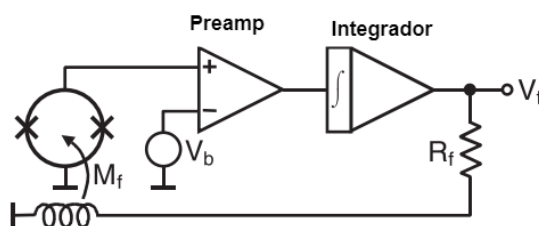


Figura 8. Circuito básico de um FLL de acoplamento direto. O SQUID CC é representado por um círculo com duas cruzes, indicando as junções Josephson.

No esquema em malha fechada, apresentado na Figura 8, o SQUID é polarizado no ponto de operação  $W$ , o qual corresponde ao ponto da curva de tensão em função do fluxo magnético externo que apresenta maior sensibilidade. Por sua vez, a diferença entre a tensão de saída do SQUID e a tensão correspondente ao seu ponto de operação,  $V_b$ , é amplificada, integrada e utilizada para realimentar o SQUID, por meio da malha composta pelo resistor  $R_f$  em série com uma bobina de realimentação, acoplada magneticamente ao SQUID por meio da indutância mútua  $M_f$ . Dessa forma, o grau de linearidade da relação entrada-saída do FLL não depende do ponto de operação do SQUID, mas apenas dos parâmetros presentes na malha de realimentação (resistência  $R_f$  e indutância mútua da bobina  $M_f$ ). Mais especificamente, a faixa linear pode ser facilmente ampliada, diminuindo  $R_f$  e/ou aumentando  $M_f$ . Ressalta-se ainda que as configurações em malha fechada com sensores SQUID têm sido implementadas também de forma digital, o que facilita o projeto de sistemas multicanal [115]. Adicionalmente, destaca-se que sistemas SQUID têm sido otimizados para uso em medições de campos biomagnéticos, sem necessidade do emprego de câmaras com blindagem

magnética mediante configurações gradiométricas como destacado na seção 2.5.2 [113].

### 2.5.3.2.

#### Transdutores Magnéticos GMI em Malha Fechada

A literatura mais atual também retrata trabalhos associados a transdutores GMI em malha fechada, sempre baseados na leitura do módulo da impedância. A Figura 9 apresenta um diagrama de blocos simplificado de um circuito de transdução baseado na leitura direta do módulo da impedância, operando em malha fechada. No circuito é medida a tensão induzida no solenoide conectado ao amplificador, cujo valor é proporcional à impedância da amostra, que por sua vez é função do campo magnético externo aplicado, o que é conhecido como sensor magneto-indutivo (MI). A tensão de saída do bloco integrador é realimentada para uma malha composta por um resistor em série com uma bobina, a fim de produzir sobre o elemento sensor um campo magnético capaz de cancelar o campo externo medido [45,116]. Dessa forma, atuando-se sobre o resistor de realimentação é possível modificar a sensibilidade e a banda passante do transdutor. Esta configuração de transdutor GMI em malha fechada apresentou melhor resolução em altas frequências do que a obtida por *fluxgates* [45].

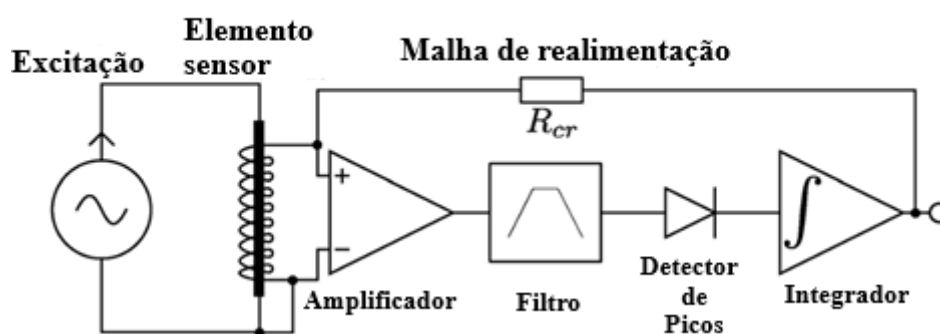


Figura 9. Transdutor GMI baseado na leitura do módulo da impedância, operando em malha fechada [45].

Por sua vez, a Figura 10 apresenta uma variação na topologia do transdutor GMI em malha fechada, em relação a configuração apresentada na Figura 9. Nota-se que este novo arranjo eletrônico possui um conversor *RMS-DC* e duas bobinas, uma para manter o campo de polarização do elemento sensor (bobina de

polarização) e outra (bobina de realimentação) para implementar o elo de realimentação do circuito, em conjunto com o resistor de realimentação [46]. Em relação à topologia apresentada na Figura 9, este arranjo alternativo propiciou melhor linearidade, maior faixa dinâmica e maior banda passante; em detrimento da sensibilidade [46]. Destaca-se que, na topografia apresentada na Figura 10, a tensão do elemento sensor é medida diretamente em seus terminais e, dessa forma, as variações de tensão geradas pelo campo magnético externo estão diretamente associadas ao efeito GMI.

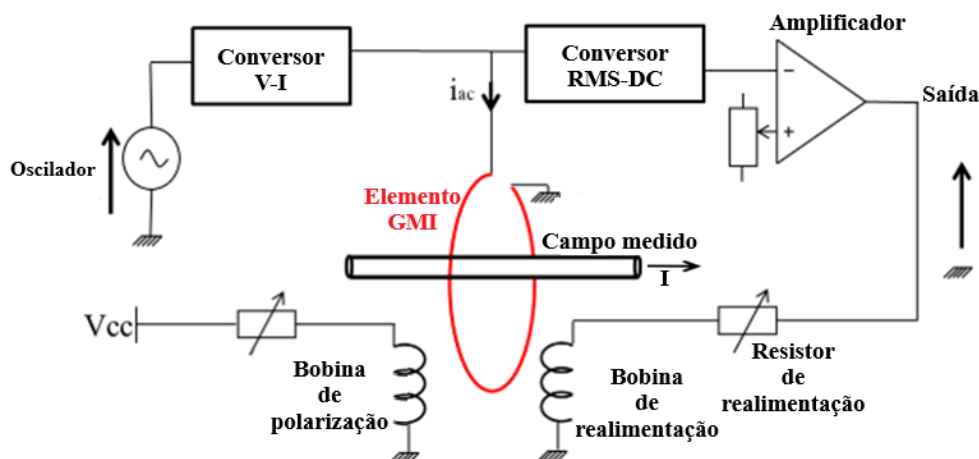


Figura 10. Transdutor GMI com bobina de polarização e de realimentação [46].

Trabalhos publicados mais recentemente, em 2018/2019, aprofundam estudos sobre topologias similares à apresentada na Figura 10, mostrando a existência de uma relação linear entre a sensibilidade e o valor da resistência inserida no elo de realimentação [42,47]. Mais especificamente, estes estudos concluíram que, quanto maior o valor do resistor de realimentação maior a sensibilidade.

Na pesquisa bibliográfica efetuada, também foram encontradas configurações de transdutores GMI em malha fechada usadas em configurações gradiométricas, a fim de se implementar uma técnica de blindagem magnética ativa [36,117]. Conforme indicado na Figura 11, os dois sensores GMI da configuração gradiométrica são colocados dentro de um solenoide (*feedback coil*), que é realimentado pelo campo detectado pelo sensor de referência, a fim de se reduzir a interferência magnética do ambiente. Ao se reduzir a interferência magnética na vizinhança dos sensores por meio da bobina de realimentação, a

densidade espectral de ruído do gradiômetro GMI torna-se menor do que a do mesmo gradiômetro em malha aberta [117].

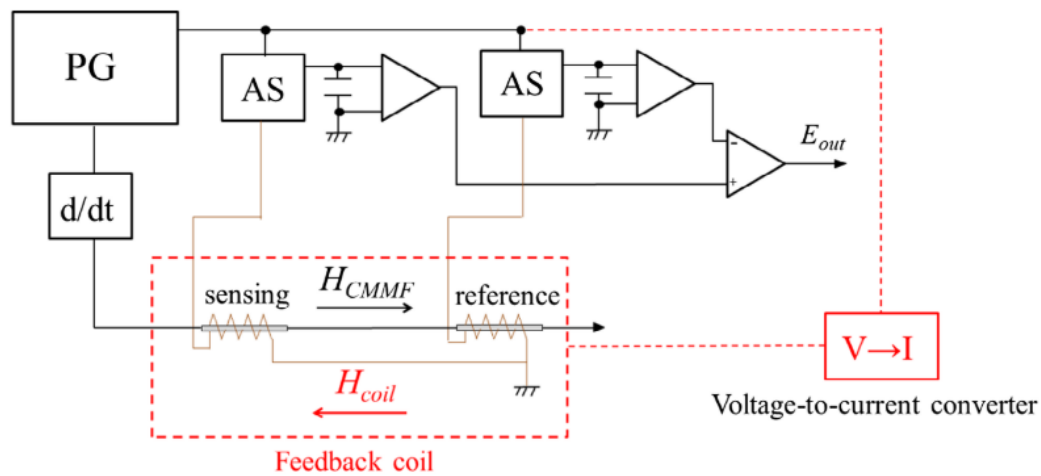


Figura 11. Gradiômetro GMI com sistema de blindagem magnética ativa em malha fechada [117].

## 2.6. Desempenho de magnetômetros e gradiômetros GMI

Dado o grande potencial apresentado por sensores GMI para implementação de transdutores de campo magnético de alta sensibilidade e baixo custo, ao longo dos últimos anos têm sido desenvolvidos diversos trabalhos destinados à construção de protótipos de magnetômetros GMI. A Tabela 1 apresenta figuras de mérito de alguns dos principais magnetômetros GMI identificados na literatura.

Tabela 1. Figuras de mérito de magnetômetros baseados em sensores GMI.

Trabalho	Ano	Sensibilidade	Fundo de Escala	Banda Passante	Densidade espectral de ruído em 1 Hz	Com Blindagem Magnética?	Malha Fechada?	MI/GMI
[118]	2010	5 mV/ $\mu$ T	$\pm 250$ $\mu$ T	2 kHz	6 nT Hz <sup>-1/2</sup>	Não	Não	MI
[45]	2013	490 mV/ $\mu$ T	$\pm 20$ $\mu$ T	90 kHz	35 pT Hz <sup>-1/2</sup>	Sim	Sim	MI
[23]	2013	5 V/ $\mu$ T	$\pm 10$ $\mu$ T	1,5 kHz	40 nT Hz <sup>-1/2</sup>	Não	Não	GMI
[119]	2014	20 mV/ $\mu$ T	$\pm 250$ $\mu$ T	1 kHz	100 nT Hz <sup>-1/2</sup>	Sim	Não	MI
[66]	2017	3,4 $\mu$ V/ $\mu$ T	0 a 2 $\mu$ T	10 Hz	10 nT Hz <sup>-1/2</sup>	Sim	Não	GMI
[120]	2017	1,4 V/ $\mu$ T	$\pm 5$ $\mu$ T	100 Hz	2 pT Hz <sup>-1/2</sup>	sim	Não	MI
[121]	2017	1,3 V/ $\mu$ T	$\pm 65$ $\mu$ T	6 kHz	50 pT Hz <sup>-1/2</sup>	sim	Não	MI
[122]	2019	50 mV/ $\mu$ T	$\pm 70$ $\mu$ T	10 Hz	30 pT Hz <sup>-1/2</sup>	sim	Não	MI

A compilação dos resultados de pesquisas recentes, apresentados na Tabela 1, permite que se observe o intenso trabalho que vem sendo desenvolvido por pesquisadores ao redor do mundo, no intuito de desenvolverem magnetômetros GMI com características de desempenho cada vez mais otimizadas, focando na medição de campos magnéticos de baixa intensidade.

Tendo em vista os aspectos discutidos ao longo deste capítulo, associados às dificuldades de medição advindas do ruído/interferência magnética, recentemente têm sido avaliadas soluções vinculadas ao projeto e desenvolvimento de transdutores GMI em configurações gradiométricas, objetivando melhorar a relação sinal-ruído dos sistemas de medição. A Tabela 2 apresenta alguns dos trabalhos recentes mais relevantes, vinculados ao desenvolvimento de gradiômetros GMI.

Tabela 2. Figuras de mérito de gradiômetros GMI.

Trabalho	Ano	Sensibilidade	Fundo de Escala	Banda Passante	Densidade espectral de ruído em 1 Hz	Com Blindagem Magnética?	Malha Fechada?	MI/GMI
[123]	2009	88 mV/ $\mu$ T	$\pm 10$ $\mu$ T	10 Hz	3 pT Hz <sup>1/2</sup>	Sim	Não	MI
[124]	2011	6 mV/ $\mu$ T	$\pm 250$ $\mu$ T	2 kHz	10 nT Hz <sup>1/2</sup>	Não	Não	MI
[36]	2016	44 V/ $\mu$ T	$\pm 5$ $\mu$ T	30 Hz	44,4 pT Hz <sup>1/2</sup>	Sim	Sim	MI
[61]	2017	99 mV/ $\mu$ T	$\pm 30$ $\mu$ T	1 kHz	15 nT Hz <sup>1/2</sup>	Não	Não	GMI

O interesse no desenvolvimento de gradiômetros GMI tem aumentado recentemente, visto que os resultados dos estudos realizados indicam que tais arranjos possibilitam aprimorar a resolução e, conseqüentemente, contribuem para a medição de campos magnéticos de baixa intensidade. Em alguns casos, as resoluções alcançadas têm inclusive permitido a realização de medições críticas fora de câmaras blindadas.

### 3

## Caracterização de Amostras GMI

A tarefa inicial da cadeia de desenvolvimento do sistema de medição proposto nesta Tese é a obtenção e caracterização de elementos sensores GMI, objetivando características como alta homogeneidade, baixa histerese, alta sensibilidade e linearidade em uma dada faixa de operação. Em particular, é importante destacar que se deseja que os sensores avaliados apresentem comportamento linear em uma faixa de pelo menos  $\pm 0,2$  Oe, em torno do campo de polarização  $H_{pol}$ , sendo  $H_{pol}$  o campo de polarização necessário para que o sensor opere na faixa linear de melhor sensibilidade.

### 3.1. Metodologia

Com o fim de obter o melhor desempenho dos elementos sensores se busca maximizar sua sensibilidade de fase, definida como  $d\theta/dH$ . Conforme mencionado na secção 2.4.2, a impedância dos sensores GMI é afetada por uma série de parâmetros, como: amplitude, frequência e nível  $I_{CC}$  da corrente de excitação, que também influenciam diretamente na sensibilidade de fase do elemento sensor. Por sua vez, ao se fabricar novas amostras, com variações na geometria e composição química, afeta-se o conjunto de parâmetros da corrente de excitação responsável por maximizar a sensibilidade de fase. Consequentemente, evidencia-se a necessidade de caracterização das amostras GMI, visando encontrar os parâmetros capazes de maximizar sua sensibilidade  $d\theta/dH$ .

O sistema de caracterização experimental das amostras é composto por uma bobina de Helmholtz, responsável por gerar o campo magnético externo aplicado às amostras sensoras e um Medidor RLC (4285A, *Agilent*), cuja função é medir o módulo e a fase da impedância das amostras e fornecer a corrente elétrica de excitação  $i_c$  dos elementos sensores, possibilitando o ajuste de seu nível CC ( $I_{CC}$ ),



amplitude ( $I_{CA}$ ) e frequência ( $f$ ); conforme definido na eq. (26). A representação esquemática simplificada do sistema de caracterização é apresentada na Figura 12.

$$i_c = I_{cc} + I_{ca} \text{sen}(2\pi ft) \quad (26)$$

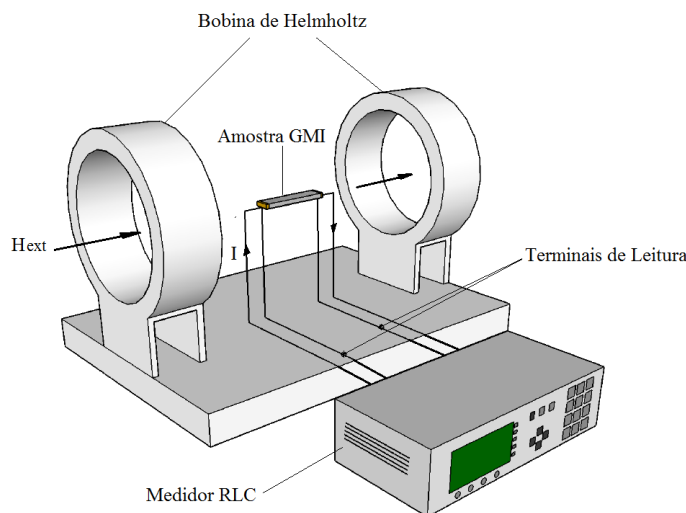


Figura 12. Sistema de caracterização de amostras GMI.

### 3.1.1. Otimização do ponto de operação dos sensores

Em trabalhos anteriores, realizados no LPDE/PUC-Rio, foi desenvolvido um sistema automatizado para determinação do ponto ótimo de operação de sensores GMI [125]. O sistema integra módulos de *hardware* e *software* de modo a evoluir automaticamente para a combinação de parâmetros (campo magnético de polarização ( $H_{pol}$ ) do sensor e nível CC ( $I_{CC}$ ), amplitude ( $I_{ca}$ ) e frequência ( $f$ ) da corrente de excitação do sensor) que maximizam a sensibilidade de fase do sensor GMI avaliado. Na Figura 13, apresenta-se o diagrama de blocos deste sistema automatizado de caracterização, que será aqui brevemente descrito.

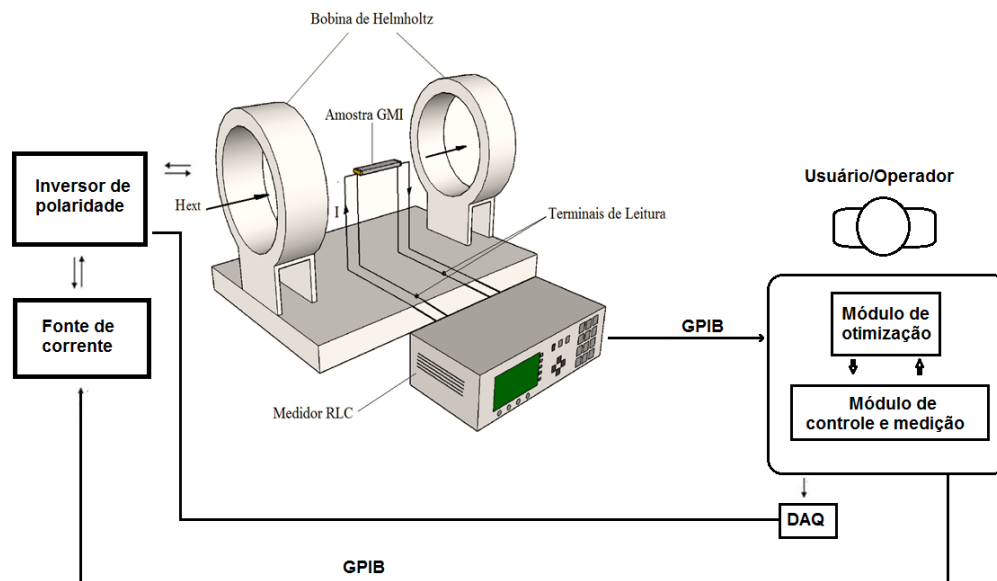


Figura 13. Diagrama de blocos do sistema automático de caracterização de amostras sensoras GMI [125].

O medidor RLC utilizado no sistema é o modelo 4285A da Agilent<sup>TM</sup>, o qual possui interface de comunicação GPIB (*General Purpose Interface Bus*) e é capaz de medir diferentes parâmetros associados à impedância da amostra caracterizada, tais como: indutância, capacitância, resistência, módulo da impedância, fase da impedância, entre outros. Como ilustrado na Figura 13, as amostras GMI estão inseridas no centro de uma bobina de Helmholtz, sendo possível controlar o campo magnético  $H$  ao qual as amostras são submetidas, por meio de ajustes na corrente  $I$  que flui pela bobina de Helmholtz. A fonte utilizada para excitar a bobina de Helmholtz foi a modelo E3648A, da Agilent<sup>TM</sup>. Esta fonte possui 100 W de potência e pode ser configurada como fonte de corrente ou tensão. Ela pode ser ajustada para duas faixas de operação: (1) tensão limitada entre 0 V e 8 V e corrente entre 0 A e 5 A, e (2) tensão entre 0 V e 20 V e corrente entre 0 A e 2,5 A.

O *software* do sistema é composto por dois módulos: o módulo de controle e medição e o módulo de otimização. O módulo de controle e medição, implementado em LabVIEW, se comunica por meio de uma interface de comunicação bidirecional TCP/IP com o módulo de otimização, implementado em Matlab, o qual faz a otimização baseada em algoritmos genéticos [125].

Inicialmente, o algoritmo genético, composto por indivíduos com 4 genes ( $I_{cc}$ ,  $I_{ca}$ ,  $f$  e  $H_{pol}$ ), é configurado de acordo com parâmetros informados pelo

usuário, podendo ser ajustados, por exemplo, os limites das variáveis, os operadores genéticos, o tamanho da população, o número máximo de gerações e os critérios de parada. Na sequência, o algoritmo genético gera aleatoriamente o conjunto de indivíduos que compõem a população inicial. Estes indivíduos são encaminhados sequencialmente ao sistema de medição e controle, o qual avalia o valor da fase da impedância da amostra GMI associado a cada um deles. Os resultados das medições são enviados de volta ao algoritmo genético, de modo que o mesmo possa avaliar a aptidão de cada indivíduo, por meio do cálculo de sua respectiva função de avaliação. Este processo é repetido até que o algoritmo genético atinja o critério de parada estabelecido e retorne à combinação de parâmetros ( $I_{cc}$ ,  $I_{ca}$ ,  $f$  e  $H_{pol}$ ) responsável pela obtenção da máxima sensibilidade de fase identificada. Uma vez que a solução tenha sido encontrada, o módulo de otimização informa os valores ótimos de  $I_{cc}$ ,  $I_{ca}$ ,  $f$  e  $H_{pol}$  ao módulo de controle e medição, onde é executado o processo de caracterização de amostra GMI, para o conjunto de dados fornecidos pelo algoritmo genético [125].

Ao se projetar o circuito eletrônico do transdutor magnético é desejável que se obtenham sensibilidades elevadas em baixas frequências, pois dessa forma reduz-se a complexidade e custo do circuito eletrônico de transdução. De forma genérica, em função de limitações do *hardware* utilizado, o espaço de busca da frequência  $f$  vai de 75 kHz até 30 MHz. Entretanto, a fim de priorizar a região de baixas frequências, foi aplicada uma normalização logarítmica à variável frequência. Por meio desta normalização, aumenta-se a representatividade das baixas frequências no espaço de busca, tornando mais fácil a identificação de altas sensibilidades de fase ( $S_{fase}$ ) em baixas frequências [125].

Foram caracterizados dois tipos de fitas de material ferromagnético amorfo com diferentes composições ( $\text{Co}_{70.4}\text{Fe}_{4.6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$  e  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$ ) e um filme fino ( $[\text{Py}(100 \text{ nm})/\text{Ti}(6 \text{ nm})]_4/\text{Cu}(400 \text{ nm})/[\text{Py}(100 \text{ nm})/\text{Ti}(6 \text{ nm})]_4$ ), a fim de avaliar qual destes elementos sensores seria capaz de apresentar a maior sensibilidade e qual o conjunto de parâmetros de condicionamento responsável pela maximização da sensibilidade de cada sensor estudado. Nas próximas subseções são descritos os resultados provenientes das caracterizações.

### 3.2. Caracterização de Fitas amorfas

#### 3.2.1. Fita de composição $\text{Co}_{70.4}\text{Fe}_{4.6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$

Foram caracterizadas três amostras sensoras GMI (amostras 1, 2 e 3) em forma de fita com composição  $\text{Co}_{70.4}\text{Fe}_{4.6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ , 3 cm de comprimento, 1,5 mm de largura e espessura média de 60  $\mu\text{m}$ , fabricada no Departamento de Física, Universidade Federal de Pernambuco (UFPE). Submetendo essas amostras ao sistema de otimização do ponto de operação, descrito na seção 3.1.1, verificou-se que os parâmetros ótimos da corrente de condicionamento, responsáveis pela maximização da sensibilidade de fase, são:  $I_{CC} = 60 \text{ mA}$ ,  $I_{CA} = 15 \text{ mA}$  e  $f = 100 \text{ kHz}$ .

Após alimentar a amostra GMI com a corrente  $i_c$  desejada, as medições de impedância são feitas percorrendo um ciclo de histerese, começado na situação em que a componente do campo magnético paralela à amostra é nula ( $H_{\text{início}} = 0$ ). A seguir, aumenta-se o campo magnético até um valor máximo ( $H_{\text{máx}} = 2 \text{ Oe}$ ) e, na sequência, reduz-se o campo, passando por  $H_{\text{início}} = 0$ , até um valor mínimo ( $H_{\text{min}} = -H_{\text{máx}} = -2 \text{ Oe}$ ). Por fim, de modo a se completar o ciclo de histerese, percorre-se o trajeto de  $H_{\text{min}}$  até  $H_{\text{início}}$ . As variações de campo foram feitas em passos de 0,01 Oe, fazendo-se uma nova medição de módulo e fase da impedância das amostras sensoras para cada novo valor de campo magnético avaliado, segundo o procedimento descrito em [61] e [23].

As Figuras 14 e 14 apresentam, respectivamente, as curvas experimentais de histerese de módulo  $|Z_{\text{sens}}(H_{\text{ext}})|$  e fase  $\theta_{\text{sens}}(H_{\text{ext}})$  da impedância da amostra 1 analisada.

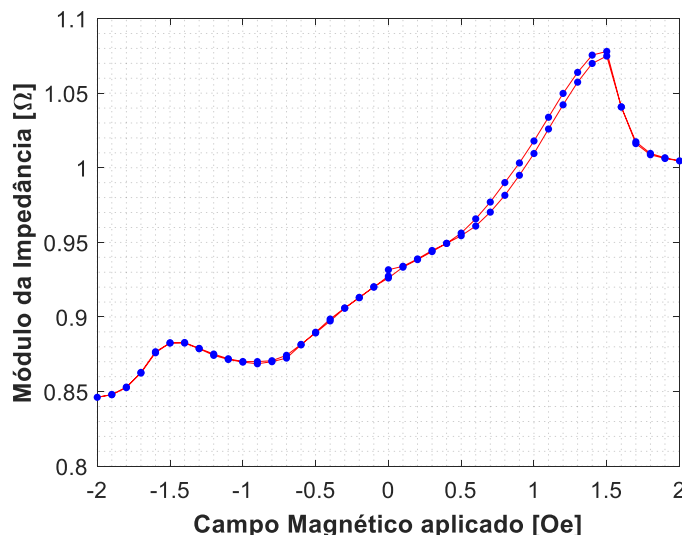


Figura 14. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 1, com corrente de condicionamento  $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ .

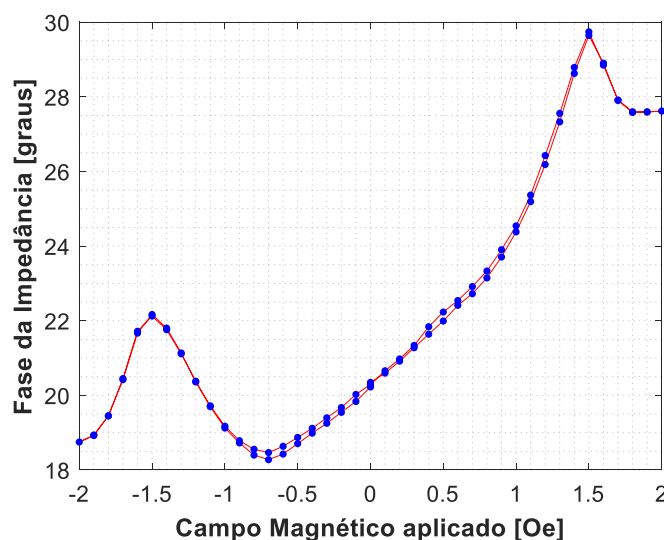


Figura 15. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 1, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ .

Por meio das Figuras 14 e 15, observa-se que a resposta de fase apresenta baixa histerese nas regiões lineares de maior sensibilidade, sendo este um comportamento interessante para o desenvolvimento de transdutores. Por sua vez, verifica-se que a máxima sensibilidade de módulo é de  $0,15 \text{ } \Omega/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização  $H_{pol} = 1,2 \text{ Oe}$ , e que a máxima sensibilidade de fase é de  $10,74^\circ/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização  $H_{pol} = 1,2 \text{ Oe}$ .

As Figuras 16 e 17 apresentam o comportamento das curvas de módulo e fase da impedância da amostra 2, excitada com a mesma corrente da amostra anteriormente caracterizada.

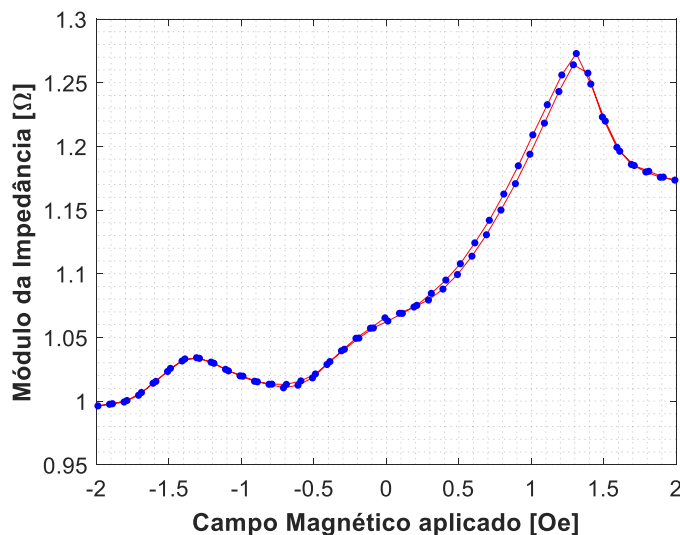


Figura 16. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 2, com corrente de condicionamento  $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ .

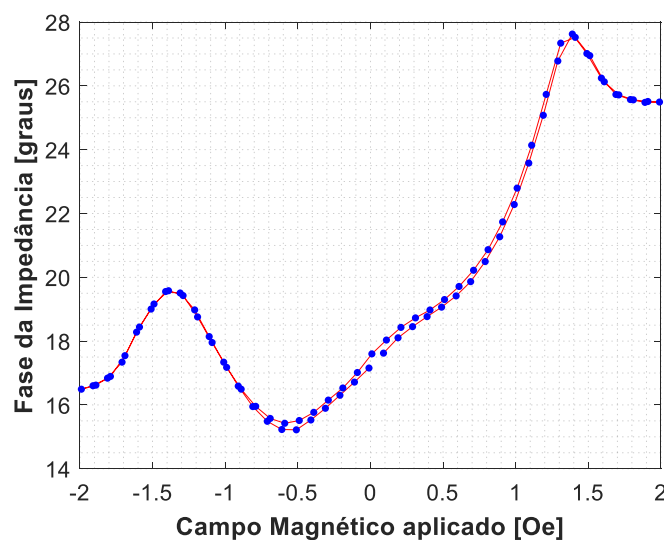


Figura 17. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 2, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ .

Por meio das Figuras 16 e 17 correspondentes à análise da amostra 2, verifica-se que sua máxima sensibilidade de módulo é de  $0,23 \text{ } \Omega/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização  $H_{pol} = 1,1 \text{ Oe}$ , e que a máxima sensibilidade de fase é de  $11,14 \text{ } ^\circ/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização  $H_{pol} = 1,1 \text{ Oe}$ .

Finalmente, as curvas de módulo e fase da impedância da amostra 3 são apresentadas nas Figuras 18 e 19, respectivamente. Avaliando os resultados obtidos para a amostra 3, verificou-se que ela apresenta uma máxima sensibilidade de módulo de  $0,16 \text{ } \Omega/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização de  $1,2 \text{ Oe}$ , e uma máxima sensibilidade de fase de  $11,67^\circ/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização de  $1,2 \text{ Oe}$ .

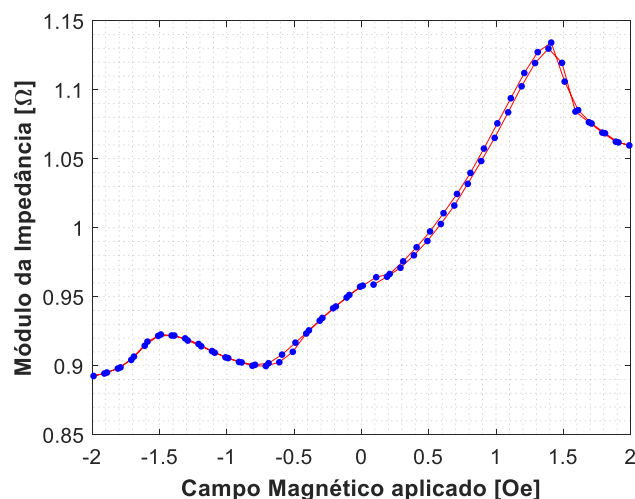


Figura 18. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 3, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ .

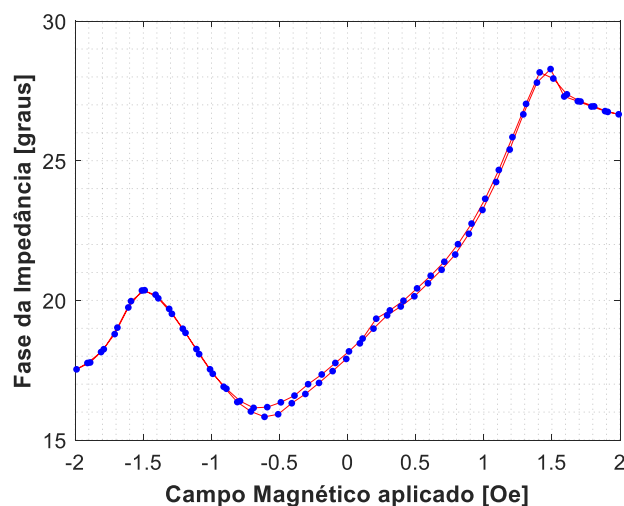


Figura 19. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 3, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100000.t)] \text{ mA}$ .

A Tabela 3 contém o resumo das características da fase da impedância das três amostras de  $\text{Co}_{70,4}\text{Fe}_{4,6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$  caracterizadas. Destaca-se que as sensibilidades são diferentes em cada amostra e a faixa linear da fita 2 é ligeiramente diferente em comparação com as outras duas amostras.

Tabela 3. Características das amostras de  $\text{Co}_{70.4}\text{Fe}_{4.6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ 

Amostra	$H_{\text{pol}}$ (Oe)	Janela linear (Oe)	Sensibilidade média (%Oe)	$R^2$
1	1,2	1,0 - 1,4	10,74	0,99
2	1,1	0,9 – 1,3	11,14	0,99
3	1,2	1,0 – 1,4	11,66	0,99

Por sua vez, considerando o emprego dessas amostras GMI no desenvolvimento de um sistema gradiométrico, baseado na leitura de fase, é de suma importância que apresentem comportamentos de fase homogêneos entre si, visto que este aspecto afeta diretamente o desempenho do gradiômetro. Por exemplo, um sistema gradiométrico de primeira ordem é implementado por duas amostras sensoras, sendo crucial que a dependência da fase da impedância, de cada uma delas, com o campo magnético seja o mais similar possível. De maneira a facilitar a visualização do grau de similaridade entre o comportamento de fase da impedância apresentado pelas três amostras analisadas nesta subseção, a Figura 20 apresenta as curvas de fase das amostras 1, 2 e 3 em função do campo magnético.

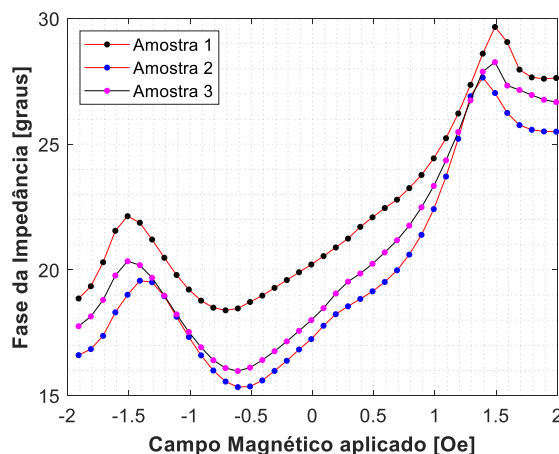


Figura 20. Fase da impedância das amostras 1, 2 e 3, em função do campo magnético, submetidas a uma corrente de condicionamento  $i_C = [60 + 15.\text{sen}(2\pi.100 \text{ kHz}.t)] \text{ mA}$ .

Observando-se a Figura 20, pode-se perceber que as amostras não apresentam comportamentos satisfatoriamente homogêneos, o que dificulta a operação gradiométrica.



### 3.2.2.

#### Fita de composição $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$

Foram caracterizadas três amostras sensoras GMI (amostras 4, 5 e 6) em forma de fita com composição  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$ , 3 cm de comprimento, 3 mm de largura e espessura média de 45  $\mu\text{m}$ , fornecida pela *Faculty of Electrical Engineering, Czech Technical University* (Praga, República Tcheca). Submetendo essas amostras ao sistema de otimização do ponto de operação, descrito na seção 3.1.1, verificou-se que os parâmetros ótimos da corrente de condicionamento, responsáveis pela maximização da sensibilidade de fase, são:  $I_{CC} = 40 \text{ mA}$ ,  $I_{CA} = 30 \text{ mA}$  e  $f = 700 \text{ kHz}$ . As três amostras foram excitadas com a corrente de condicionamento ótima e caracterizadas com o intuito de avaliar as características de homogeneidade, histerese e sensibilidade.

As Figuras Figura 21 e Figura 22 apresentam, respectivamente, as curvas de histerese do módulo e da fase da impedância da amostra 4. Comparando-se as curvas obtidas, é possível notar que a amostra 4 é mais afetada pela histerese em suas características de módulo do que nas de fase da impedância. Verifica-se também uma máxima sensibilidade de módulo de  $0,5 \text{ } \Omega/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo magnético de  $0,53 \text{ Oe}$ , e uma máxima sensibilidade de fase de  $8,76^\circ/\text{Oe}$ , na vizinhança de  $0,5 \text{ Oe}$ .

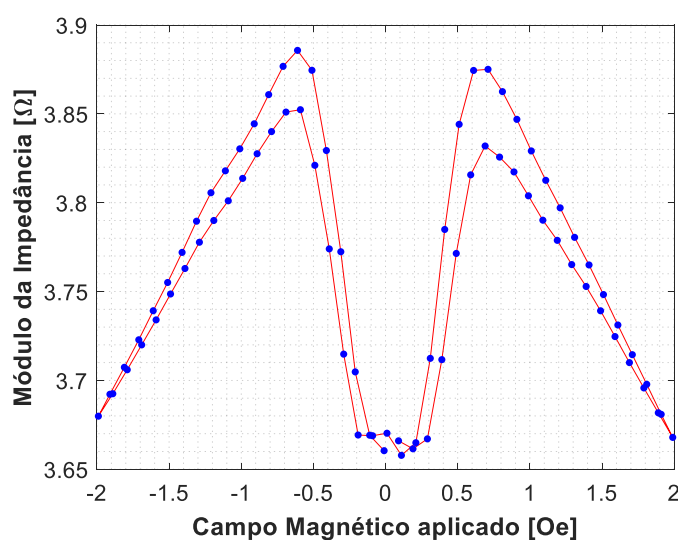


Figura 21. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 4, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_c = [40 + 30 \cdot \sin(2\pi \cdot 700000 \cdot t)] \text{ mA}$ .

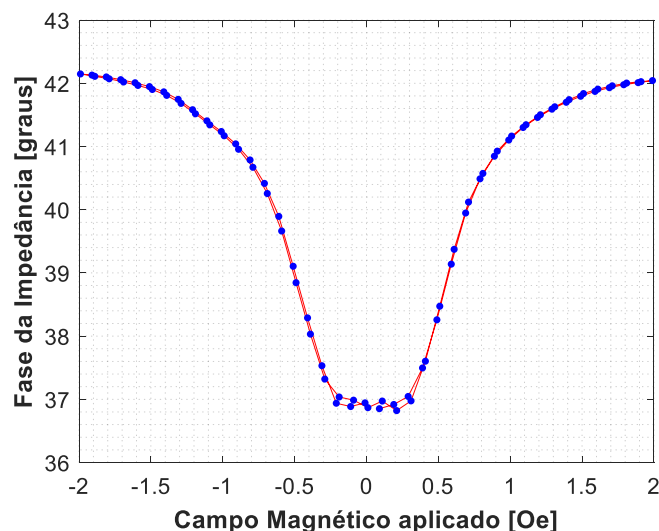


Figura 22. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 4, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t)] \text{ mA}$ .

Por sua vez, as curvas de histerese de módulo e de fase da impedância da amostra 5 são apresentadas na Figura 23 e Figura 24, respectivamente. Dessa forma, verifica-se que esta amostra apresenta uma máxima sensibilidade de módulo da impedância de  $0,47 \text{ } \Omega/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo magnético de  $0,5 \text{ Oe}$ , e uma máxima sensibilidade de fase de  $8,62 \text{ } ^\circ/\text{Oe}$ , na vizinhança de  $0,5 \text{ Oe}$ .

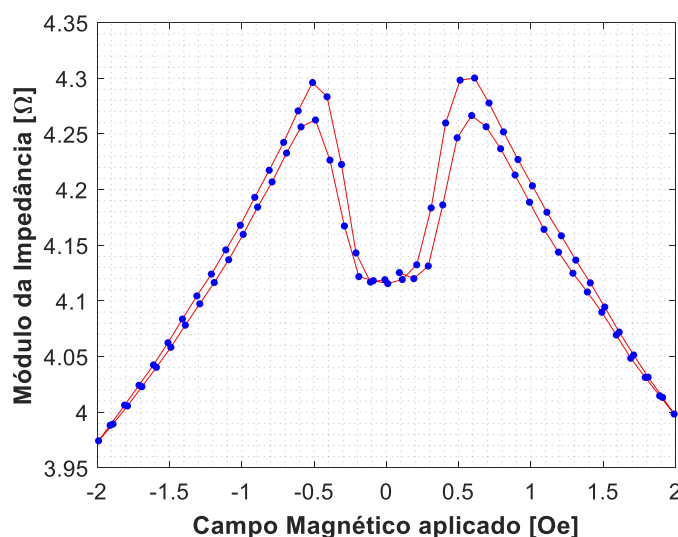


Figura 23. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 5, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t)] \text{ mA}$ .

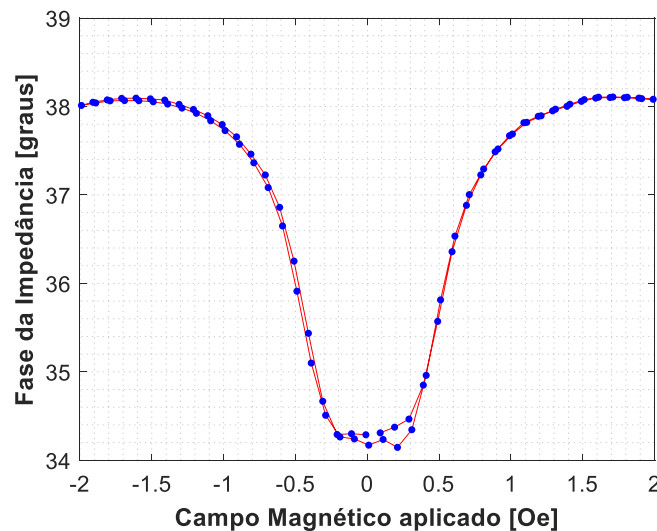


Figura 24. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 5, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t)] \text{ mA}$ .

Finalmente, a amostra 6 foi caracterizada, cuja curva de histerese do módulo da impedância é apresentada na Figura 25 e da fase na Figura 26. Os resultados obtidos para a amostra 6 indicam uma máxima sensibilidade de módulo de 0,66  $\Omega/\text{Oe}$ , na vizinhança de 0,35 Oe, e uma máxima sensibilidade de fase de  $10,42^\circ/\text{Oe}$ , na vizinhança de 0,5 Oe.

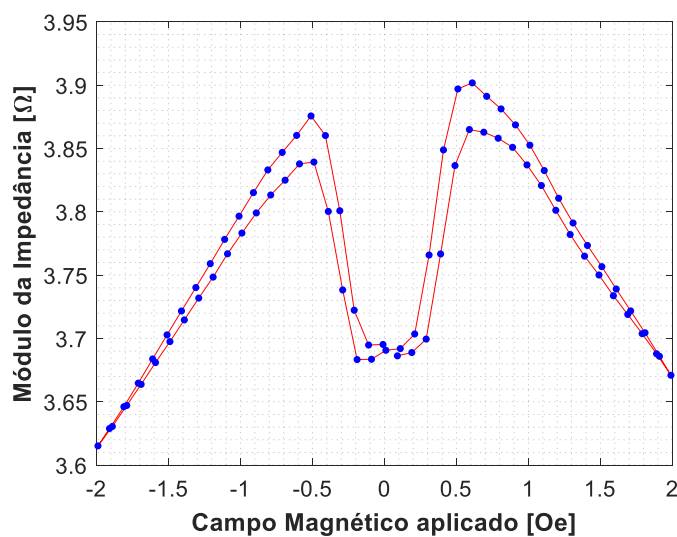


Figura 25. Curva de histerese do módulo da impedância da amostra 6, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t)] \text{ mA}$ .

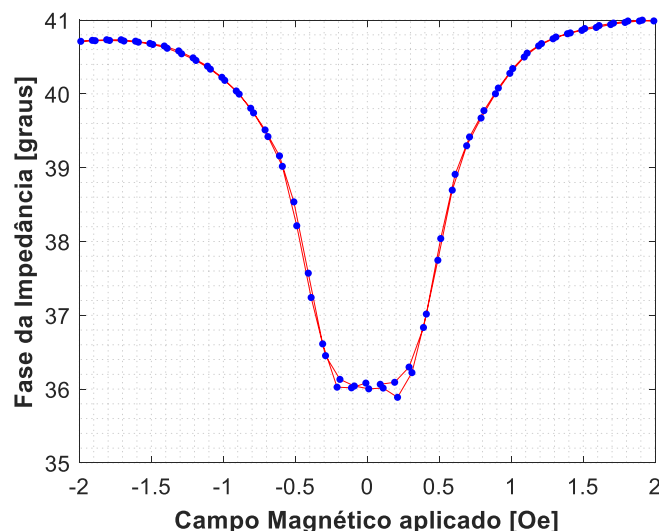


Figura 26. Curva de histerese da fase da impedância da amostra 6, submetida a uma corrente de condicionamento  $i_C = [40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t)] \text{ mA}$ .

A Tabela 4 contém o resumo das características da fase da impedância das três amostras de  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$  caracterizadas. Destaca-se que as sensibilidades obtidas dentro da faixa linear de 0,2 Oe a 0,7 Oe são diferentes para cada amostra.

Tabela 4. Características das amostras de  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$

Amostra	$H_{\text{pol}}$ (Oe)	Janela linear (Oe)	Sensibilidade media (o/Oe)	$R^2$
4	0,5	0,2 - 0,7	8,76	0,99
5	0,5	0,2 - 0,7	8,62	0,99
6	0,5	0,2 - 0,7	10,42	0,99

A fim de melhor evidenciar o grau de heterogeneidade entre as curvas de fase das três amostras avaliadas, a Figura 27 apresenta as curvas de fase das amostras 4, 5 e 6 em função do campo magnético. Observando-se os resultados apresentados, percebe-se que as amostras apresentam uma característica de fase não homogênea, mas centradas e simétricas em torno do eixo vertical ( $H = 0$ ). Dessa forma, nota-se que seria possível corrigir substancialmente a heterogeneidade apresentada, por meio de um simples ajuste *offset* de fase.

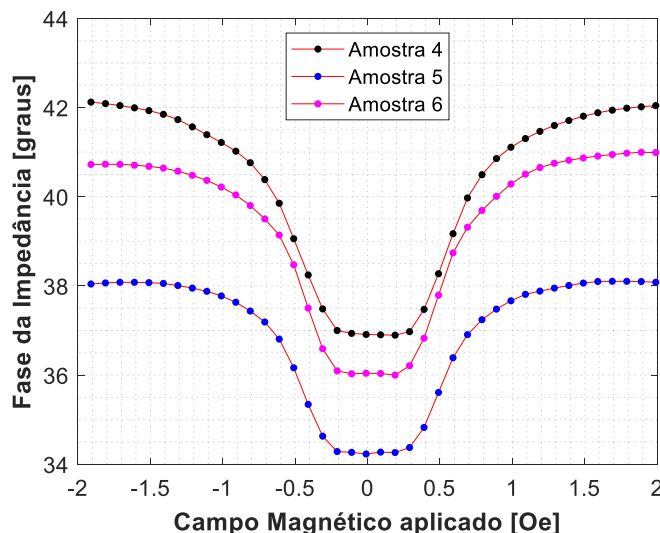


Figura 27. Fase da impedância das amostras 4, 5 e 6, em função do campo magnético, submetidas a uma corrente de condicionamento  $i_C = [40 + 30.\text{sen}(2\pi.700 \text{ kHz}.t)] \text{ mA}$ .

### 3.3. Caracterização de filmes finos multicamada

Seguindo o mesmo procedimento descrito para caracterização das amostras GMI em forma de fita, foi efetuada a caracterização de um filme fino multicamada, fabricado no Centro Brasileiro de Pesquisas Físicas (CBPF) de acordo com as características do sensor GMI desenvolvido em [93]. O filme fino avaliado é composto por camadas estruturadas de *permalloy* ( $\text{Py} = \text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$ ), titânio (Ti) e cobre (Cu), com composição  $[\text{Py}(100 \text{ nm})/\text{Ti}(6 \text{ nm})]_4/\text{Cu}(400 \text{ nm})$ , depositadas em um substrato de silício de 100 nm de espessura, com forma quadrada de 10 mm x 10 mm.

A fim de poder realizar uma caracterização adequada deste novo tipo de amostra, foi projetada e fabricada uma PCB (*Printed Circuit Board*), cujo *layout* é apresentado na Figura 28. A placa possui 197 mm de comprimento, visando garantir que a amostra GMI fique no centro da Bobina de Helmholtz, de modo a permitir uma distribuição homogênea do campo magnético sobre todo o volume da amostra.

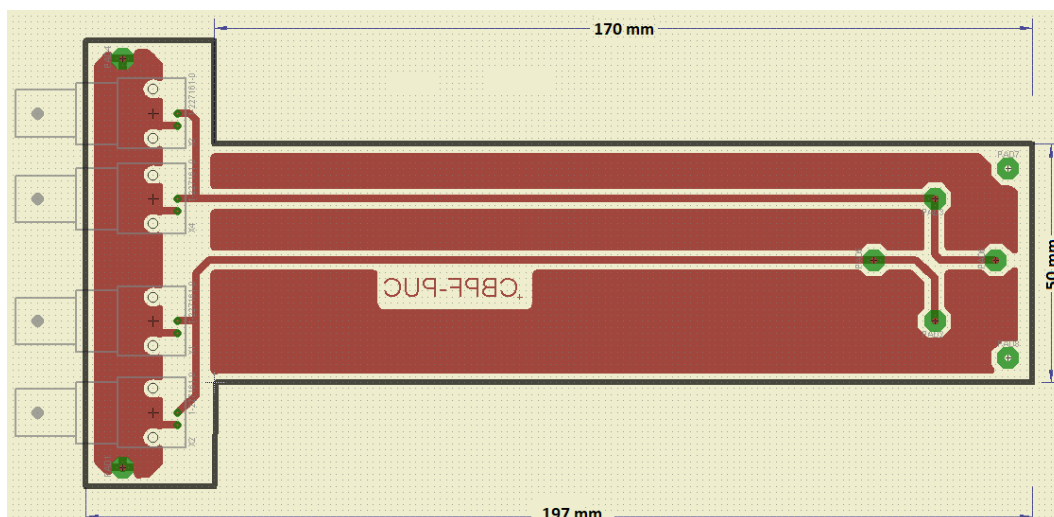


Figura 28. Layout da placa projetada para caracterização dos filmes finos.

A placa foi fabricada utilizando a prototipadora da marca LKPF modelo ProtoMat S103, localizada no LPDE. O aspecto final da placa produzida, com a amostra GMI conectada à mesma e posicionada no centro da bobina de Helmholtz, pode ser observado na Figura 29. Por sua vez, uma vista detalhada do filme fino GMI fabricado é apresentada na Figura 30.

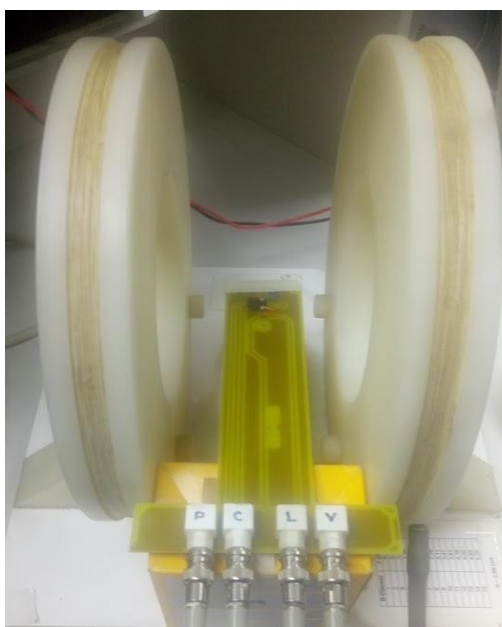


Figura 29. Placa desenvolvida para a caracterização dos filmes finos GMI.

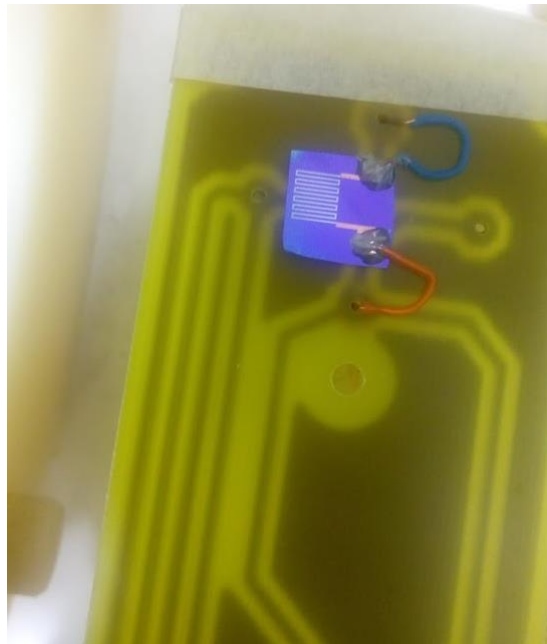


Figura 30. Vista detalhada do filme fino GMI na placa de caracterização.

A fim de obter as curvas de histerese do filme fino GMI avaliado, o mesmo foi submetido a campos magnéticos, entre -12 Oe e +12 Oe dado que experimentalmente se verificou que nessa faixa o filme apresentou maiores variações na impedância, variando em passos de 0,1 Oe. As Figuras 38 e 39 apresentam, respectivamente, as curvas experimentais de histerese do módulo  $|Z_{sens}(H_{ext})|$  e fase  $\theta_{sens}(H_{ext})$  da impedância do filme fino caracterizado.

Para fins de comparação com os resultados explicitados em [93], as curvas das Figuras 38 e 39 foram obtidas para uma corrente  $i_c$  com  $I_{CC} = 0$ ,  $I_{CA} = 3,4$  mA e  $f = 7$  MHz, pois, de acordo com [93], estes são os parâmetros responsáveis por maximizar a sensibilidade de  $5.1 \Omega / \text{Oe}$  destas amostras. Destaca-se que em [93] não foi avaliada a sensibilidade de fase.

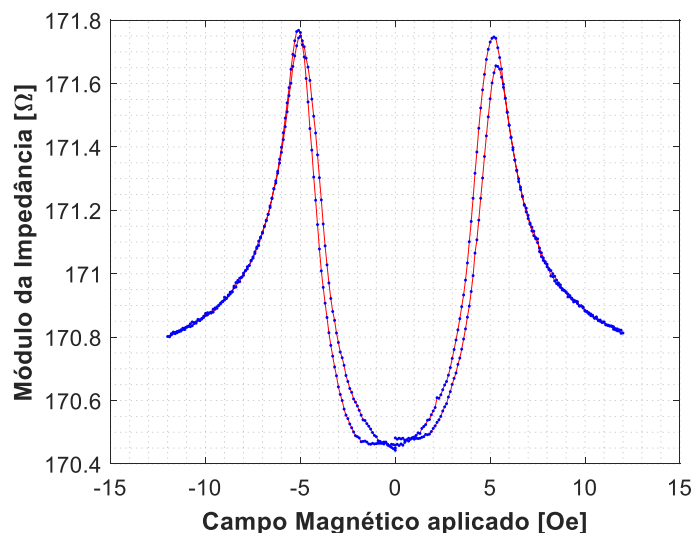


Figura 31. Curva de histerese do módulo da impedância do filme fino GMI analisado.

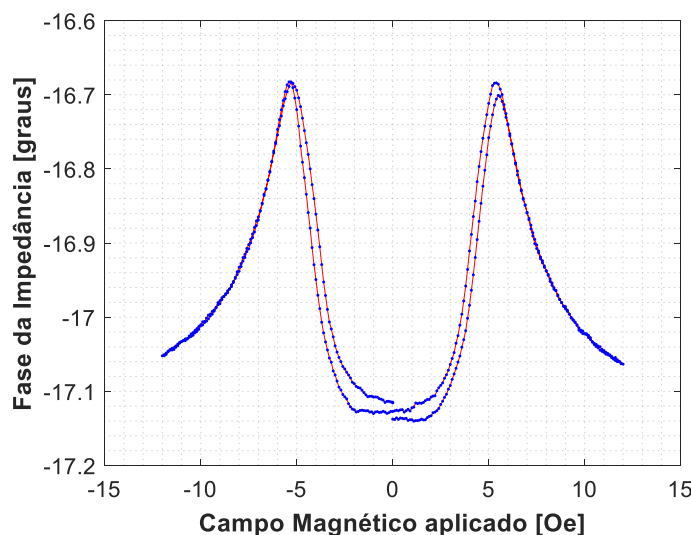


Figura 32. Curva de histerese da fase da impedância do filme fino GMI analisado.

Os resultados da caracterização dos filmes finos GMI, explicitados nas Figuras 38 e 39 indicam baixa histerese e regiões lineares consideravelmente maiores do que as convencionalmente obtidas por amostras GMI em forma de fita. Entretanto, também é perceptível que as variações na impedância do filme, tanto no módulo como na fase, são muito pequenas. Consequentemente, as sensibilidades passam a ser insatisfatórias para a amostra  $[\text{Py}(100 \text{ nm})/\text{Ti}(6 \text{ nm})]_4/\text{Cu}(400 \text{ nm})/[\text{Py}(100 \text{ nm})/\text{Ti}(6 \text{ nm})]_4$  com substrato de silício. Em particular, verifica-se que a máxima sensibilidade de módulo é de  $0,73 \text{ } \Omega/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização  $H_{pol} = -4,1 \text{ Oe}$ , e que a máxima sensibilidade de fase é de  $0,23^\circ/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização



$H_{pol} = 4,4$  Oe. Ademais, outro aspecto relevante observado na Figura 32 é que a fase da impedância do filme fino avaliado é negativa, o que indica que o mesmo apresenta uma reatância capacitiva. Por outro lado, tem-se que amostras em forma de fita apresentam convencionalmente reatâncias indutivas.

### 3.3.1.

#### Otimização do ponto de operação para amostras GMI em forma de filme fino

Devido aos baixos valores de sensibilidade encontrados ao se utilizar o conjunto de parâmetros da corrente de condicionamento estabelecidos em [93] e tendo em vista que o objetivo do presente trabalho é desenvolver transdutores baseados na leitura de fase, submeteu-se o filme fino fabricado ao sistema de caracterização automático com o intuito de se encontrar seu ponto ótimo de operação, isto é, a combinação de parâmetros ( $I_{cc}$ ,  $I_{ca}$ ,  $f$  e  $H_{pol}$ ) que implica na maximização da sensibilidade de fase.

Os resultados obtidos indicaram que o condicionamento ótimo é dado ao se ajustar os parâmetros da corrente de excitação para uma frequência de 3,43 MHz, amplitude de 9,2 mA, nível CC de 17,96 mA e o campo de polarização para 5,1 Oe. As curvas provenientes das caracterizações dos comportamentos de módulo e fase, para a amostra submetida a esta corrente de excitação, são apresentadas respectivamente nas Figura 33 e Figura 34.

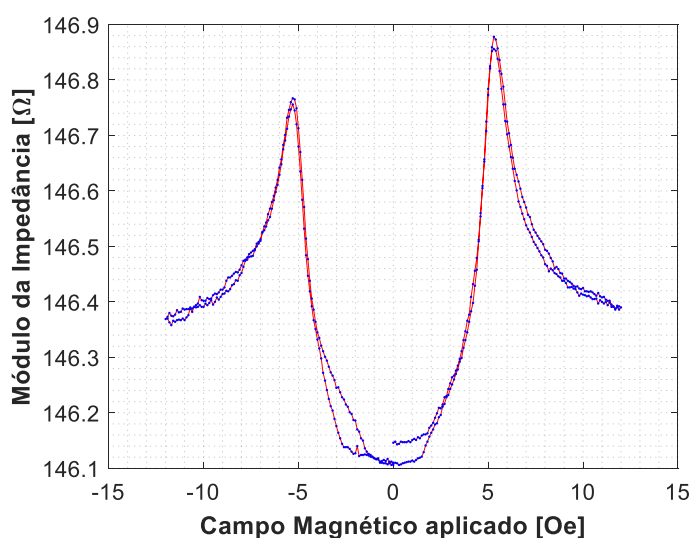


Figura 33. Módulo da impedância do filme fino GMI, para  $f = 3432$  kHz,  $I_{ca} = 9,2$  mA e  $I_{cc} = 17,96$  mA.

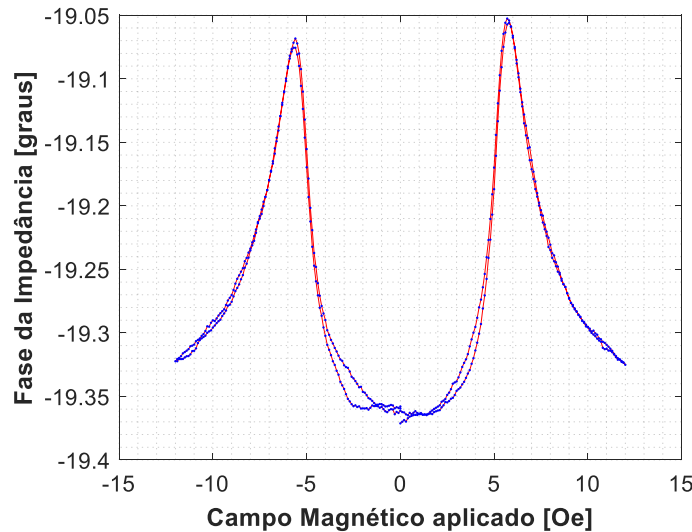


Figura 34. Fase da impedância do filme fino GMI, para  $f = 3432$  kHz,  $I_{ca} = 9,2$  mA e  $I_{cc} = 17,96$  mA.

Por meio das Figura 33 e Figura 34, verifica-se que a máxima sensibilidade de módulo é de  $0,61 \Omega/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização  $H_{pol} = 4,9$  Oe, e que a máxima sensibilidade de fase é de  $0,26^\circ/\text{Oe}$ , na vizinhança de um campo de polarização  $H_{pol} = 5,0$  Oe. Dessa forma, percebe-se que a sensibilidade de fase alcançada pelo sistema de otimização foi 1,13 vezes superior à obtida na seção 3.3. Entretanto, ainda assim, a sensibilidade do filme fino avaliado é significativamente inferior à das amostras em forma de fita. Essa baixa sensibilidade pode dever-se às variações na estrutura do filme aqui caracterizado em relação ao filme apresentado em [93], o qual tem um valor de sensibilidade de  $5 \Omega/\text{Oe}$ . Também é perceptível que, conforme esperado [44,126], a adição de um nível CC à corrente de excitação induz uma assimetria nas curvas características das amostras, conforme pode ser observado ao se comparar as Figuras 38 e 39 (sem nível CC) com as figuras Figura 33 e Figura 34 (com nível CC).

### 3.4. Discussão dos resultados obtidos

A Tabela 5 apresenta de forma resumida o conjunto de parâmetros de condicionamento (campo magnético de polarização e nível CC, amplitude e frequência da corrente de excitação) responsáveis pela obtenção das maiores sensibilidades de fase das amostras GMI, cuja caracterização foi descrita nas seções anteriores do presente capítulo.

Tabela 5. Ponto ótimo de operação das amostras GMI testadas.

Amostra	Ponto Ótimo de operação	Faixa linear (Oe)	Sensibilidade (°/Oe)
Amostra 1 $\text{Co}_{70,4}\text{Fe}_{4,6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$	$I_{cc} = 60 \text{ mA}$ $I_{ca} = 15 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ kHz}$ $H_{pol} = 1,2 \text{ Oe}$	1,0 - 1,4	10,74
Amostra 2 $\text{Co}_{70,4}\text{Fe}_{4,6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$	$I_{cc} = 60 \text{ mA}$ $I_{ca} = 15 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ kHz}$ $H_{pol} = 1,1 \text{ Oe}$	0,9 - 1,3	11,14
Amostra 3 $\text{Co}_{70,4}\text{Fe}_{4,6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$	$I_{cc} = 60 \text{ mA}$ $I_{ca} = 15 \text{ mA}$ $f = 100 \text{ kHz}$ $H_{pol} = 1,2 \text{ Oe}$	1,0 - 1,4	11,66
Amostra 4 $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72,75}\text{Si}_{12,25}\text{B}_{13,25}\text{Cr}_{1,75}$	$I_{cc} = 40 \text{ mA}$ $I_{ca} = 30 \text{ mA}$ $f = 700 \text{ kHz}$ $H_{pol} = 0,5 \text{ Oe}$	0,2 - 0,7	8,76
Amostra 5 $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72,75}\text{Si}_{12,25}\text{B}_{13,25}\text{Cr}_{1,75}$	$I_{cc} = 40 \text{ mA}$ $I_{ca} = 30 \text{ mA}$ $f = 700 \text{ kHz}$ $H_{pol} = 0,5 \text{ Oe}$	0,2 - 0,7	8,62
Amostra 6 $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72,75}\text{Si}_{12,25}\text{B}_{13,25}\text{Cr}_{1,75}$	$I_{cc} = 40 \text{ mA}$ $I_{ca} = 30 \text{ mA}$ $f = 700 \text{ kHz}$ $H_{pol} = 0,5 \text{ Oe}$	0,2 - 0,7	10,42
Filme multicamada	$I_{cc} = 17,96 \text{ mA}$ $I_{ca} = 9,2 \text{ mA}$ $f = 3432 \text{ kHz}$ $H_{pol} = 5,0 \text{ Oe}$	4,5 - 5,5	0,26

Observando-se os dados apresentados na Tabela 5 verifica-se que as maiores sensibilidades de fase foram obtidas pelas amostras com composição  $\text{Co}_{70.4}\text{Fe}_{4.6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$ , seguidas pelas de composição  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$  e pelos filmes multicamadas. Em particular, ressalta-se que, dentre todas as amostras avaliadas, a amostra 2 foi a que obteve a maior sensibilidade de fase (14,14 %/Oe). Por outro lado, dentre as amostras de composição  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$ , a maior sensibilidade de fase obtida foi de 8,62 %/Oe, para a amostra 6. Por sua vez, o filme fino multicamada obteve a pior sensibilidade de fase (0,26 %/Oe).

Ademais, conforme indicado na Tabela 5, destaca-se ainda que a faixa linear das amostras de filme fino multicamadas é significativamente superior (aproximadamente o dobro) à apresentada pelas amostras em forma de fita. Entretanto, a sensibilidade das amostras de filme fino multicamada caracterizado nesta Tese foi mais de 30 vezes menor do que a exibida pelas amostras em forma de fita, o que inviabiliza sua aplicação no desenvolvimento de transdutores de alta sensibilidade.

Na implementação de transdutores GMI, além de se buscar a maximização da sensibilidade dos elementos sensores, também é importante que tais elementos possuam baixa histerese e, no caso de configurações gradiométricas, é desejável que as amostras sejam homogêneas. Dessa forma, considerando os resultados de caracterização apresentados ao longo do presente capítulo, optou-se por implementar os transdutores GMI com amostras em forma de fita de composição  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$ , as quais são usadas nos seguintes capítulos como elementos sensores do magnetômetro e gradiômetro GMI desenvolvidos.

Para fins de nomenclatura, ressalta-se que nos próximos Capítulos os elementos sensores aqui denominados Amostras 4, 5 e 6, passarão a ser chamados de amostras A1, A2 e A3, respectivamente.

## 4

### Magnetômetro GMI

Tendo em vista os resultados obtidos por diversos trabalhos anteriores, que indicam que magnetômetros baseados nas características de fase da impedância de sensores GMI possuem desempenho superior àqueles baseados nas características de módulo [79,108,127], no presente trabalho optou-se também pelo emprego de circuitos baseados na leitura de fase. Por sua vez, como o primeiro passo para o desenvolvimento de um sistema gradiométrico é a implementação de um magnetômetro, esta seção apresenta e discute as principais características do magnetômetro GMI desenvolvido.

#### 4.1.

##### Idealização do circuito eletrônico do magnetômetro

A Figura 35 apresenta o diagrama de blocos do circuito idealizado para implementação do magnetômetro, baseado na leitura da fase da impedância [23,61].

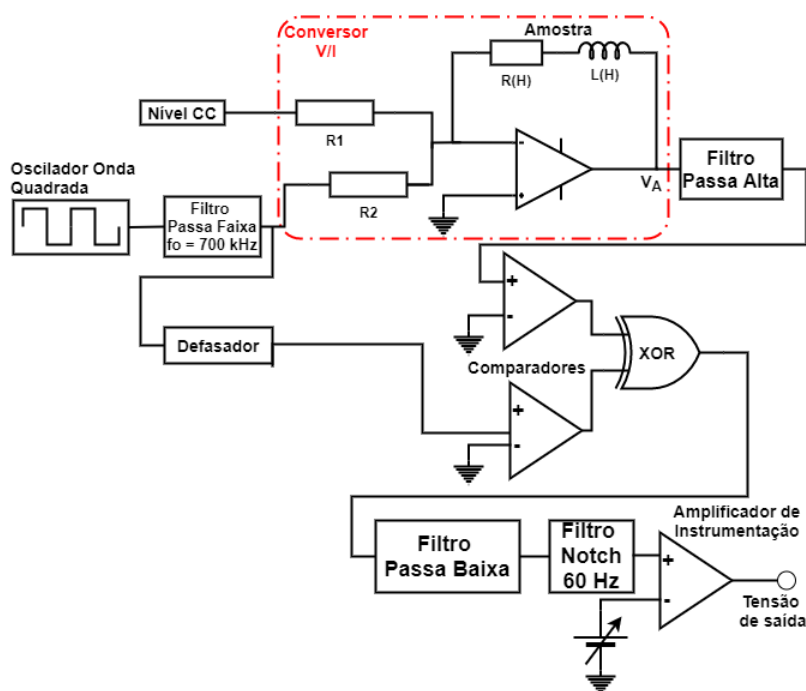


Figura 35. Diagrama de blocos simplificado do circuito eletrônico do magnetômetro GMI.

Conforme indicado na Figura 35, o circuito eletrônico do Magnetômetro GMI possui um oscilador de onda quadrada, com frequência de 700 kHz. Este sinal passa por um filtro passa-faixa ativo, altamente seletivo (oitava ordem), centrado em 700 kHz, o que permite obter na saída do filtro um sinal senoidal de 700 kHz. Por sua vez, esta onda senoidal é conectada à entrada de um conversor de tensão em corrente (conversor V/I) e, após passar por um defasador, também à entrada de um comparador, configurado como detector de nulo. O defasador é ajustado de modo a fazer com que as tensões de entrada dos comparadores estejam 90° defasadas entre si, na situação de equilíbrio, isto é, quando a amostra sensora estiver submetida apenas ao campo  $H_{pol}$ . Note que, de modo geral, o campo total  $H$  sobre a amostra sensora é dado por  $H_{pol} + H_{ext}$ , onde  $H_{pol}$  é o campo magnético de polarização e  $H_{ext}$  é o campo magnético externo.

Além da tensão senoidal, o conversor V/I também recebe em uma de suas entradas um nível CC de tensão, de modo a gerar o nível CC da corrente de condicionamento da amostra sensora. De acordo com os estudos de caracterização efetuados, a fim de se maximizar a sensibilidade de fase da amostra GMI utilizada neste trabalho, verificou-se que a corrente de condicionamento deve ser ajustada para apresentar 40 mA de nível CC, 30 mA de amplitude e 700 kHz de frequência.

Por sua vez, note que, devido à dependência da fase das amostras GMI com o campo magnético externo, na situação de equilíbrio ( $H = H_{pol}$ ), a tensão  $V_A$  na saída do conversor estará defasada  $\theta_{sensA}(H_{pol})$ , em relação ao sinal senoidal presente na saída do filtro passa-faixa. Ademais, em virtude da corrente CC que flui pela amostra sensora, a tensão  $V_A$  terá uma componente CC superposta ao sinal senoidal de 700 kHz. Dessa forma, para adequada operação do comparador configurado como detector de nulo, deve-se remover o nível CC presente em  $V_A$ , antes de efetivamente conectar este sinal à entrada do comparador.

Neste intuito,  $V_A$  passa por um filtro ativo passa-altas (*Butterworth*) de quarta ordem, com 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, ajusta-se o ganho desse filtro na banda de passagem para 10, a fim de se elevar a amplitude, consideravelmente baixa, do sinal senoidal de 700 kHz, presente na saída do conversor V/I.

Na sequência, a saída do filtro passa-altas e do defasador são conectadas às entradas dos comparadores, configurados como detectores de nulo, os quais transformam as ondas senoidais (entradas) em ondas quadradas (saídas), com patamares de tensão compatíveis com os níveis lógicos demandados pelas entradas da porta lógica XOR. Ressalta-se ainda que os sinais de saída dos comparadores possuirão, idealmente, a mesma fase e frequência dos sinais senoidais de entrada.

Dessa forma, na situação de equilíbrio (amostra GMI submetida apenas ao campo magnético de polarização  $H_{pol}$ ) as ondas quadradas, geradas pelos dois comparadores, estarão  $90^\circ$  defasadas entre si. Por outro lado, note que, quando o campo magnético total sobre a amostra GMI for diferente do campo de polarização  $H_{pol}$ , esta defasagem será alterada, ou seja, verifica-se que a defasagem entre estes sinais será função do campo magnético externo ( $H_{ext}$ ) aplicado à amostra sensora GMI.

No estágio seguinte, conforme indicado na Figura 35, as saídas dos comparadores são ligadas às entradas da porta lógica XOR. Consequentemente, a saída do XOR será 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 externo ( $H_{ext}$ ). Em particular, para  $H = H_{pol}$ , a frequência do sinal de saída do XOR será de 1400 kHz, ou seja, o dobro da frequência dos sinais de entrada, e o *duty cycle* será de 50 %, visto que os sinais de entrada do XOR estarão  $90^\circ$  defasados entre si.

Na sequência da cadeia de processamento, a saída do XOR é conectada a um filtro ativo passa-baixas (*Butterworth*) de quarta ordem, ajustado de modo a fazer com que sua saída seja a componente CC do sinal de entrada, a qual é proporcional ao *duty cycle* e, consequentemente, ao campo magnético externo. O filtro projetado foi ajustado de modo a possuir uma frequência de corte de 1 kHz e ganho unitário. Dessa forma, tem-se que sua frequência de corte é consideravelmente inferior à frequência do sinal de entrada, o que faz com que o filtro deixe passar o nível CC deste sinal e atenue significativamente componentes espectrais em 700 kHz e harmônicas superiores. Note que, ao se reduzir a frequência de corte deste filtro, poder-se-ia possibilitar uma atenuação ainda 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 seja capaz de realizar medições de campos magnéticos com frequências de até aproximadamente 1 kHz.

Por sua vez, a saída do filtro passa-baixas é ligada a um filtro *notch*, centrado em 60 Hz, responsável por atenuar a interferência da rede elétrica. Finalmente, a saída do filtro *notch* é amplificada por um amplificador de instrumentação com ganho ajustado para 50 V/V e ajuste de *offset*, a fim de garantir que a saída do circuito seja nula, quando a amostra GMI estiver submetida apenas ao campo de polarização  $H_{pol}$ . Assim, conforme desejado, verifica-se que o circuito aqui descrito possibilita a obtenção de uma tensão de saída proporcional ao campo magnético externo aplicado à amostra sensora GMI.

#### 4.1.1. Simulação do magnetômetro GMI em malha aberta

Magnetômetros GMI em malha aberta já foram implementados e avaliados em estudos anteriores conduzidos no Laboratório de Pesquisa e Desenvolvimento em Eletrônica (LPDE) da PUC-Rio [23,128]. Estes trabalhos foram tomados como ponto de partida para os estudos desta Tese. De modo a estabelecer uma cadeia de comparações adequada entre o desempenho de magnetômetros e gradiômetros GMI, em malha aberta e fechada, os estudos apresentados ao longo da Tese discutem as principais características de cada uma dessas configurações, iniciando pela análise de magnetômetros GMI em malha aberta.

Neste intuito, o sistema completo do magnetômetro GMI em malha aberta foi modelado no Matlab<sup>TM</sup>, utilizando a biblioteca Simscape<sup>TM</sup> do Simulink<sup>TM</sup> para modelagem e simulação de sistemas físicos, a fim de se poder avaliar computacionalmente o desempenho do sistema.

O primeiro passo nesta direção foi modelar eletricamente a amostra GMI, a fim de se poder reproduzir seu comportamento na faixa de operação. Como visto na seção 2.4.2, a impedância  $Z_{sens}(H)$  de um elemento sensor GMI é dada pela



associação série entre uma componente resistiva  $R_{sens}(H)$  e uma componente indutiva  $L_{sens}(H)$ , ambas dependentes do campo magnético  $H$ , de modo que

$$v(t) = R_{sens}(H)i_f(t) + L_{sens}(H)\frac{di_f(t)}{dt}, \quad (26)$$

onde  $v$  corresponde a tensão nos extremos da amostra GMI, e  $i_f$  representa a corrente que flui pela amostra.

Dessa forma, considerando as curvas experimentais de módulo  $|Z_{sens}(H)|$  e fase  $\theta_{sens}(H)$  da impedância da amostra A1 em função do campo magnético  $H$ , apresentadas na seção 3.2.2, para  $i_C = [40 + 30 \cdot \sin(2\pi \cdot 700000 \cdot t)] \text{ mA}$ , obtêm-se os valores das componentes resistiva  $R_{sens}$  e indutiva  $L_{sens}$ , para valores de campo magnético dentro da faixa de operação (0,3 Oe até 0,7 Oe), conforme apresentado na Tabela 6.

Tabela 6. Valores de  $R_{sens}$  e  $L_{sens}$  na faixa de operação (0,3 Oe até 0,7 Oe).

<b>Campo magnético (Oe)</b>	<b><math>R_{sens}</math> (<math>\Omega</math>)</b>	<b><math>L_{sens}</math> (H)</b>
0,3	2,52	$4,03 \cdot 10^{-7}$
0,4	2,54	$4,19 \cdot 10^{-7}$
0,5	2,56	$4,36 \cdot 10^{-7}$
0,6	2,57	$4,52 \cdot 10^{-7}$
0,7	2,56	$4,64 \cdot 10^{-7}$

Nos estudos aqui apresentados, admite-se  $H_{pol} = 0,5 \text{ Oe}$ , visto que este é o ponto médio da faixa de operação. Por sua vez,  $H_{ext}$  representa variações no campo total sobre a amostra em torno de  $H_{pol}$ . Os dados apresentados na Tabela 3 foram utilizados para implementação do modelo elétrico da amostra GMI utilizado na simulação, por meio do emprego do componente *PS Lookup Table* do *Simscape*, que permite introduzir valores discretos de grandezas relacionadas e fazer interpolação linear entre estes, para determinação de valores intermediários. A Figura 39 apresenta o módulo implementado para representação da amostra GMI no *Simscape*, onde o campo aplicado  $H_{ext}$  indica variações em torno de  $H_{pol}$ .

Por sua vez, o campo  $H_{ext}$  faz variar as componentes  $R_{sens}$  e  $L_{sens}$ , e consequentemente, de acordo com a equação (26), a tensão sobre os terminais da amostra sensora, indicados pelos símbolos + e – na Figura 36.

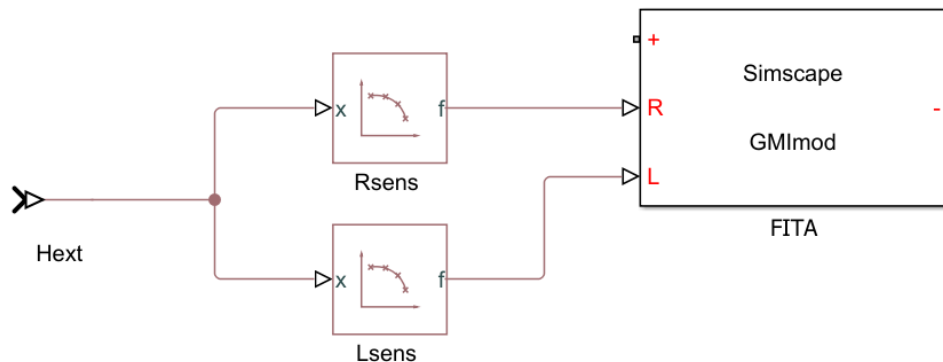


Figura 36. Estágio implementado para modelar a tensão sobre os terminais da amostra GMI em função do campo  $H_{ext}$ , para simulação no *Simscape*.

A biblioteca *Simscape* possui entre seus componentes elementos para simulação de sistemas elétricos e eletrônicos, permitindo a simulação do circuito eletrônico do magnetômetro GMI, representado na Figura 35. Dessa forma, o modelo do sensor GMI, apresentado na Figura 36, foi adicionado ao circuito eletrônico de transdução do magnetômetro, de modo a representar o comportamento da amostra sensora, a fim de se poder simular o comportamento do sistema completo.

A Figura 37 representa o sistema implementado no *Simscape*, para fins de simulação. O bloco FPA corresponde ao filtro ativo passa-altas (*Butterworth*) de quarta ordem, que tem a função de eliminar o nível CC da tensão de saída do conversor V/I, conforme mencionado na seção 4.1. Por sua vez, o bloco FPB representa o filtro ativo passa-baixas (*Butterworth*) de quarta ordem, que deve produzir em sua saída uma tensão correspondente à componente CC da onda quadrada de 1400 kHz que recebe em sua entrada, advinda do terminal de saída da porta XOR. Conforme descrito na seção 4.1, este filtro possui frequência de corte de 1 kHz e ganho unitário. Ademais, o nível CC da corrente de excitação da amostra GMI ( $i_C$ ) é ajustado pela combinação de  $V_{CDf}$  e  $R_3$ , enquanto que a amplitude desta corrente é definida por  $V_{CAf}$  e  $R_4$ . Estes parâmetros são ajustados de modo a se obter  $i_C = [ 40 + 30.\text{sen}(2\pi.700000.t) ] \text{ mA}$ , a qual corresponde ao

ponto ótimo de operação da amostra aqui avaliada. Ressalta-se ainda que o bloco INA representa o amplificador de instrumentação utilizado, ajustado de modo a fornecer um ganho de 50 V/V.

A tensão  $V_{offset}$  conectada à entrada inversora do amplificador de instrumentação é ajustada de modo se fazer com que a tensão de saída do magnetômetro ( $V_{out}$ ) seja nula, quando a amostra GMI estiver submetida apenas ao campo de polarização  $H_{pol} = 0,5$  Oe, ou seja, quando o valor do campo externo  $H_{ext}$  for zero. A saída do sistema nesta situação é apresentada na Figura 38, indicando que o sistema leva aproximadamente 3 ms para entrar em regime permanente.

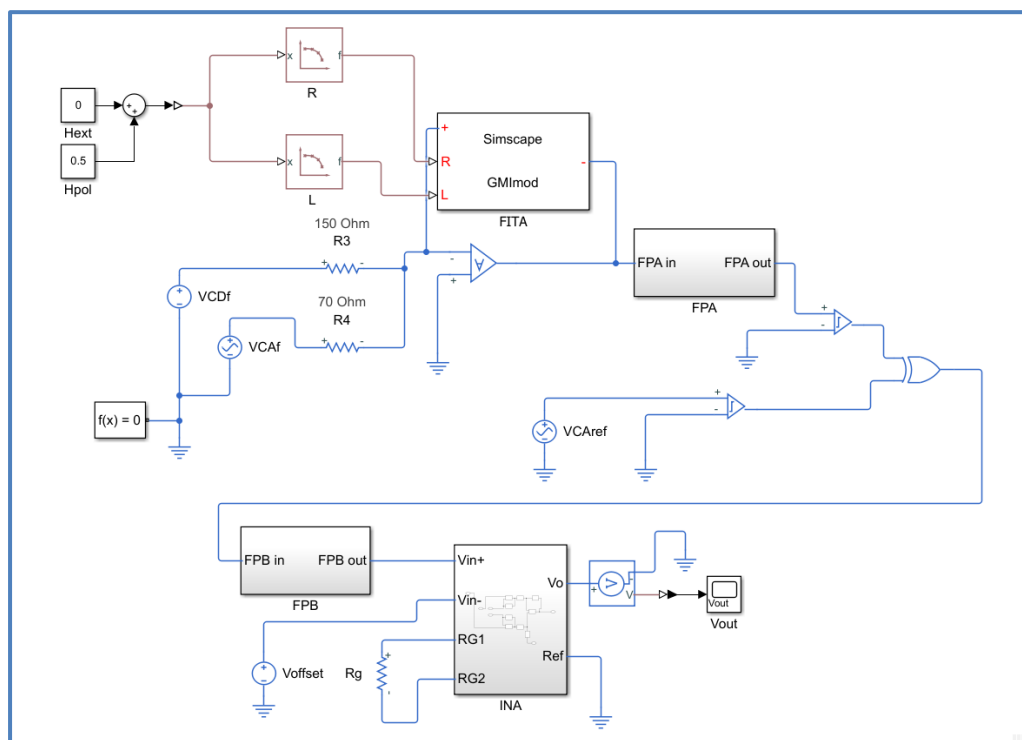


Figura 37. Diagrama para simulação do magnetômetro GMI em malha aberta, onde FPA corresponde ao filtro passa-altas (Butterworth) de quarta ordem com ganho de 10 V/V e FPB ao filtro passa-baixas (Butterworth) de quarta ordem com ganho unitário.

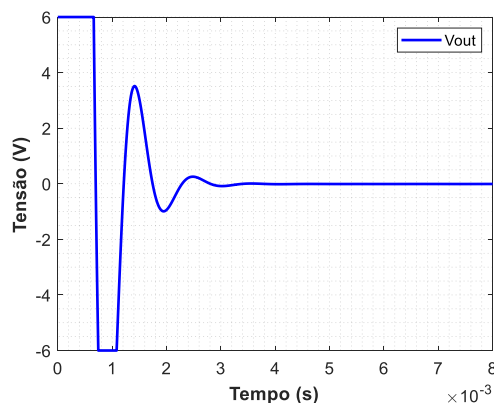


Figura 38. Saída do magnetômetro GMI em malha aberta, quando o campo magnético externo é nulo.

Em seguida, no intuito de verificar como o magnetômetro, em malha aberta, responde a variações do campo magnético, foi realizada uma análise computacional do comportamento da tensão de saída do sistema, admitindo que o elemento sensor é submetido a um campo magnético variando entre os limites da faixa de operação (0,3 Oe até 0,7 Oe), em passos de 0,1 Oe. Dessa forma, considerando o campo de polarização  $H_{pol}$  igual a 0,5 Oe, tem-se que o campo externo  $H_{ext}$  irá variar entre -0,2 Oe e +0,2 Oe.

A resposta do magnetômetro em função de  $H_{ext}$  é apresentada na Figura 39. Percebe-se que, conforme esperado, a tensão de saída do magnetômetro responde de forma satisfatoriamente proporcional às variações do campo magnético externo.

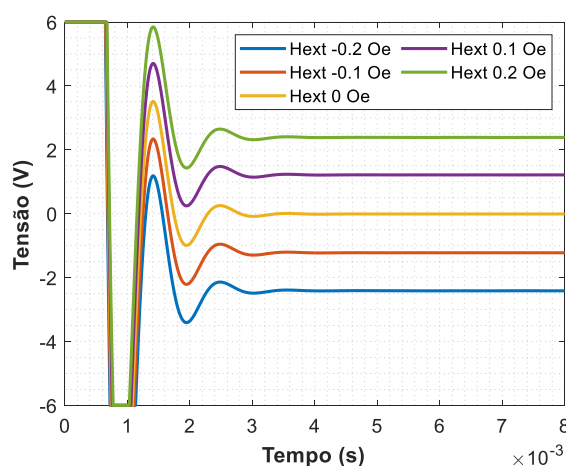


Figura 39. Resposta da tensão de saída do magnetômetro em malha aberta, para  $-0.2 \text{ Oe} \leq H_{ext} \leq 0.2 \text{ Oe}$ .

Os valores em regime permanente das tensões de saída do magnetômetro GMI, obtidos por inspeção dos resultados computacionais indicados na Figura 39, são apresentados de forma compacta na Tabela 7, para cada valor de  $H_{ext}$  avaliado.

Tabela 7. Dados da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha aberta em função de  $H_{ext}$ , obtidos por meio das simulações apresentadas na Figura 41.

$H_{ext}$ (Oe)	$V_{out}$ (V)
<b>-0,2</b>	-2,41
<b>-0,1</b>	-1,22
<b>0,0</b>	0,06
<b>0,1</b>	1,22
<b>0,2</b>	2,39

Utilizando-se os resultados simulados explicitados na Tabela 4, traçou-se o gráfico da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha aberta em função do campo magnético  $H$ . Lembre-se que:  $H = H_{pol} + H_{ext}$ . A Figura 40 apresenta este gráfico, bem como a respectiva reta de ajuste com  $R^2=1$ , cuja expressão é explicitada por meio da equação (27).

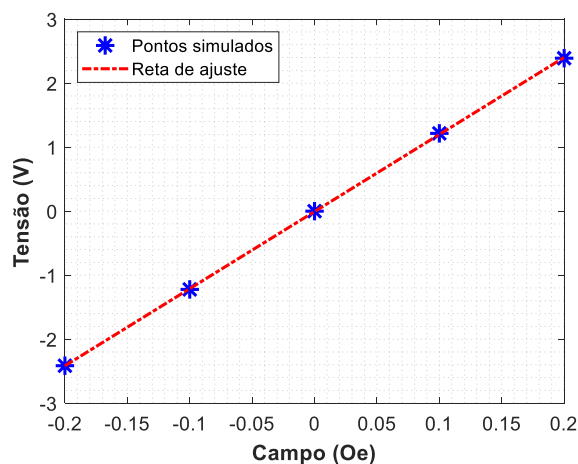


Figura 40. Curva de ajuste e pontos simulados do magnetômetro GMI em malha aberta.

$$V_{out} = 12,047.H_{ext} - 0,0063 \quad (27)$$

Observando-se a Figura 40, verifica-se a resposta do magnetômetro é satisfatoriamente linear dentro da faixa de operação, conforme esperado.

Ademais, por meio da equação (27), se conclui que a sensibilidade média do magnetômetro em malha aberta é de 12,05 V/Oe.

#### 4.1.2.

#### Simulação do magnetômetro GMI em malha fechada

Após a avaliação do funcionamento do modelo do magnetômetro em malha aberta, passa-se à implementação e avaliação do seu comportamento em malha fechada. Para tal fim, adiciona-se ao circuito original do magnetômetro em malha aberta um módulo de controle, que atuará no intuito de manter o campo resultante  $H$  sobre a amostra sensora sempre igual a 0,5 Oe, que é o campo de polarização, independentemente do valor de  $H_{ext}$ .

O campo de polarização da amostra  $H_{pol}$  é gerado por meio de um enrolamento solenoidal, no qual a amostra é inserida, excitado por uma dada corrente. Dessa forma, nota-se que se  $H_{ext}$  aumentar, o circuito de controle deverá atuar no intuito de reduzir a corrente de excitação do solenoide, ao passo que se  $H_{ext}$  diminuir, o circuito de controle atuará de modo a aumentar esta corrente. Consequentemente, percebe-se que a corrente de excitação do solenoide estará diretamente relacionada ao campo magnético externo  $H_{ext}$ .

Dessa forma, ao contrário do circuito em malha aberta discutido na seção 4.1.1, onde excitava-se o solenoide com uma corrente constante e independente de  $H_{ext}$ , aqui o módulo de controle utilizado para operar o magnetômetro em malha fechada deve ser capaz de controlar adequadamente a corrente de excitação do solenoide, de modo a garantir que o campo resultante sobre a amostra sensora seja sempre 0,5 Oe.

O solenoide utilizado possui 48 espiras e 44 mm de comprimento, sendo que o campo magnético gerado em seu interior, na vizinhança de sua região central, pode ser expresso por

$$H_{SOL}[Oe] = \frac{10^4 \mu_0 N I_{sol}}{l} , \quad (28)$$

onde  $I_{sol}$  é a corrente de excitação do solenoide,  $l$  o comprimento,  $N$  a quantidade de espiras, e  $\mu_0$  a permeabilidade magnética do ar (aproximadamente  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m).

A amostra GMI inserida no interior do solenoide possui 30 mm de comprimento e é alinhada ao longo do eixo central do solenoide, sendo posicionada simetricamente em relação ao centro do solenoide. Assim, sabendo que o solenoide possui 44 mm de comprimento, é razoável considerar que o campo magnético de polarização gerado pelo solenoide seja uniformemente distribuído ao longo do comprimento da amostra.

A fim de se poder controlar o campo do solenoide, foi implementado um conversor V/I, conforme apresentado na Figura 41. O ganho dentro do bloco do solenoide na Figura 41 representa o fator de conversão  $I_{sol}/H_{sol}$  depois de substituir as grandezas da equação 28 pelos valores do solenoide usado. Por sua vez, o transistor junto com o amplificador operacional funciona como a fonte de corrente que permite gerar a corrente  $I_{controle}$ . Entretanto o diodo garante o fluxo da corrente  $I_0$  a ser somada com  $I_{controle}$ . Finalmente os blocos de tensão e corrente permitem o acople dos sinais físicos do Simscape com os sinais próprios do Simulink.

De acordo com a equação (28), tem-se que o solenoide gera um campo magnético que é função da corrente  $I_{sol}$ , a qual, por sua vez, é formada pela soma de duas outras correntes:  $I_0$  e  $I_{controle}$ . A corrente  $I_0$  é uma corrente CC fixa, igual a 15 mA. Por outro lado, a corrente  $I_{controle}$  varia de modo a forçar o campo magnético resultante sobre a amostra sensora a continuar igual a 0,5 Oe, mesmo quando  $H_{ext}$  deixa de ser nulo.

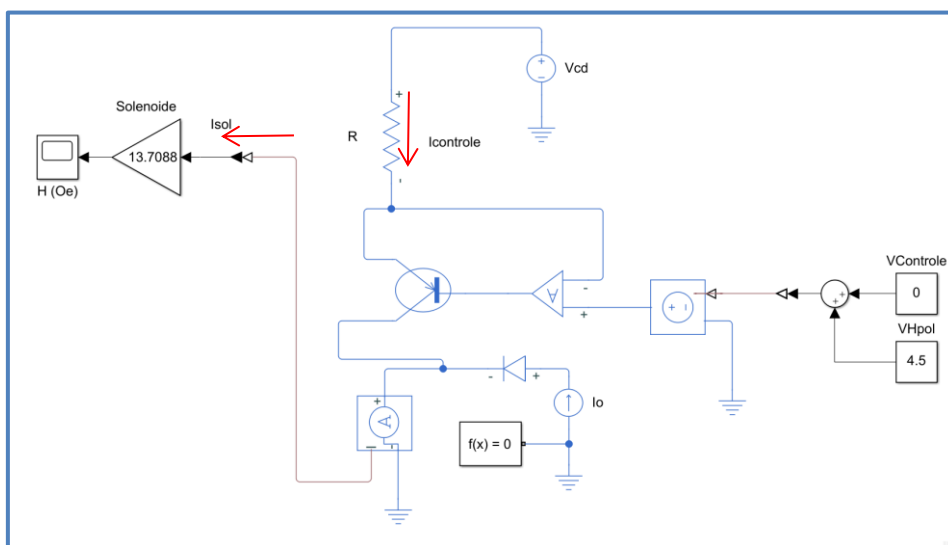


Figura 41. Conversor tensão-corrente para controle do campo magnético gerado pelo solenoide.

Utilizando-se a equação (28) e considerando-se as características do solenoide utilizado nesta Tese, verifica-se que a corrente  $I_{sol}$  deve poder variar, pelo menos, entre aproximadamente 22 mA e 51 mA, a fim de se permitir que o campo magnético gerado pelo solenoide possa excursionar entre os limites da faixa de operação (0,3 Oe até 0,7 Oe). Ademais, para o campo magnético de polarização (0,5 Oe), tem-se  $I_{sol} = 36,5$  mA.

Observando-se a Figura 41, percebe-se que  $I_{controle}$  pode ser expressa como

$$I_{controle} = \frac{V_{cd} - V_{Hpol} - V_{controle}}{R}, \quad (29)$$

onde  $V_{cd}$ ,  $V_{Hpol}$ ,  $V_{controle}$  e  $R$  são indicados na Figura 41. Por sua vez, o sinal  $V_{controle}$  varia na faixa de -3 V até +3 V, sendo que, quando  $V_{controle} = 0$ , deve-se fazer com que o solenoide gere o campo de polarização. Sabendo-se que a corrente  $I_0$  é uma corrente CC fixa, igual a 15 mA, verifica-se que, quando  $V_{controle} = 0$ , deve-se ter  $I_{controle} = 21,5$  mA. O circuito implementado utiliza  $V_{cd} = 8$  V e  $R = 162 \Omega$ , conseqüentemente, de acordo com a equação (29), percebe-se que a tensão  $V_{Hpol}$  deve ser fixada em 4,5 V, de modo a garantir que o campo magnético gerado pelo solenoide seja 0,5 Oe nesta situação, conforme indicado na Figura 41. Ademais, note que para  $V_{controle} = +3$  V tem-se  $I_{controle} = 3,1$  mA, fazendo com que  $I_{sol}$  seja igual a 18,1 mA, e conseqüentemente que o campo gerado pelo solenoide seja de 0,25 Oe. Por outro lado, note que para  $V_{controle} = -3$  V tem-se  $I_{controle} = 40,1$  mA, fazendo com que  $I_{sol}$  seja igual a 55,1 mA, e conseqüentemente que o campo gerado pelo solenoide seja de 0,75 Oe. Dessa forma, conforme recomendável, verifica-se que o sinal de controle possibilita que o solenoide gere uma faixa de campos ligeiramente superior aos limites estabelecidos para a faixa de operação do magnetômetro (0,3 Oe a 0,7 Oe).

A Figura 42 apresenta o comportamento simulado para o campo magnético gerado pelo solenoide, admitindo  $I_0 = 15$  mA,  $V_{cd} = 8$  V,  $R = 162 \Omega$ ,  $V_{Hpol} = 4,5$  V e variando  $V_{controle}$  na faixa de -3 V até +3 V. Dessa forma, conforme esperado, nota-se uma dependência linear entre o campo gerado pelo solenoide e a tensão de controle  $V_{controle}$ , bem como, percebe-se que o circuito projetado consegue efetivamente fazer com que o solenoide gere campos na faixa de operação da amostra GMI.



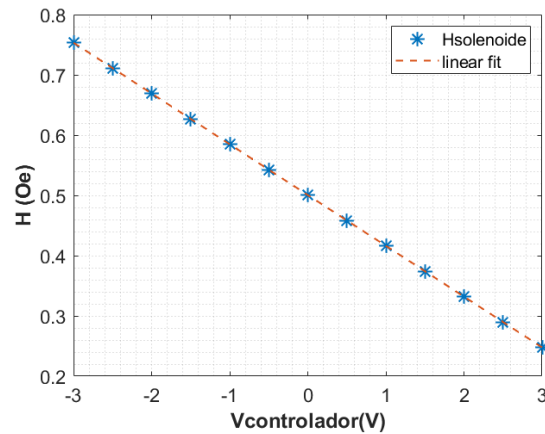


Figura 42. Campo magnético gerado pelo solenoide, conectado ao conversor V/I projetado, para  $I_0 = 15 \text{ mA}$ ,  $V_{cd} = 8 \text{ V}$ ,  $R = 162 \Omega$ ,  $V_{Hpol} = 4,5 \text{ V}$  e  $V_{controle}$  variando na faixa  $-3 \text{ V}$  até  $+3 \text{ V}$ .

Na sequência, a Figura 43 apresenta o modelo completo do magnetômetro GMI em malha fechada, implementado utilizando o Simscape e o Simulink, para o controle do campo no solenoide. Observa-se que este modelo é composto pelo circuito do magnetômetro em malha aberta (Figura 37) acoplado ao circuito apresentado na Figura 41 e demais blocos que são detalhados a seguir, utilizados para fechar a malha.

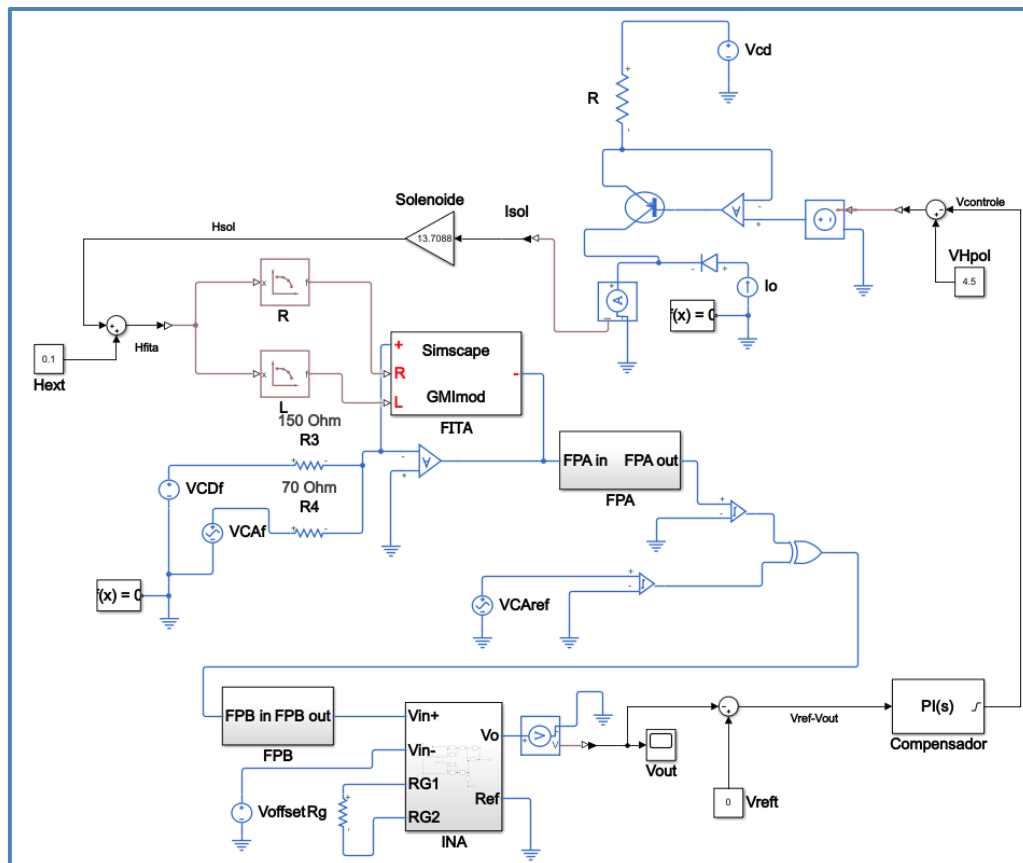


Figura 43. Magnetômetro GMI em malha fechada, com controlador PI.

Na Figura 43, o bloco PI(s) representa o compensador, implementado como um controle proporcional-integral, com ganho integral de 1920 e proporcional 0,3. Os ganhos do controlador PI foram definidos por meio do método de Ziegler–Nichols [129] e ajustados visando obter uma resposta rápida e estável. Por sua vez, tem-se que a tensão de saída do magnetômetro  $V_{out}$  é nula, quando a amostra sensora está submetida apenas a um campo resultante total de 0,5 Oe ( $H_{ext} = 0$ ), e tende a variar na presença de um  $H_{ext}$  diferente de zero. O bloco PI(s) recebe como entrada a tensão de saída do magnetômetro  $V_{out}$  e gera em sua saída a tensão de compensação  $V_{controle}$ , necessária para manter a saída do magnetômetro  $V_{out}$  nula para um dado  $H_{ext}$ .

Por sua vez, o bloco do solenoide recebe a corrente  $I_{sol}$ , que varia com a tensão de compensação  $V_{controle}$ , e a converte no campo magnético aplicado à amostra GMI. Note que, de acordo com a equação (28), para o solenoide utilizado, a constante de conversão de corrente para campo magnético é de aproximadamente 13,7 Oe/A, conforme indicado na Figura 41. Além do campo gerado pelo solenoide, a amostra GMI também é submetida ao campo magnético externo  $H_{ext}$ , que provoca alterações na impedância da amostra. Dessa forma, tem-se que a tensão de compensação  $V_{controle}$  varia em função de  $H_{ext}$ , objetivando permitir que o solenoide forneça o campo magnético necessário para contrabalancear o campo magnético externo, mantendo o campo resultante sobre a amostra fixo em 0,5 Oe e, conseqüentemente, a saída  $V_{out}$  do magnetômetro nula.

De acordo com o apresentado na secção de caracterização, em termos de  $H_{ext}$ , a faixa de operação do sensor GMI vai de -0,2 Oe até 0,2 Oe. Dessa forma, para avaliar a resposta do sistema em malha fechada, submeteu-se o sensor GMI, originalmente polarizado com um campo de 0,5 Oe, a perturbações provocadas por um campo externo  $H_{ext}$  em forma de degrau, com amplitude de 0,1 Oe. A Figura 44 permite que se observe a variação do campo magnético gerado pelo solenoide  $H_{sol}$  em função do campo magnético externo aplicado  $H_{ext}$ .

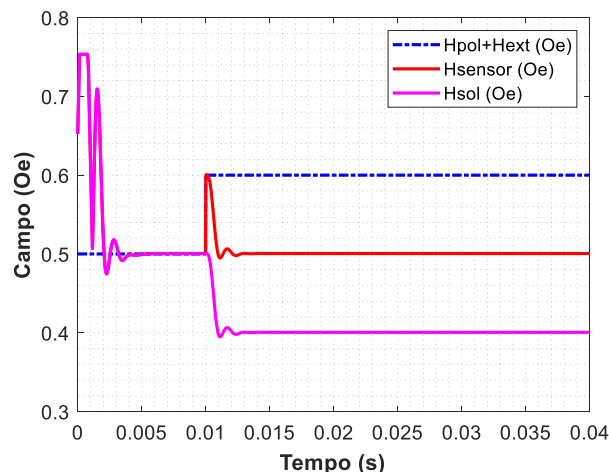


Figura 44. Resposta do campo gerado pelo solenoide ante a presença de um campo externo de 0,1 Oe.

Observando-se a Figura 44, percebe-se que até 0,01 segundos o campo sobre o sensor GMI ( $H_{sensor}$ ) é igual ao campo de polarização, de 0,5 Oe. Em seguida, quando o campo externo  $H_{ext}$  aumenta 0,1 Oe, nota-se que o campo do solenoide  $H_{sol}$  é reduzido pelo circuito compensador, que atua a fim de manter o campo magnético sobre a amostra GMI fixo em 0,5 Oe, compensando a perturbação provocada pela variação de  $H_{ext}$ . Desse modo, nota-se que o circuito se comporta conforme esperado, sempre buscando manter o valor do campo sobre a amostra fixo em 0,5 Oe.

Por sua vez, a Figura 45 apresenta o comportamento da tensão de controle  $V_{controle}$  (saída do compensador) e da tensão de saída do magnetômetro  $V_{out}$  (entrada do compensador) nesta mesma situação, ou seja, para uma variação de 0,1 Oe do campo  $H_{ext}$ , em 0,01 s.

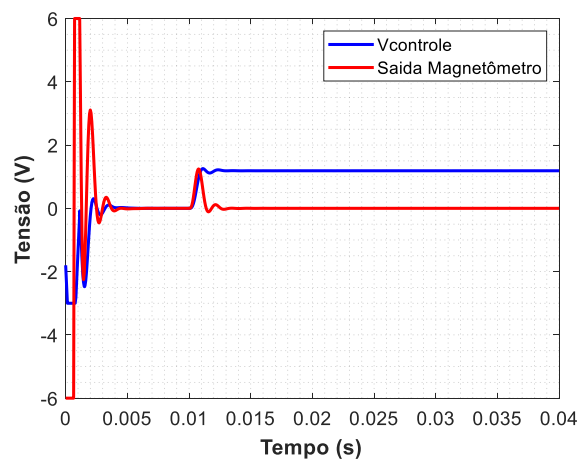


Figura 45. Tensão de saída do magnetômetro e tensão de saída do compensador PI, para uma variação de 0,1 Oe no campo magnético externo.

Os resultados explicitados na Figura 45 indicam que, após o incremento de 0,1 Oe no campo magnético externo, conforme esperado, a tensão de saída do compensador  $V_{controle}$  aumenta, de modo a se reduzir a corrente total que flui pelo solenoide e, conseqüentemente, o campo  $H_{sol}$ . Dessa forma, após um transitório inicial, o campo total sobre a amostra sensora retornará para 0,5 Oe e a tensão de saída do magnetômetro  $V_{out}$  retorna para zero, conforme pode ser observado na Figura 45. Dessa forma, percebe-se que a tensão de saída do compensador pode ser utilizada como variável diretamente relacionada ao campo magnético externo aplicado à amostra GMI.

Para uma melhor compreensão do funcionamento do sistema de malha fechada, a Figura 46 apresenta o comportamento da tensão de compensação  $V_{controle}$  gerada, ao se submeter o sensor GMI a degraus de campo magnético externo  $H_{ext}$ , na faixa de -0,2 Oe até +0,2 Oe, em passos de 0,1 Oe.

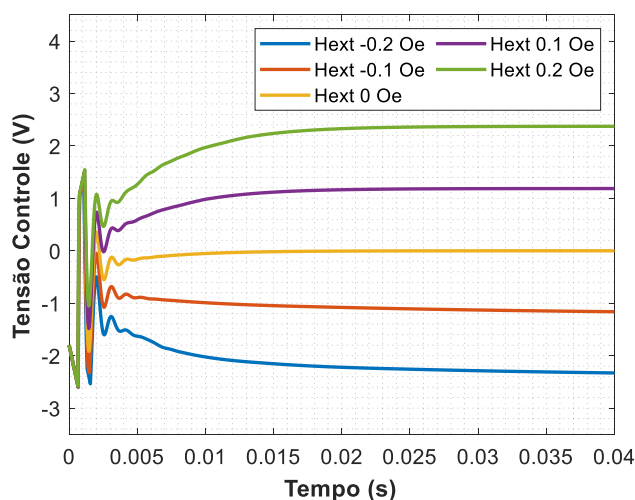


Figura 46. Tensão de saída do compensador, para campos magnéticos externos variando de -0,2 Oe até +0,2 Oe.

Por meio dos resultados mostrados na Figura 46, nota-se que o sistema responde de forma satisfatoriamente proporcional ao campo aplicado. Também, percebe-se que o sistema de malha fechada leva aproximadamente 15 milissegundos para efetivamente entrar em regime permanente, devido ao tempo de reação do compensador, que faz com que o sistema de malha fechada seja consideravelmente mais lento do que o sistema em malha aberta, conforme pode

ser inferido pela comparação dos resultados aqui obtidos com aqueles explicitados na seção 4.1.1.

Com base nos resultados explicitados na Figura 46, a Tabela 8 apresenta de forma compacta as tensões em regime permanente presentes na saída do compensador, para cada valor de  $H_{ext}$  analisado.

**Tabela 8.** Dados da tensão de saída do compensador em função de  $H_{ext}$ , obtidos por meio das simulações apresentadas na Figura 50.

$H_{ext}$ (Oe)	$V_{Controle}$ (V)
-0,2	-2,32
-0,1	-1,15
0,0	0,03
0,1	1,18
0,2	2,37

Utilizando-se os resultados simulados explicitados na Tabela 8, traçou-se o gráfico da tensão de saída do compensador  $V_{controle}$  em função do campo magnético externo  $H_{ext}$ . A Figura 47 apresenta este gráfico, bem como a respectiva reta de ajuste, cuja expressão é explicitada por meio da equação (30). Percebe-se que a resposta é satisfatoriamente linear.

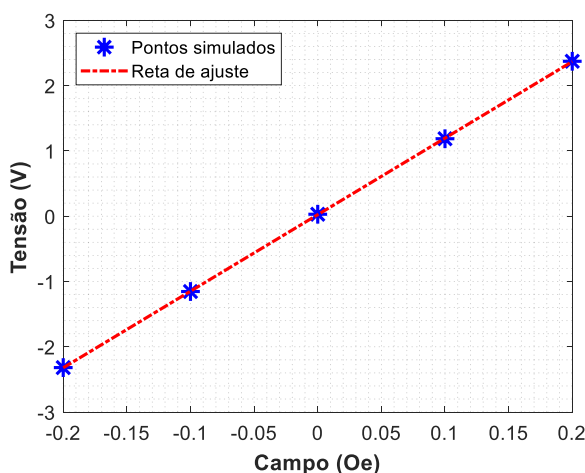


Figura 47. Curva da tensão de saída do compensador em função do campo magnético externo, para o magnetômetro GMI em malha fechada.

$$V_{Controle} = 11,72 H_{ext} + 0,023 \quad (30)$$

Por meio da equação (30), percebe-se que, conforme esperado, quando o campo externo é nulo, a tensão de compensação também é nula, indicando que nessa situação o solenoide só gera o campo de polarização da amostra GMI (0,5 Oe). Por sua vez, também se conclui que a sensibilidade média do magnetômetro em malha fechada é de 11,72 V/Oe.

As simulações realizadas em *simscope/simulink* evidenciam a viabilidade da operação do circuito em malha fechada. Dessa forma, partindo da topologia aqui projetada e considerando os resultados das simulações aqui apresentados, deu-se prosseguimento a cadeia de desenvolvimento, avançando para a etapa de montagem do circuito, conforme descrito em detalhes na seção 4.2.

## 4.2.

### Montagem prática do circuito eletrônico do magnetômetro

Esta subseção apresenta os aspectos mais relevantes inerentes à implementação dos principais módulos do magnetômetro GMI aqui desenvolvido.

O *Módulo de alimentação* projetado, apresentado na Figura 48, possibilita a alimentação do circuito do magnetômetro GMI por meio de baterias de 11,2 V, permitindo que o mesmo opere desconectado da rede elétrica, ou por fontes de bancada de alta precisão e baixo ruído.

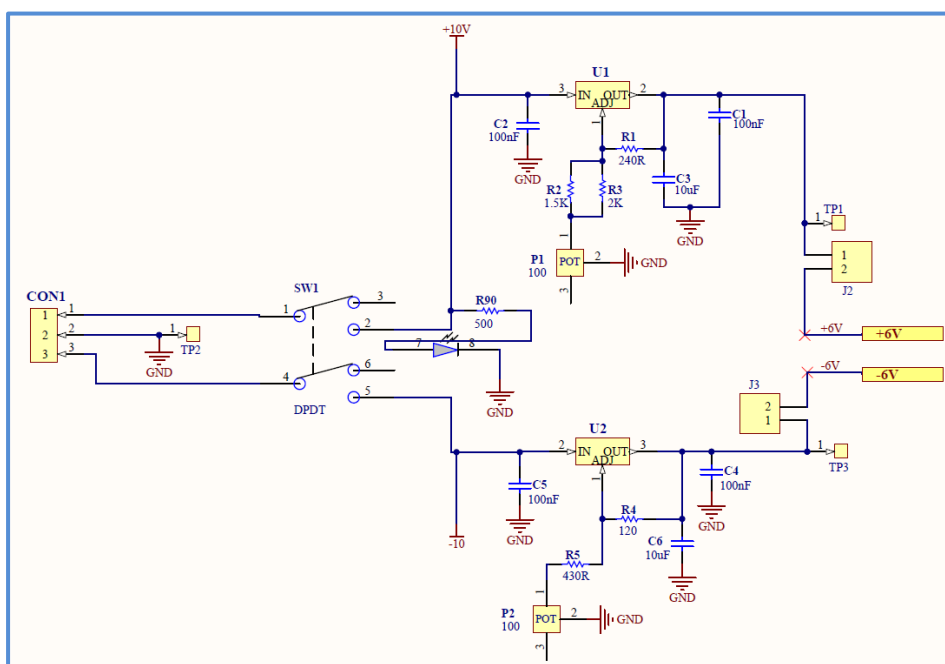


Figura 48. Módulo de alimentação do circuito do magnetômetro GMI.

O *Módulo de alimentação* foi implementado de acordo com as indicações apresentadas em [61], adicionando-se apenas o interruptor *SW1*, indicado na Figura 48, visando facilitar o processo de ligar e desligar o circuito durante os testes no laboratório.

Na sequência, a Figura 49 apresenta o *módulo do oscilador*, que possui o regulador de tensão *U22* configurado para fornecer uma tensão de saída de 3,3 V, utilizada para alimentar o oscilador de onda quadrada *U23*, 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 700 kHz, visto que, conforme mencionado anteriormente, deseja-se excitar as amostras GMI com esta frequência. Em particular, configurando-se *U23* da forma indicada na Figura 49, faz-se com que sua saída seja uma onda quadrada de tensão, com: 700 kHz de frequência, *duty cycle* de 50%, nível alto de 3,3 V e nível baixo de 0 V.

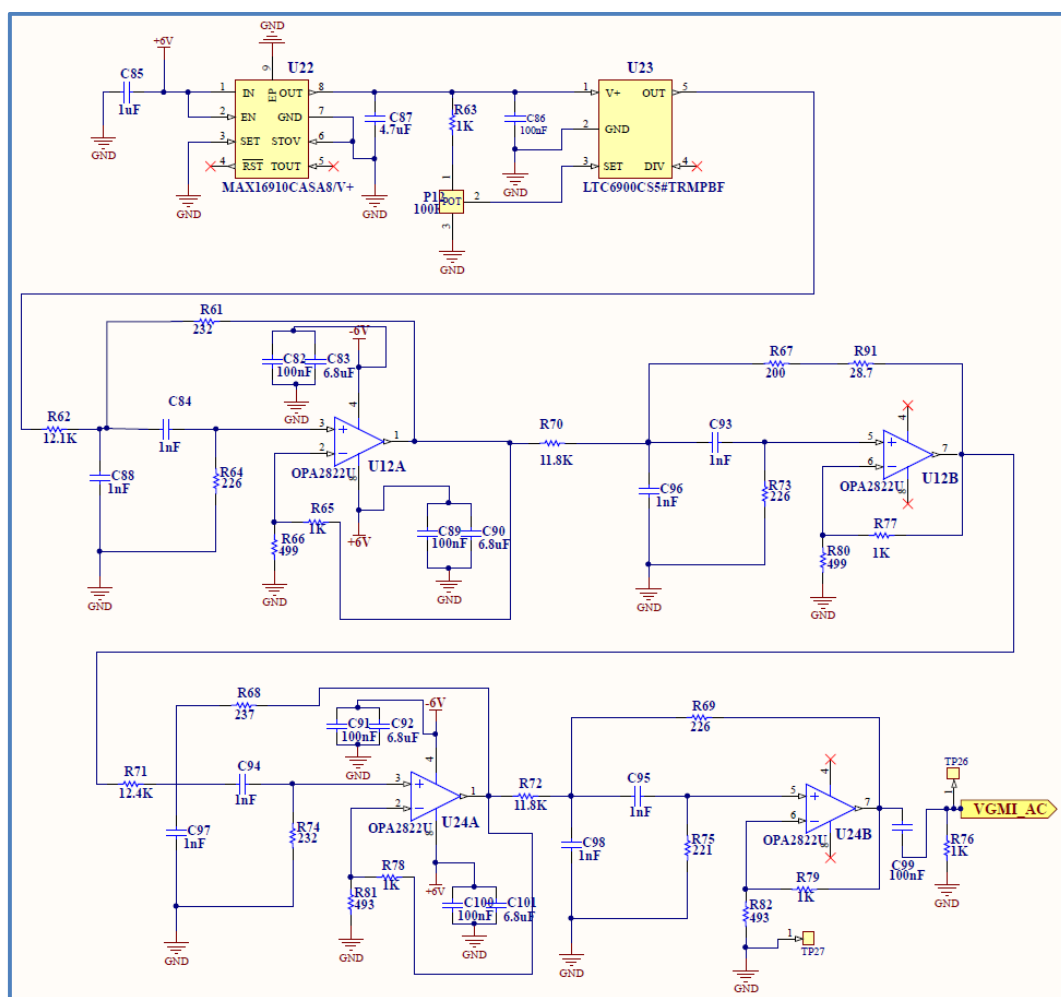


Figura 49. Módulo oscilador do circuito do magnetômetro GMI.

A tensão de saída do oscilador passa por um filtro passa-faixa de oitava ordem, implementado pelos amplificadores operacionais duplos  $U12$  e  $U24$ . Este filtro é centrado em 700 kHz e possui ganho unitário em sua banda de passagem, projetada para se estender de 680 kHz a 720kHz. Dessa forma, faz-se com que a onda quadrada, presente na saída de  $U23$ , seja transformada em uma onda senoidal com frequência de oscilação de 700 kHz, pois idealmente o filtro deixará passar apenas a componente fundamental da onda quadrada de entrada. Idealmente, o sinal de tensão senoidal na saída do filtro passa-faixa,  $VGMI\_AC$ , será dado por

$$V_{GMI\_AC} = \frac{2 \cdot 3,3}{\pi} \text{sen}(2\pi f_{osc} t) = 2,1 \text{sen}(2\pi f_{osc} t) \quad (31)$$

Na sequência, o próximo estágio de processamento é apresentado na Figura 50, que ilustra o *Módulo de excitação e filtragem passa-altas* do circuito eletrônico do magnetômetro GMI.

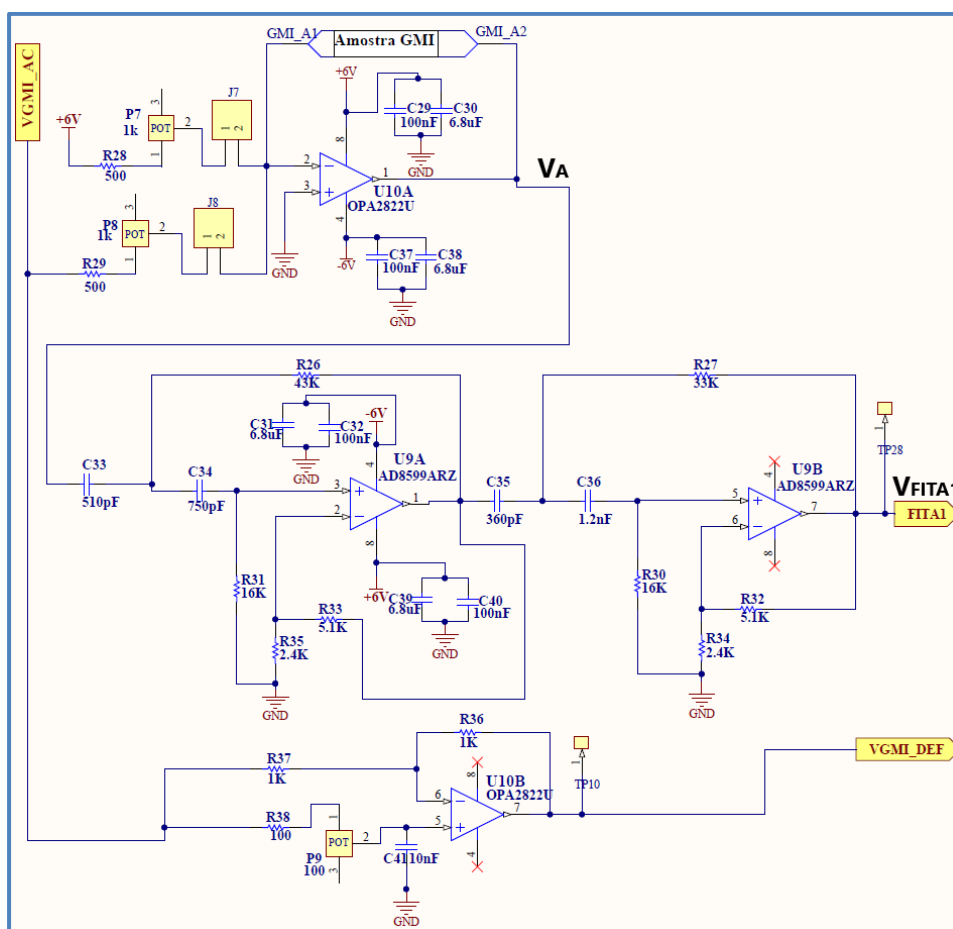


Figura 50. Módulo de excitação da amostra GMI e filtragem passa-altas.



Na Figura 50, observa-se que um dos estágios do amplificador operacional duplo *U10* é utilizado para implementar o conversor V/I, empregado para gerar a corrente de excitação da amostra *GMI*. Por sua vez, a associação série da resistência *R28* com o potenciômetro *P7* permite que se realize o ajuste fino da componente CC (40 mA) desta corrente, enquanto que a amplitude da componente CA (30 mA) é ajustada por meio da resistência equivalente formada pela associação série de *R29* com *P8*. Por outro lado, o segundo estágio de *U10* implementa o defasador, que recebe o sinal de tensão *V<sub>GMI\_AC</sub>* e fornece em sua saída o mesmo sinal só que defasado, denominado *V<sub>GMI\_DEF</sub>*. Note que, assim como comentado na seção 4.1, este defasador é ajustado de modo a garantir que os sinais de entrada dos comparadores *U13* e *U16* (vide

Figura 51) estejam 90° defasados entre si, na situação de equilíbrio ( $H_{\text{ext}} = 0$ ).

Por sua vez, o amplificador operacional duplo *U9* é utilizado para implementar o filtro ativo passa-altas, de quarta ordem, com frequência de corte em 10 kHz e ganho de 10 V/V na banda de passagem. O filtro é empregado a fim de amplificar o sinal senoidal de interesse, com frequência de 700 kHz, e eliminar o nível CC presente na tensão de saída do conversor V/I (*V<sub>A</sub>*).

Em seguida, chega-se ao *Módulo detector de fase* do circuito eletrônico do magnetômetro GMI, apresentado na

Figura 51.

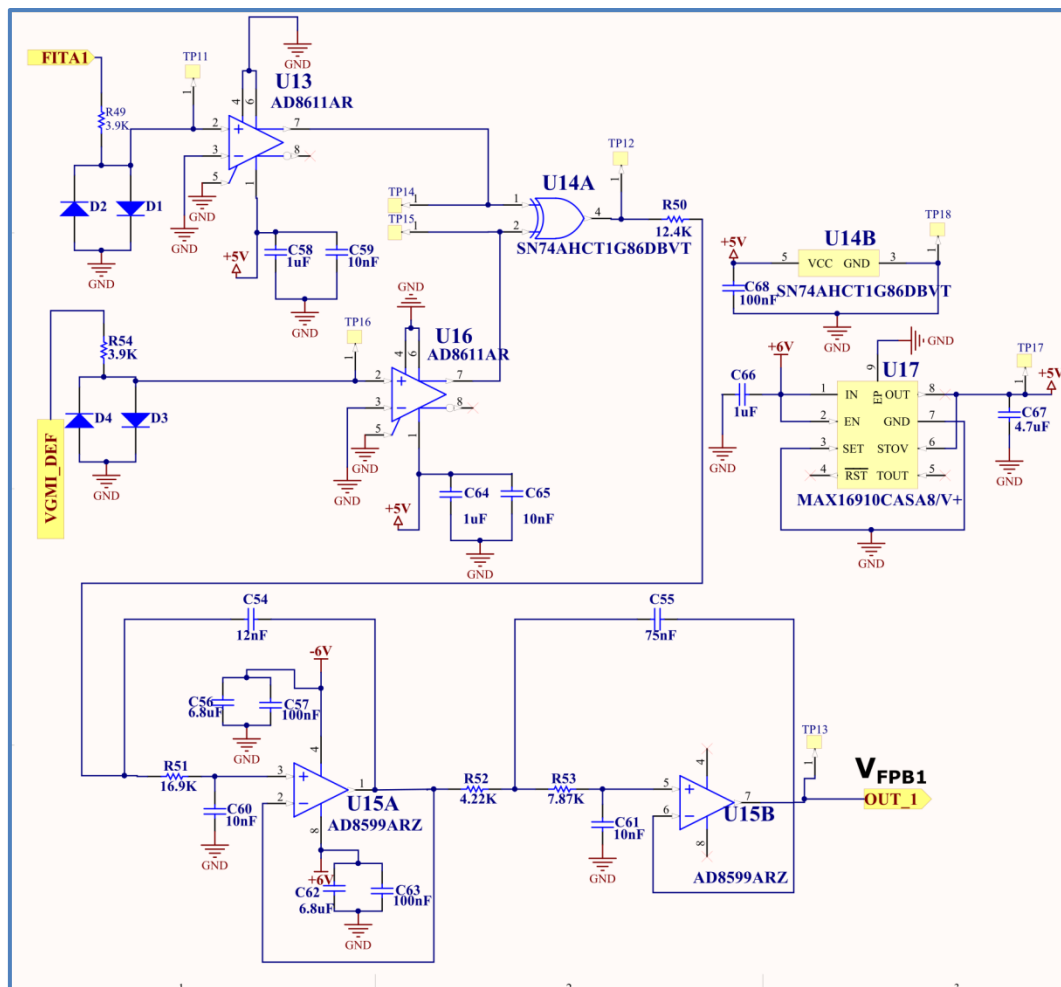


Figura 51. Módulo de detecção de fase e filtragem passa-baixas.

Conforme indicado na

Figura 51, a saída do filtro passa-altas  $V_{FITA1}$ , mostrado no módulo anterior, é conectada à entrada do comparador  $U13$ , enquanto que a saída do defasador  $VGMI\_DEF$ , é conectada à entrada do comparador  $U16$ . Ambos os comparadores são configurados como detectores de nulo. Portanto, os sinais senoidais de entrada são convertidos em ondas quadradas, compatíveis com níveis lógicos TTL demandados pelas entradas da porta lógica XOR. É importante destacar que, idealmente, a fase e a frequência dos sinais presentes 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 ( $U14$ ) da família AHCT, que apresenta tempos de comutação ultrarrápidos, da ordem de 5 ns. A saída do XOR é conectada à entrada de um filtro passa-baixas ativo de quarta ordem, implementado utilizando o amplificador operacional duplo  $U15$ .

A Figura 52 apresenta o *Módulo de saída do magnetômetro*. 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  $R_6$ , a componente capacitiva por  $C_{10}$  e a componente indutiva é obtida por meio da indutância equivalente gerada por um GIC (*Generalized Immittance Converter*), implementado pelo amplificador operacional duplo  $U_4$ . Os parâmetros deste filtro foram ajustados de modo a sintonizá-lo em 60 Hz, garantindo a atenuação de perturbações advindas da rede elétrica.

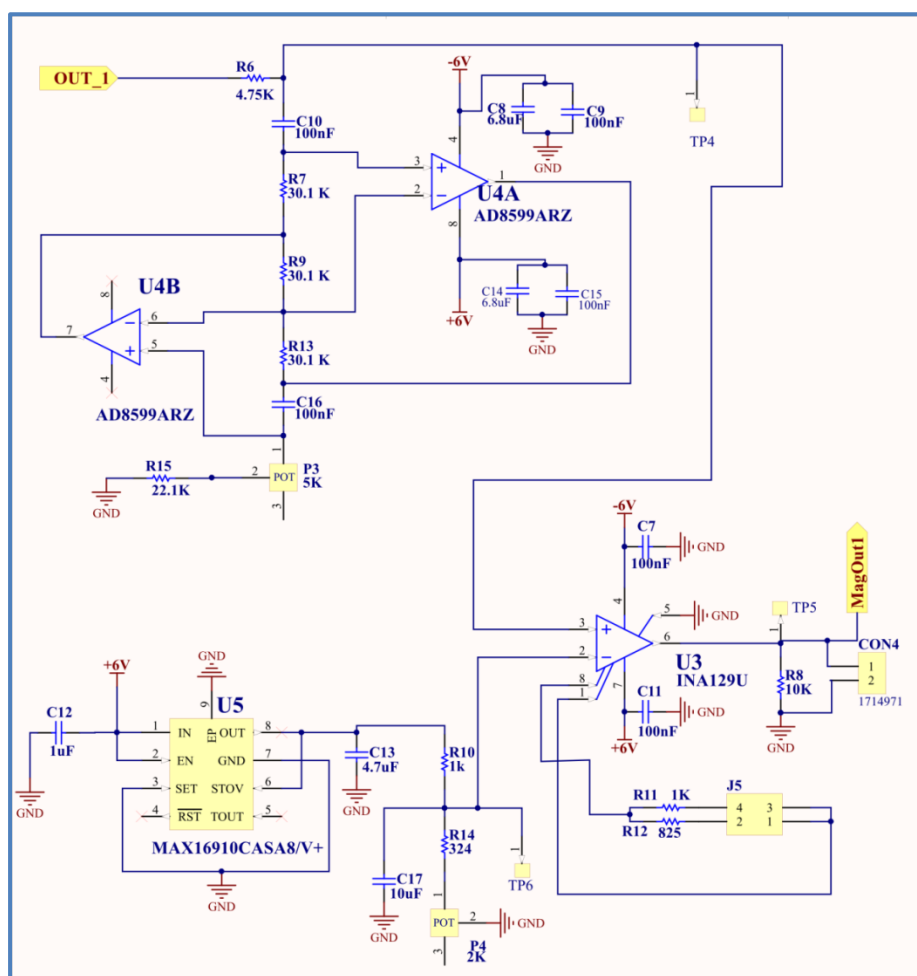


Figura 52. Módulo de saída do magnetômetro GMI.

O sinal presente na saída do filtro *notch* é então conectado ao terminal não inversor do amplificador de instrumentação *U3*, o qual possui um baixo nível de ruído  $1/f$  e ganho  $G$  ajustável por meio de uma resistência de ajuste  $R_G$ , conforme expresso por

$$G = 1 + \frac{49,9 \text{ k}\Omega}{R_G}, \quad (32)$$

Conforme indicado na Figura 52, projetou-se o circuito de modo a permitir que o ganho  $G$  deste estágio possa ser controlado pelo *jumper J5*, podendo assumir valores distintos. Em particular, ao se fazer  $R_G = R_{12} = 825 \Omega$ , o ganho do amplificador de instrumentação será  $G1 = 60,5 \text{ V/V}$ , enquanto que ao se fazer  $R_G = R_{11} = 1 \text{ k}\Omega$ , o ganho obtido será  $G2 = 50,9 \text{ V/V}$ . Destaca-se que na presente Tese foi usado o ganho  $G2$ , para todos os resultados computacionais e experimentais apresentados.

Ressalta-se ainda que o terminal inversor de *U3* é conectado a um nível CC de tensão, ajustado por meio do divisor de tensão implementado pela resistência  $R_{10}$  e a associação série de  $R_{14}$  com o potenciômetro  $P_4$ , ajustado de modo a garantir que a tensão de saída do circuito seja nula na situação de equilíbrio ( $H_{ext} = 0$ ). Por sua vez, a tensão de entrada deste divisor (+5 V) é fornecida pelo regulador *U5*, a fim de garantir que este nível de tensão seja estável e possua baixo ruído.

Por fim, apresenta-se o *Módulo do solenoide* na Figura 53, o qual permite controlar o campo gerado pelo solenoide em função de variações na tensão de saída do magnetômetro, tomada no terminal de saída do amplificador operacional *U3*. Conforme evidenciado na discussão feita na seção 4.2, este módulo é essencial para o fechamento da malha do magnetômetro. A Figura 53 mostra a representação esquemática do circuito eletrônico representado anteriormente de forma simplificada, por meio de um diagrama de blocos, na Figura 41.

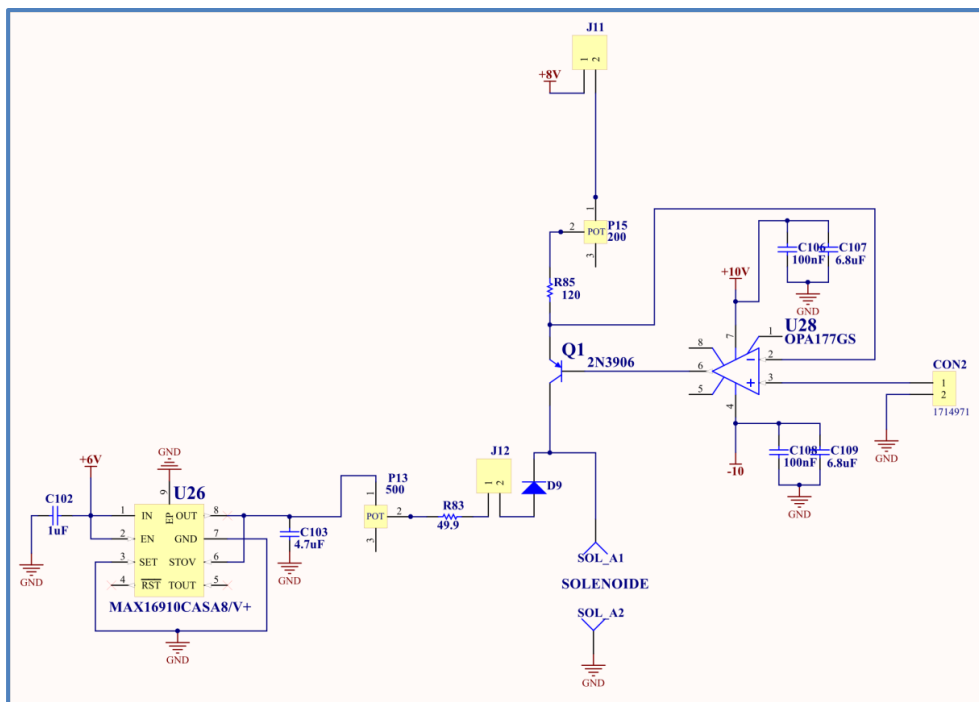


Figura 53. Módulo do solenoide para o Magnetômetro GMI.

A corrente  $I_o$  é fornecida pelo regulador  $U26$  e ajustada mediante a associação série de  $P_{13}$  e  $R_{83}$ . Igualmente a corrente  $I_{controle}$  é fornecida pela fonte de corrente implementada pelo estágio formado pela associação do transistor PNP  $Q1$  com o amplificador operacional  $U28$ .

O circuito da Figura 53 permite operar o magnetômetro tanto em malha aberta como em malha fechada. Na operação em malha aberta, conecta-se a entrada não inversora de  $U28$  a um nível de tensão CC arbitrário. Em seguida, ajusta-se a corrente fornecida pelo regulador  $U26$  e a corrente de coletor do transistor  $Q1$  de modo a fazer com que a soma dessas duas correntes seja igual ao valor necessário para se fazer o solenoide gerar o campo de polarização da amostra GMI,  $H_{pol}$ .

Por outro lado, na operação em malha fechada, ajusta-se a corrente fornecida pelo regulador  $U26$  ( $I_o$ ) para um valor capaz de fazer com que o solenoide produza um campo ligeiramente abaixo do limite inferior da faixa de operação da amostra GMI. Em seguida, a entrada não inversora de  $U28$  é conectada à saída de um controlador, que recebe o sinal de saída do magnetômetro (terminal de saída de  $U3$ ) e produz um sinal de saída igual a  $V_{controle} + V_{Hpol}$ , conforme idealizado na seção 4.2. Note que este controlador incorpora o

compensador e o somador de  $V_{\text{controle}}$  com  $V_{\text{Hpol}}$ , indicados na Figura 46. Ressalta-se ainda que, conforme definido na seção 4.2,  $V_{\text{Hpol}} = 4,5 \text{ V}$  e  $-3 \text{ V} < V_{\text{controle}} < 3 \text{ V}$ . Dessa forma, a tensão de saída do controlador, conectado ao conector *CON2* e a entrada não inversora de *U28*, excursionará entre 1,5 V e 7,5 V.

Ao se variar a tensão de saída do controlador ajusta-se a corrente gerada pela fonte de corrente controlada, formada pela associação do transistor PNP *Q1* com o amplificador operacional *U28*, e, conseqüentemente, a corrente total que fluirá pelo solenoide, o que permite ajustar o campo magnético sobre a amostra GMI.

O controlador PI usado na operação em malha fechada foi implementado em LabVIEW, utilizando a placa de aquisição de dados NI USB-6221, da *National Instruments*, tanto para adquirir o sinal de saída do magnetômetro quanto para fornecer o sinal  $V_{\text{controle}} + V_{\text{Hpol}}$ , que chega ao terminal não inversor de *U28*. Demais aspectos do controlador PI implementado são detalhados no capítulo 6, que apresenta os ensaios experimentais.

## **5**

### **Gradiômetro GMI**

Conforme discutido no Capítulo 2, configurações gradiométricas oferecem vantagens tais como atenuação da interferência magnética e a consequente melhora na relação sinal-ruído. No presente capítulo, são apresentados os aspectos mais relevantes do sistema gradiométrico desenvolvido como parte desta Tese.

#### **5.1.**

##### **Idealização do circuito eletrônico do Gradiômetro**

Partindo do magnetômetro GMI discutido no Capítulo 4, projetou-se um gradiômetro GMI de primeira ordem baseado na leitura da fase da impedância de duas amostras sensoras GMI em forma de fita. A Figura 54 ilustra o diagrama de blocos simplificado do gradiômetro desenvolvido.

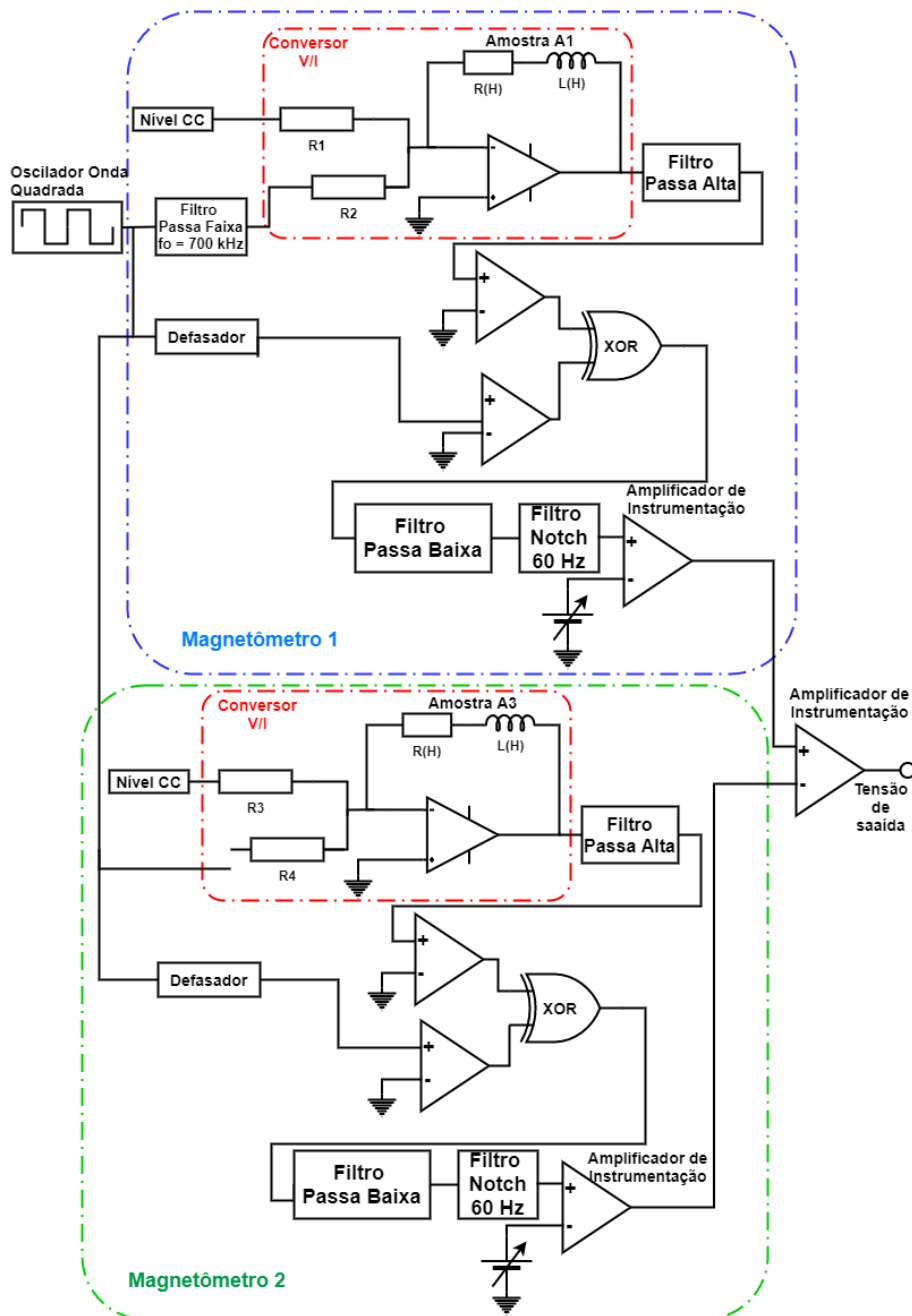


Figura 54. Diagrama de blocos simplificado do circuito eletrônico do gradiômetro GMI.

Em particular, para implementação do gradiômetro aqui desenvolvido foram utilizadas as amostras sensoras A1 e A3, caracterizadas no Capítulo 3, visto que são as duas amostras GMI que apresentam valores da fase da impedância com maior homogeneidade segundo evidenciado na Figura 27. Por sua vez, as curvas características destas duas amostras na região de operação são apresentadas na Figura 55.



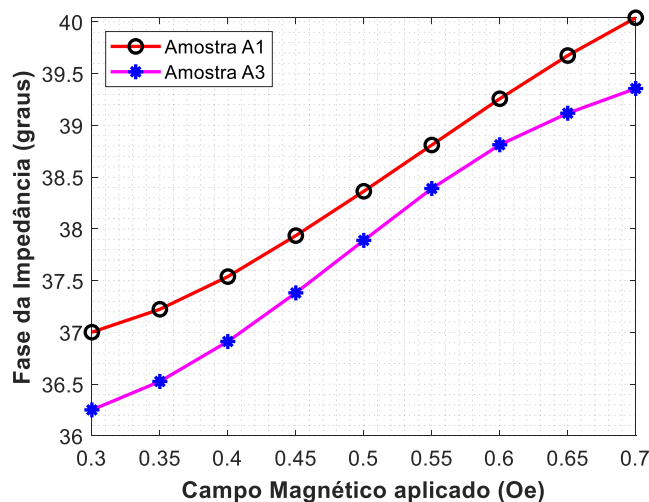


Figura 55. Curvas características das amostras A1 e A3 na região de operação.

Conforme indicado na Figura 54, o circuito eletrônico do gradiômetro GMI de primeira ordem aqui desenvolvido é composto por dois magnetômetros GMI, baseados na topologia apresentada e discutida ao longo da seção 4.1. O sinal de saída do gradiômetro ( $V_{out\_grad}$ ) é proporcional à diferença das saídas dos magnetômetros GMI,  $V_{out\_mag1}$  e  $V_{out\_mag2}$ , implementados para as amostras A1 e A3. Consequentemente, o circuito do gradiômetro apresenta uma tensão de saída proporcional ao gradiente de campo magnético entre as amostras A1 e A3.

Para implementação de um gradiômetro ideal seria necessário que as duas amostras sensoras, A1 e A2, fossem homogêneas. Porém, como evidenciado no Capítulo 3, as amostras sensoras apresentam heterogeneidades que dificultam seu uso em sistemas gradiométricos. Entretanto, conforme evidenciado na Figura 55, dentro da região de operação ambas as amostras apresentam uma resposta satisfatoriamente linear e sensibilidades consideravelmente próximas,  $9,0 \text{ }^{\circ}.\text{Oe}^{-1}$  para a amostra A1 e  $10 \text{ }^{\circ}.\text{Oe}^{-1}$  para a amostra A3. Dessa forma, para fins de implementação do gradiômetro, esta heterogeneidade pode ser superada fazendo com que a saída de cada um dos magnetômetros,  $V_{out\_mag1}$  e  $V_{out\_mag2}$ , seja nula na situação de equilíbrio ( $H_{pol} = 0,5 \text{ Oe}$ ). Por sua vez, a pequena diferença de sensibilidade observada entre as amostras sensoras pode ser compensada ajustando-se de forma ligeiramente diferente os ganhos dos amplificadores de instrumentação, utilizados para implementar os estágios de saída dos magnetômetros. Ressalta-se ainda que, alternativamente, poder-se-ia também adquirir diretamente os sinais de saída dos magnetômetros e fazer tais

compensações de forma digital por *software*, antes de efetuar o cálculo da diferença entre  $V_{out\_mag1}$  e  $V_{out\_mag2}$ .

### 5.1.1.

#### Simulação do gradiômetro GMI em malha aberta

Com o intuito de se avaliar computacionalmente a resposta do gradiômetro em malha aberta implementado, o mesmo foi simulado com auxílio do *Simulink*<sup>TM</sup> e do *Simscape*<sup>TM</sup>, conforme mostrado na Figura 56. Os blocos Magnetômetro 1 e Magnetômetro 2 correspondem ao circuito do magnetômetro GMI em malha aberta, cuja configuração foi apresentada na Figura 37 e discutida no capítulo 4. A amostra sensora A1 foi utilizada no Magnetômetro 1 e a amostra A3 no Magnetômetro 2. Dessa forma, a saída do gradiômetro será o gradiente de campo magnético medido entre as duas amostras sensoras.

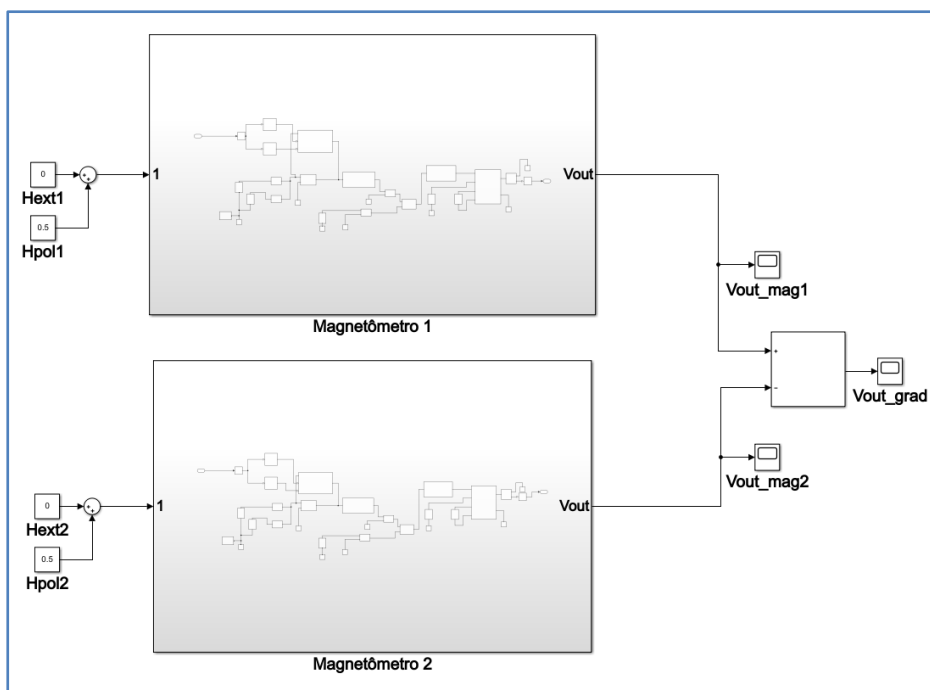


Figura 56. Diagrama para simulação do gradiômetro em malha aberta, onde Magnetômetro1 e Magnetômetro 2 correspondem a magnetômetros em malha aberta.

Admitindo-se que ambos os sensores estejam polarizados em  $H_{pol} = 0,5$  Oe, foram realizadas simulações computacionais a fim de se poder avaliar a resposta da tensão de saída do gradiômetro em malha aberta,  $V_{out\_grad}$ , em função de variações no gradiente de campo magnético,  $\Delta H$ . A saída do sistema para  $\Delta H = 0$

é apresentada na Figura 57, indicando que o sistema leva aproximadamente 3 ms para entrar em regime permanente.

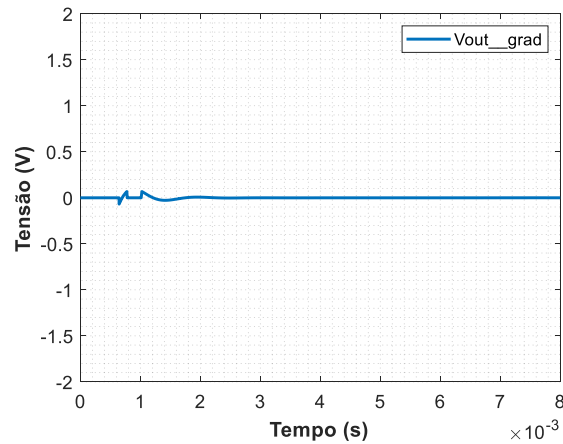


Figura 57. Saída do gradímetro GMI em malha aberta, quando o delta de campo magnético externo é nulo.

Por sua vez, a Figura 58 mostra os resultados provenientes destas simulações computacionais, apresentando as tensões de saída do circuito para gradientes CC de campo magnético ( $\Delta H$ ) na faixa de  $\Delta H = \pm 0,2$  Oe, em passos de 0,1 Oe, de modo a se varrer a faixa de operação das amostras GMI, conforme estabelecido no Capítulo 3.

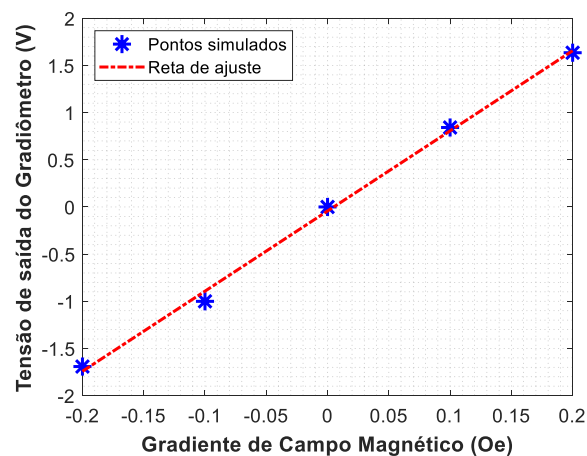


Figura 58. Tensões de saída do gradímetro GMI em malha aberta, em função do gradiente de campo magnético entre as amostras sensoras.

Conforme esperado, para situação de equilíbrio ( $\Delta H = 0$ ), os resultados simulados, apresentados na Figura 58 indicam uma tensão satisfatoriamente próxima de zero (79  $\mu$ V). Também, observa-se que o circuito é satisfatoriamente

linear para a faixa de campos analisada. Dessa forma, é possível modelar a resposta do gradiômetro GMI em malha aberta por meio de um polinômio de ajuste linear, dado por

$$V_{out\_grad} = 8,497 \Delta H - 0,043 \quad (33)$$

onde,  $V_{out\_grad}$  indica a tensão de saída do gradiômetro, expressa em volts, e  $\Delta H$  o gradiente de campo magnético entre as amostras A1 e A3, expresso em oersteds.

Consequentemente, por meio da equação (33), verifica-se que a sensibilidade média do gradiômetro em malha aberta simulado é de aproximadamente 8,5 V/Oe, na região de operação.

### 5.1.2.

#### **Simulação do gradiômetro GMI em malha fechada**

A Figura 59 apresenta o modelo do gradiômetro GMI em malha fechada implementado com o *Simulink*<sup>TM</sup> e o *Simscape*<sup>TM</sup>. Como se observa na Figura 59, o gradiômetro GMI é composto por dois magnetômetros em malha fechada, implementados por meio da topologia descrita no Capítulo 4. Assim como no gradiômetro em malha aberta, a amostra sensora A1 foi utilizada no Magnetômetro 1 e a amostra A3 no Magnetômetro 2. Ademais, conforme indicado na Figura 59, a saída do gradiômetro é dada pela diferença das saídas dos controladores PI, visto que, conforme discutido no Capítulo 4, a saída de cada controlador PI é proporcional ao campo magnético aplicado sobre a amostra GMI utilizada para implementação de cada magnetômetro. Dessa forma, a saída do gradiômetro será proporcional ao gradiente de campo entre as amostras GMI,  $\Delta H$ .

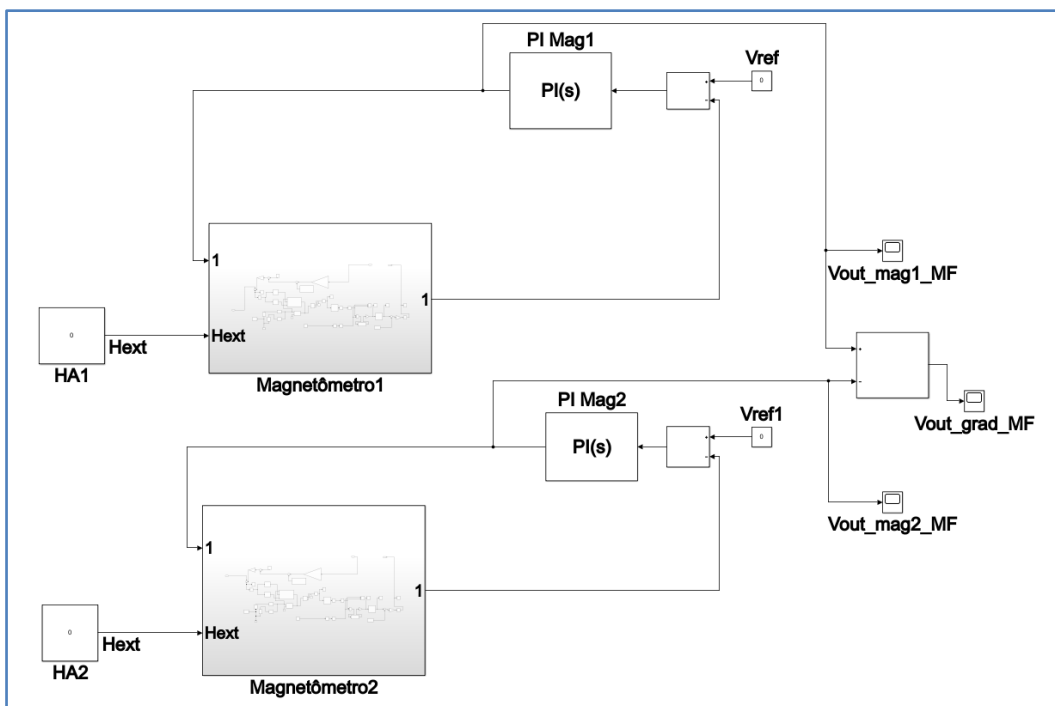


Figura 59. Diagrama para simulação do gradiômetro GMI em malha fechada, com controladores PI.

Para o correto funcionamento do gradiômetro GMI em malha fechada necessita-se que ambas as saídas dos controladores PI sejam nulas quando as duas amostras sensoras estiverem submetidas apenas a  $H_{pol} = 0,5$  Oe. De forma equivalente ao procedimento adotado no Capítulo 4, os ganhos dos controladores PI foram definidos por meio do método de Ziegler–Nichols [129] e ajustados visando obter uma resposta rápida e estável. Entretanto, dado que as duas amostras GMI aqui utilizadas não possuem comportamento da resposta de fase exatamente homogêneo, fez-se necessário ajustar cada um dos controladores PI de forma diferente. O ganho proporcional do controlador do Magnetômetro 1 foi ajustado para 0,3 e seu ganho integral para 1920, ou seja, exatamente conforme utilizado no magnetômetro em malha fechada avaliado no Capítulo 4. Por outro lado, o controlador do Magnetômetro 2 apresentou uma melhor resposta com ganho proporcional de 0,3 e ganho integral de 920.

Visando avaliar a saída de tensão do gradiômetro GMI em malha fechada ( $V_{out\_grad\_MF}$ ) em função de variações no gradiente de campo magnético ( $\Delta H$ ), a Figura 61 indica os resultados provenientes das simulações computacionais das tensões de saída do circuito para gradientes CC de campo magnético variando na faixa de  $\Delta H = \pm 0,2$  Oe, em passos de 0,1 Oe, que corresponde à faixa de operação

das amostras GMI. Ademais, ressalta-se que, a fim de se avaliar a simetria do sistema, nas simulações apresentadas na Figura 60(a) admitiu-se que o campo magnético sobre a amostra A1 foi mantido em 0,5 Oe, enquanto que o campo sobre a amostra A3 varia entre 0,3 Oe e 0,7 Oe. Por outro lado, para os resultados explicitados na Figura 60(b) admitiu-se que o campo magnético sobre a amostra A3 foi mantido em 0,5 Oe, enquanto que o campo sobre a amostra A1 varia entre 0,3 Oe e 0,7 Oe.

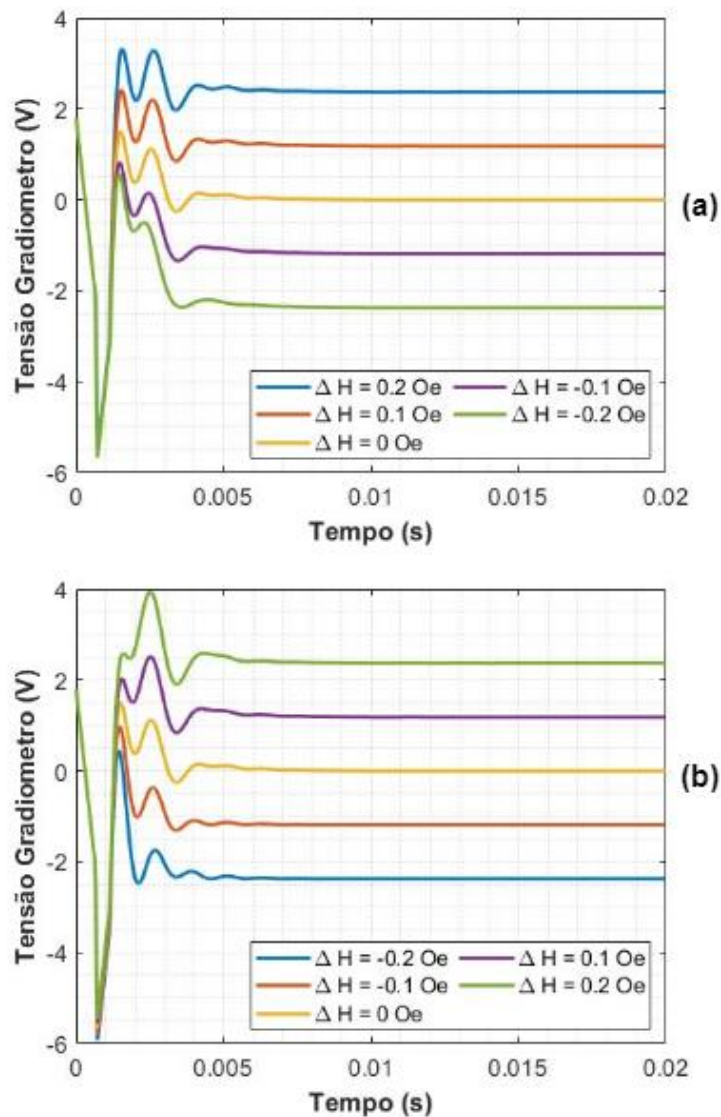


Figura 60. Tensão de saída do gradiômetro GMI em malha fechada para deltas de campos magnéticos entres as amostras entre -0,2 Oe até +0,2 Oe. (a) Amostra A1 fixada no campo de polarização (b) Amostra A3 fixada no campo de polarização.

Por meio dos resultados mostrados na Figura 60, nota-se que em ambos os casos o sistema responde de forma satisfatoriamente linear. Também, percebe-se

que o gradiômetro malha fechada leva aproximadamente 7 milissegundos para efetivamente entrar em regime permanente, devido ao tempo de reação dos compensadores, que fazem com que o sistema de malha fechada seja consideravelmente mais lento do que em malha aberta, conforme pode ser inferido pela comparação dos resultados aqui obtidos com aqueles explicitados na seção 5.1.1.

Com base nos resultados explicitados na Figura 60, a Tabela 9 apresenta de forma compacta as tensões em regime permanente presentes na saída do gradiômetro em malha fechada ( $V_{out\_grad\_MF}$ ), para cada gradiente de campo analisado.

**Tabela 9.** Dados da tensão de saída do gradiômetro GMI em malha fechada em função do  $\Delta H$ , obtidos por meio das simulações apresentadas na Figura 60(a).

$\Delta H$ (Oe)	$V_{out\_grad\_MF}$ com A1 fixada em $H_{pol}=0.5$ Oe (V)	$V_{out\_grad\_MF}$ com A3 fixada em $H_{pol}=0.5$ Oe (V)
0,2	2,3722	2,3721
0,1	1,1854	1,1853
0,0	-0,0015	-0,0015
-0,1	-1,1883	-1,1883
-0,2	-2,3751	-2,3751

Consequentemente, conforme esperado, em termos das tensões de saída em regime permanente, nota-se que o gradiômetro comportou-se de modo satisfatoriamente similar em ambos os testes. Assim, na Figura 61 mostra-se o gráfico da tensão de saída do gradiômetro em malha fechada em função do gradiente de campo magnético, com base nos dados referentes ao teste retratado na Figura 60 (a).

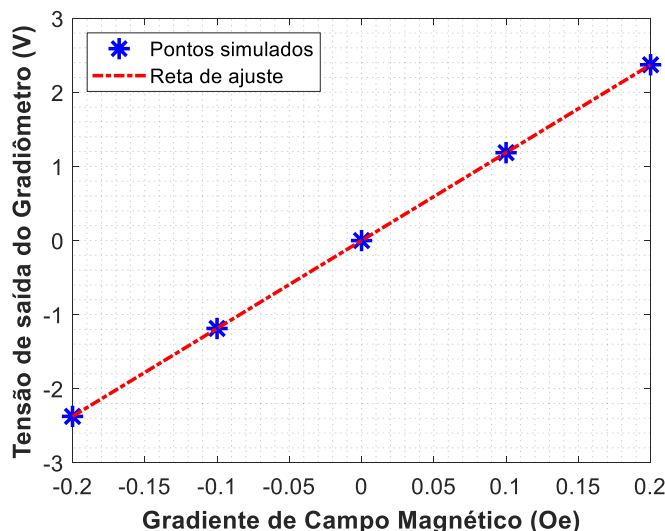


Figura 61. Tensões de saída do gradiômetro GMI em malha fechada, em função do gradiente de campo magnético.

Conforme esperado, os resultados simulados, apresentados na Figura 61 indicam uma tensão satisfatoriamente próxima de zero (150  $\mu\text{V}$ ) para a situação de equilíbrio ( $\Delta H = 0$ ). Também, observa-se que o circuito é satisfatoriamente linear para a faixa de campos analisada. Dessa forma, é possível modelar a resposta do gradiômetro GMI em malha fechada por meio de um polinômio de ajuste linear, dado por

$$V_{out\_grad\_MF} = 11,867\Delta H - 0,0015 \quad (34)$$

Onde,  $V_{out\_grad\_MF}$  indica a tensão de saída do gradiômetro, expressa em volts, e  $\Delta H$  o gradiente de campo magnético entre as amostras A1 e A3.

Consequentemente, por meio da equação (34), verifica-se que a sensibilidade média do gradiômetro em malha fechada simulado é de aproximadamente 11,87 V/Oe, na região de operação.

## 5.2.

### Montagem prática do circuito eletrônico do gradiômetro

Esta subseção apresenta os aspectos mais relevantes inerentes à implementação dos principais módulos do gradiômetro GMI aqui desenvolvido.

O *Módulo de alimentação* do gradiômetro é implementado pelo mesmo circuito de alimentação apresentado na Figura 48 do Capítulo 4, para alimentar o



magnetômetro. Por sua vez, também utilizou-se o mesmo *Módulo do oscilador* anteriormente utilizado para o magnetômetro, já mostrado na Figura 49, cuja saída  $V_{GMI\_AC}$  é utilizada para fornecer a componente alternada do sinal de excitação de ambas as amostras GMI do gradiômetro.

Na sequência do oscilador, o próximo estágio de processamento é apresentado na Figura 62, que ilustra o *Módulo de excitação e filtragem passa-altas* do circuito eletrônico do gradiômetro GMI. Destaca-se que este estágio é formado por dois circuitos equivalentes àquele apresentado na Figura 50, para implementação do *Módulo de excitação e filtragem passa-altas* do magnetômetro GMI. Conforme indicado na Figura 62, a amostra A1 é conectada a um destes circuitos enquanto a amostra A3 é conectada ao outro.

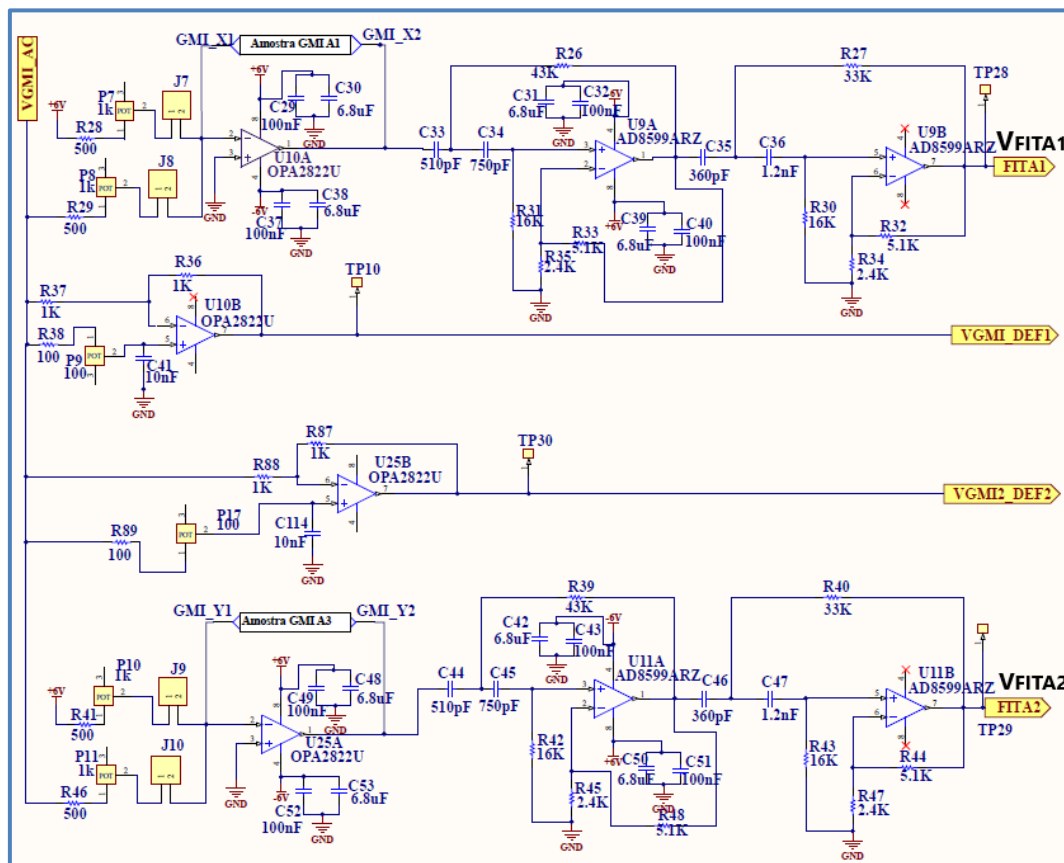


Figura 62. Módulo de excitação das amostras GMI e filtragem passa-altas do gradiômetro GMI.

Dessa forma, são obtidos os sinais  $V_{FITA1}$ ,  $V_{GMI\_DEF1}$ ,  $V_{FITA2}$  e  $V_{GMI\_DEF2}$  que, por sua vez, serão conectados às entradas do *Módulo de detecção de fase e filtragem passa-baixas* do gradiômetro GMI, apresentado na Figura 63. Este estágio é constituído por dois circuitos exatamente iguais àquele apresentado na

Figura 51 do Capítulo 4, para implementação do *Módulo detector de fase* do magnetômetro GMI.

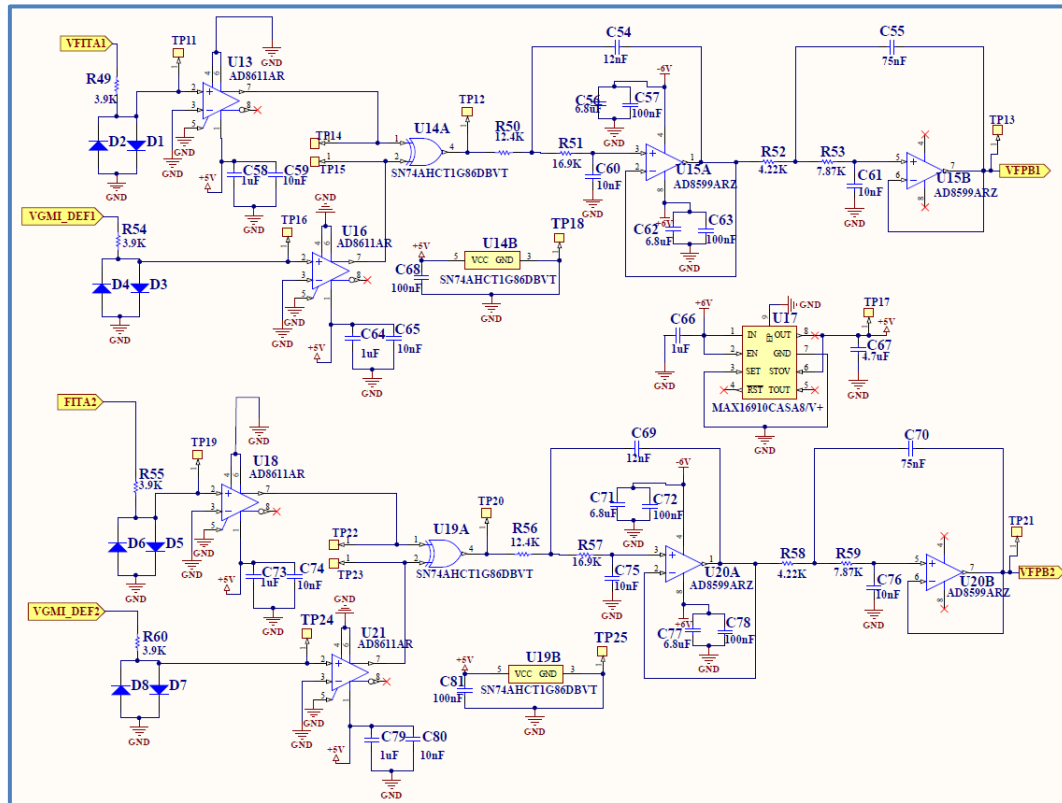


Figura 63. Módulo de detecção de fase e filtragem passa-baixas do gradiômetro GMI.

Em seguida, a Figura 64 apresenta o *Módulo de saída do gradiômetro*, que recebe os sinais de saída advindos do *Módulo de detecção de fase e filtragem passa-baixas* do gradiômetro GMI. Este módulo conclui o processo de filtragem, passando os sinais de entrada por filtros *notch RLC*, com as componentes indutivas implementadas por GICs (*Generalized Immittance Converters*). Os parâmetros destes filtros foram ajustados de modo a sintonizá-los em 60 Hz, garantindo a atenuação de perturbações advindas da rede elétrica, para cada um dos magnetômetros que constituem o gradiômetro GMI.

Na sequência, ainda como parte integrante do *Módulo de saída do gradiômetro*, os sinais presentes na saída dos filtros *notch* são conectados aos terminais não inversores de dois amplificadores de instrumentação (*U3* e *U6*) com ganhos ajustados para 50,4 V/V. Ressalta-se ainda que o terminal inversor dos amplificadores de instrumentação foi conectado a níveis CC de tensão, de aproximadamente 2,53 V para *U3* e 2,50V para *U6*. Conforme indicado na Figura 64, estes níveis CC de tensão foram ajustados por meio de divisores resistivos, de

modo a garantir que as tensões de saída de ambos os magnetômetros GMI sejam nulas na situação de equilíbrio, ou seja, quando as amostras sensoras estão submetidas exclusivamente ao campo magnético de polarização ( $H_{pol} = 0,5 \text{ Oe}$ ). Por sua vez, as tensões de entrada destes divisores (+3,3 V) são fornecidas por reguladores de tensão ( $U5$  e  $U8$ ), a fim de garantir que estes níveis de tensão sejam estáveis e possuam baixo ruído.

O sinal de saída do magnetômetro 1, indicado na Figura 64 como MagOut1, que processa o campo magnético detectado pela amostra A1, está conectado ao conector CON4. Por sua vez, o sinal de saída do magnetômetro 2, indicado na Figura 64 como MagOut2, que processa o campo magnético detectado pela amostra A3, está conectado ao conector CON5. Dessa forma, a saída do gradiômetro GMI de primeira ordem é obtida fazendo-se uma leitura diferencial entre os dois sinais presentes em CON4 e CON5.

A configuração do circuito eletrônico apresentado na Figura 64 possibilita que se meça o gradiente de campo magnético conectando as saídas dos magnetômetros às entradas de um amplificador de instrumentação, que apresentará uma tensão de saída proporcional ao gradiente de campo, ou de forma digital, usando uma placa de aquisição de dados, que fará a leitura dos sinais presentes em CON4 e CON5 e, posteriormente, computará a diferença entre os mesmos. Em particular, no presente trabalho, a leitura gradiométrica foi implementada conectando-se os sinais presentes nos conectores CON4 e CON5 à placa de aquisição de dados NI USB-6221, da *National Instruments*.

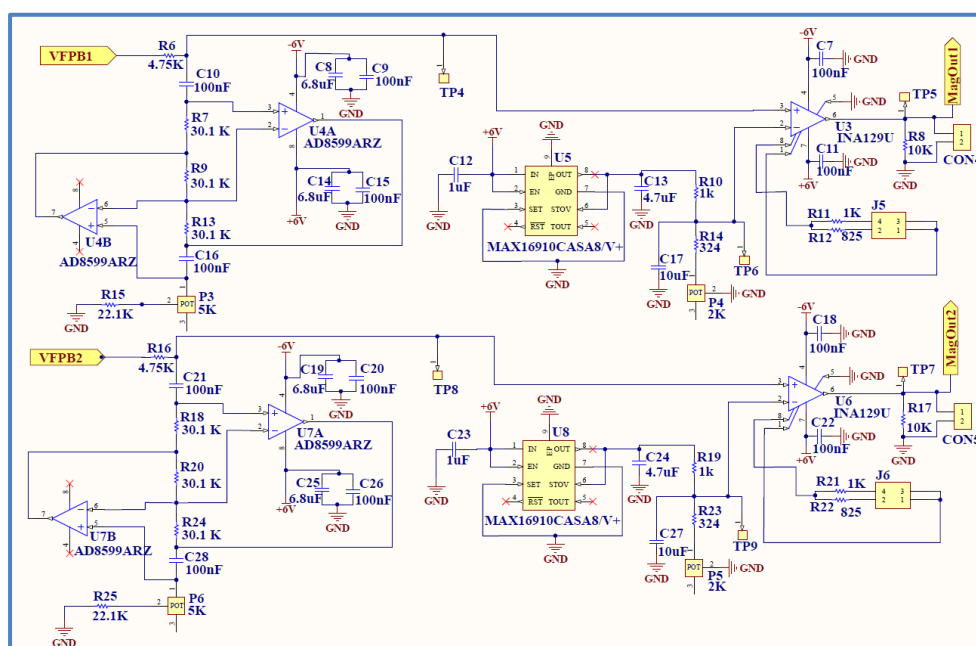


Figura 64. Módulo de saída do gradiômetro GMI.

O *Módulo dos solenoides* é apresentado na Figura 65, o qual permite controlar o campo gerado pelos solenoides em função de variações na tensão de saída dos magnetômetros, de acordo com os mesmos princípios de funcionamento discutidos no capítulo 4 para o magnetômetro GMI. A tensão no conector CON2 permite controlar o campo magnético do solenoide que gera o campo de polarização da amostra A1, enquanto a tensão no conector CON3 controla o campo magnético do solenoide que gera o campo magnético de polarização da amostra A3. Dessa forma, as saídas dos controladores PI foram conectadas aos conectores CON2 e CON3, a fim de se implementar a topologia do gradiômetro em malha fechada. Por sua vez, conforme estabelecido na seção 5.1.2, a saída do sistema gradiométrico implementado é tomada medindo-se a diferença entre as saídas dos dois controladores PI utilizados, um para fechar a malha do magnetômetro 1 e o outro pra fechar a malha do magnetômetro 2, as quais são proporcionais ao campo magnético sobre as respectivas amostras GMI.

Os controladores PI usados na operação em malha fechada foram implementados em LabVIEW, utilizando a placa de aquisição de dados NI USB-6221, da *National Instruments*, tanto para adquirir o sinal de saída dos magnetômetros quanto para fornecer os sinais de controle. Demais aspectos relevantes dos controladores PI implementados são detalhados no capítulo 6, no qual são descritos os resultados dos ensaios experimentais.

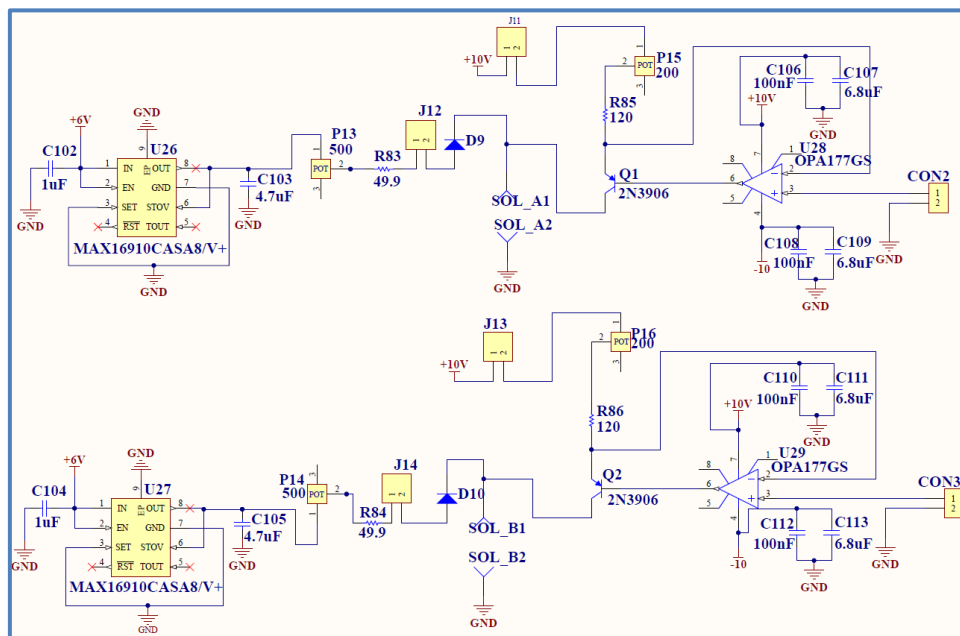


Figura 65. Módulo dos solenoides para o Gradiômetro GMI.

A Figura 66 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 A1 e A3, 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. A placa foi construída de modo a se poder ajustar de 1 cm em 1 cm a distância de separação entre as amostras sensoras, ou seja, a linha de base do gradiômetro.

Destaca-se que o afastamento entre as amostras A1 e A3 indicadas no circuito eletrônico mostrado na Figura 66 é de 6 cm, pois esta foi a linha de base responsável pela maximização da relação sinal-ruído, admitindo-se uma fonte de campo afastada de 5,3 cm da Amostra A1, conforme será minuciosamente detalhado na seção 6.2.

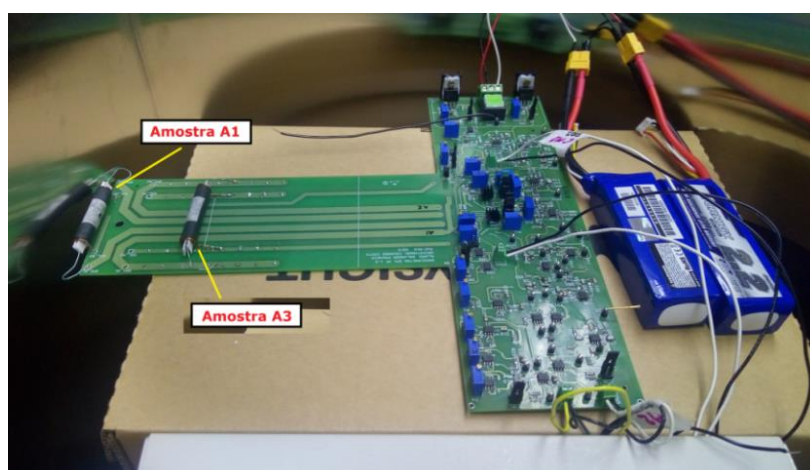


Figura 66. Placa de circuito impresso do gradiômetro GMI desenvolvido.

A lista completa dos componentes ativos e passivos, junto com seus respectivos valores, empregados no circuito eletrônico do gradiômetro, é apresentada no Apêndice .

## 6 Ensaios experimentais e discussões

Neste Capítulo são descritos os métodos e procedimentos empregados na condução dos ensaios experimentais realizados, a fim de se poder avaliar o desempenho dos transdutores GMI desenvolvidos nesta Tese. Por sua vez, os resultados obtidos são apresentados e discutidos.

A Figura 67 apresenta a configuração experimental dos transdutores magnéticos desenvolvidos neste trabalho. O circuito eletrônico formado é composto por dois magnetômetros GMI, que podem operar tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Cada um destes magnetômetros utiliza uma amostra GMI como elemento sensor de campo magnético (Amostra A1 e Amostra A3). Os sinais de saída dos magnetômetros, presentes nos conectores CON4 e CON5 (vide Figura 64), são lidos por meio de duas entradas analógicas da placa de aquisição de dados NI USB-6221, da *National Instruments*<sup>TM</sup>. Por sua vez, foram desenvolvidos, em ambiente LabVIEW, módulos de controle encarregados da aquisição e processamento dos sinais adquiridos pela placa NI USB-6221.

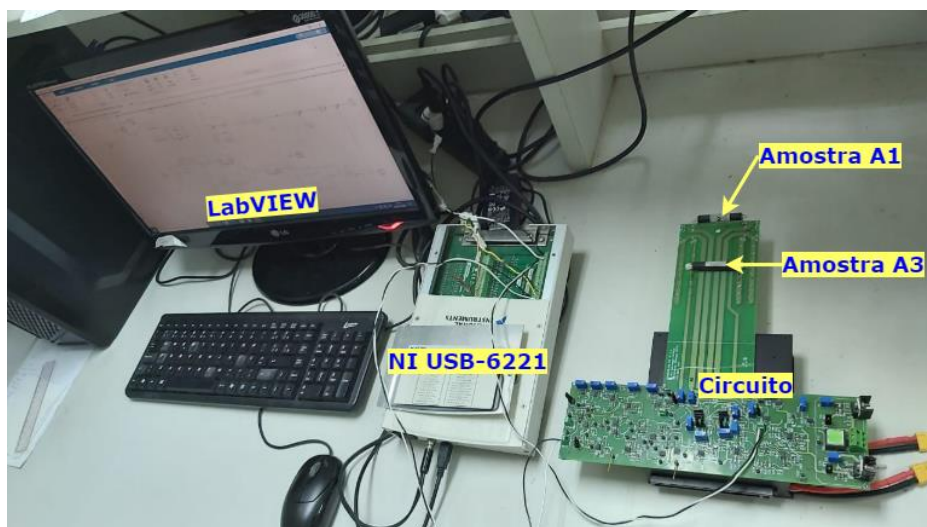


Figura 67. Arranjo experimental para avaliação do magnetômetro e do gradiômetro GMI desenvolvidos.



O campo magnético utilizado para excitação dos elementos sensores GMI, durante os ensaios experimentais, foi gerado por meio do arranjo apresentado na Figura 68, composto por um solenoide (bobina B1) alimentado por uma fonte de corrente de baixo ruído (B2961A, Keysight), posicionada sobre uma placa de acrílico milimetrada. A corrente gerada pela fonte foi ajustada para 99 mA, de modo a se obter uma densidade de fluxo magnético gerado pela bobina de  $10 \mu\text{T}$ , a uma distância  $d$ , determinada experimentalmente, de 5,3 cm do centro da bobina B1. A distância  $d = 5,3 \text{ cm}$  foi escolhida por ser próxima à utilizada em medições magnetocardiográficas, considerando a distância da superfície do tórax à fonte de campo magnético constituída pelo tecido muscular cardíaco [13,130].

Na sequência, foram realizadas medições da densidade de fluxo magnético gerado pela bobina B1 para distâncias de 5,3 cm a 12,3 cm do seu centro, em passos de 1 cm. Ressalta-se que todas estas medições foram efetuadas por meio 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 das amostras GMI. A Figura 69 apresenta a curva obtida experimentalmente, por meio das medições efetuadas com o *fluxgate*.

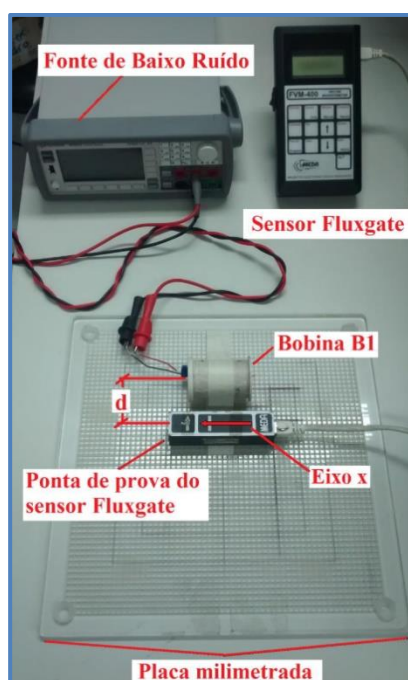


Figura 68. Arranjo experimental do sistema utilizado para avaliação do comportamento da densidade de fluxo magnético, gerado por um solenoide, em função da distância.

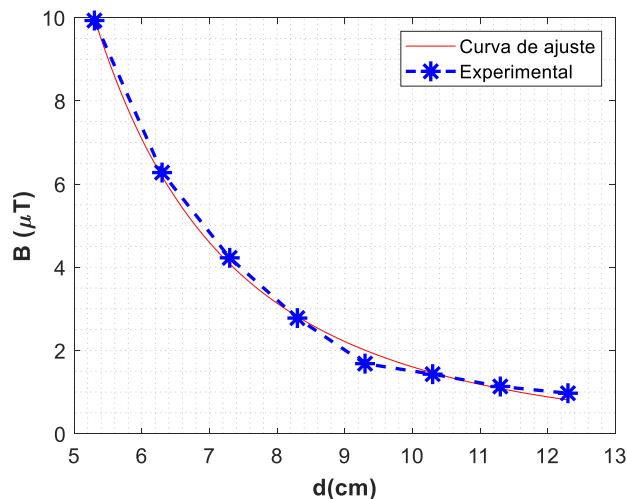


Figura 69. Densidade de fluxo magnético ( $\mu\text{T}$ ) gerada pela bobina B1, em função da distância.

Na Figura 69, observa-se que a amplitude da densidade de fluxo magnético é de  $10 \mu\text{T}$  para uma distância de  $5,3 \text{ cm}$  e, conforme esperado, 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 equação (34), a qual é a expressão analítica da curva de ajuste apresentada na Figura 69.

$$B(\mu\text{T}) = \frac{899,9}{d^{2,68}} - 0,258 \quad (35)$$

onde  $d$  é a distância em  $\text{cm}$ .

Conforme esperado, verifica-se que é razoável admitir que a densidade de fluxo magnético decresça com a distância. Entretanto, de acordo com a equação (35), 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  $-0,258 \mu\text{T}$ . Destaca-se que, idealmente, este valor deveria ser zero, porém, é razoável admitir que este campo não seja nulo devido erros no processo de medição, associadas majoritariamente a pequenos desalinhamentos no posicionamento do eixo  $x$  de medição do sensor *fluxgate*, em cada nova distância onde a densidade de fluxo magnético foi experimentalmente medida.

Nos ensaios experimentais realizados para avaliar as diferentes figuras de mérito dos transdutores desenvolvidos nesta Tese, o solenoide B1 foi conectado à fonte de corrente de baixo ruído e posicionado com respeito às amostras como



mostrado na Figura 70, de modo a se poder utilizá-lo como gerador de densidade de fluxo magnético. Destaca-se que, em todos os testes experimentais para avaliação das figuras de mérito, as saídas dos circuitos eletrônicos foram amostradas pela placa NI USB-6221 e analisadas por meio de módulos desenvolvidos em LabVIEW.

Ressalta-se ainda que, em todos os testes apresentados, a distância entre a Bobina B1 e a Amostra A1 foi mantida em 5,3 cm, tendo em vista que esta é a distância típica entre a fonte de campo e o elemento sensor em medições magnetocardiográficas.

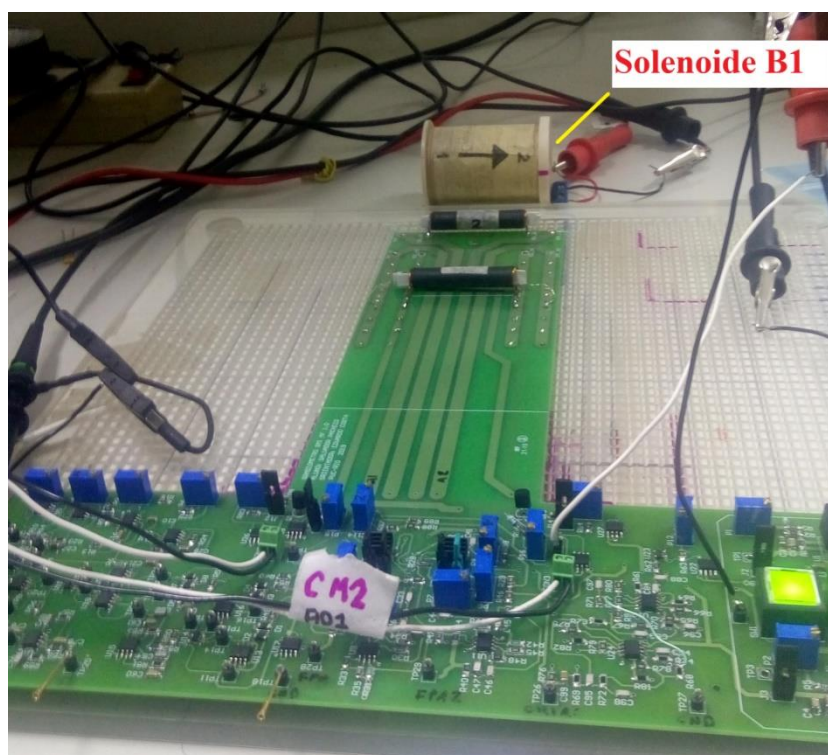


Figura 70. Detalhe de posicionamento da bobina B1 em relação as amostras GMI e ao circuito, para avaliação experimental.

### 6.1. Avaliação experimental do Magnetômetro GMI

Como mencionado no capítulo 4, foram desenvolvidos magnetômetros com a possibilidade de operar tanto em malha aberta quanto em malha fechada. A aquisição do sinal e o controle do campo de polarização  $H_{pol}$  do magnetômetro foi feito por meio de módulos desenvolvidos em LabVIEW.

A Figura 71 apresenta os diagramas de blocos simplificados dos módulos desenvolvidos em LabVIEW para adquirir e processar os sinais analógicos advindos dos magnetômetros em malha aberta (Figura 71(a)) e fechada (Figura 71(b)), capturados por meio da placa de aquisição de dados NI USB-6221.

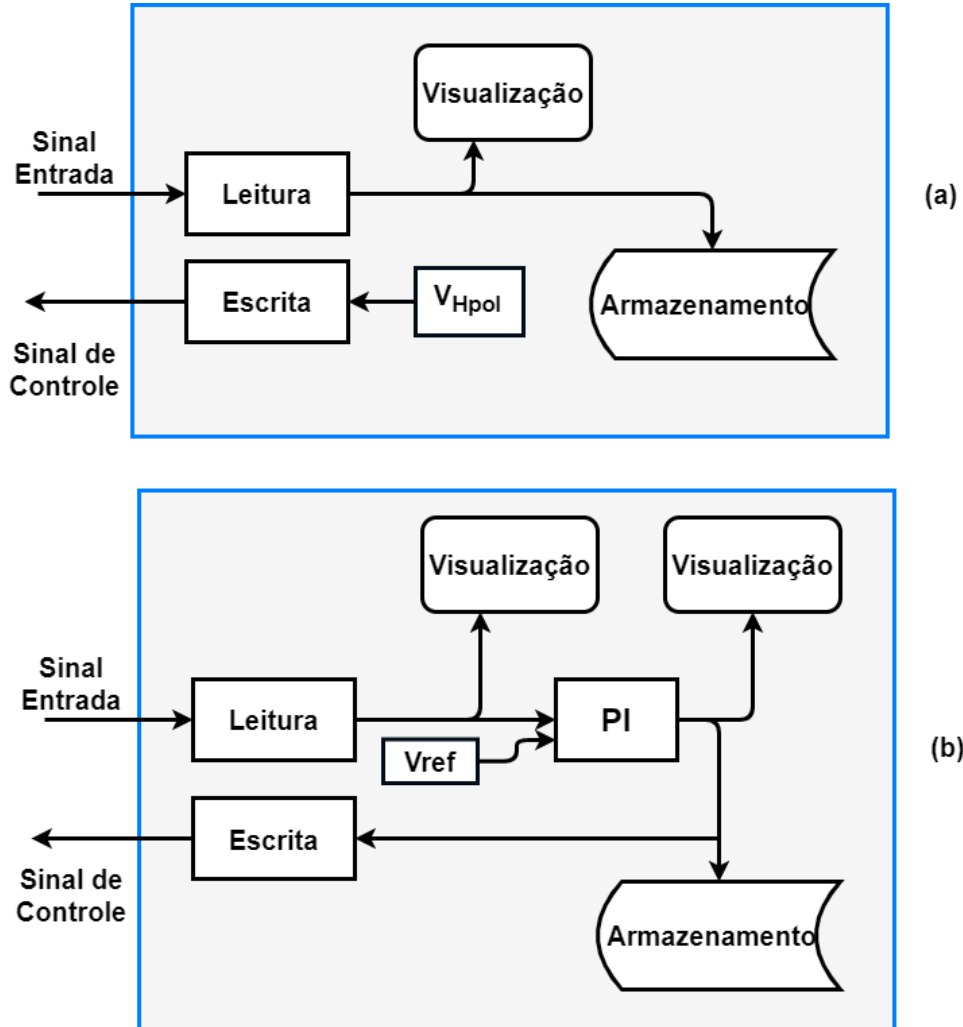


Figura 71. Diagrama de blocos simplificado dos módulos desenvolvidos em LabVIEW: (a) Módulo para magnetômetro operando em malha aberta e (b) Módulo para magnetômetro operando em malha fechada.

A Figura 71(a), correspondente ao módulo desenvolvido em LabVIEW para o magnetômetro GMI operando em malha aberta. Neste módulo o sinal é lido, visualizado, e caso seja requerido, também é armazenado. Por sua vez, o módulo gera um sinal de tensão contínua com o valor necessário para gerar o campo de polarização da amostra GMI. No caso de operação em malha aberta, a frequência de amostragem foi estabelecida em 5 kHz, visto que as maiores componentes espectrais advindas da saída do magnetômetro situam-se em aproximadamente 1 kHz.

Por outro lado, a Figura 71(b) corresponde ao módulo desenvolvido em LabVIEW para o magnetômetro operando em malha fechada. Neste módulo, o sinal lido é comparado com o valor de referência  $V_{ref}$  e o erro resultante é usado pelo bloco do controlador PI, para gerar o sinal de controle, que como visto no Capítulo 4, objetiva manter o campo de polarização na amostra GMI fixo em  $H_{pol}$ .

A frequência de amostragem do sinal advindo da saída do circuito do magnetômetro pode ser configurada, de acordo com as especificações da placa NI USB-6221, para um valor máximo de 250 kHz. Por sua vez, no caso do magnetômetro em malha fechada, as amostras adquiridas devem ser processadas pelo controlador PI, a fim de gerar o sinal de controle. No entanto, foi observado experimentalmente que o controlador não consegue operar adequadamente com taxas de amostragem altas, em parte porque o LabVIEW é executado em um sistema operacional (Windows 10<sup>TM</sup>) com múltiplos processos rodando simultaneamente. Dessa forma, foi necessário reduzir a frequência de amostragem da placa NI USB-6221 e ajustar a quantidade de amostras a serem processadas pelo controlador, de modo que ele conseguisse operar de forma contínua, sem apresentar erros de funcionamento.

Neste intuito, foram testadas diversas combinações de frequência de amostragem na placa de aquisição e número de amostras processadas pelo controlador PI no LabVIEW, visando que o sistema rodasse de forma contínua. Dessa forma, observou-se que uma frequência de amostragem de 5 kHz e 20 amostras processadas pelo controlador PI, permitem um funcionamento adequado do magnetômetro em malha fechada. Por sua vez, a frequência de amostragem do sinal de entrada ao controlador PI é dada pela razão entre a frequência de amostragem da placa de aquisição e a quantidade de amostras processadas pelo controlador PI. Consequentemente, para os parâmetros selecionados, tem-se uma frequência de 250 Hz. Destaca-se ainda que esta frequência poderia ser aumentada implementando-se o controlador em um sistema dedicado, como por exemplo um sistema embarcado.

### 6.1.1. Magnetômetro GMI em malha aberta

O magnetômetro em malha aberta, cujo elemento sensor é a amostra GMI A1, foi avaliado visando caracterizar seu desempenho. Dessa forma, foram avaliadas as seguintes figuras de mérito: sensibilidade, resposta em frequência, densidade espectral de ruído e resolução.

#### 6.1.1.1. Sensibilidade

Com o objetivo de avaliar a resposta da tensão de saída do magnetômetro em malha aberta, em função da variação do campo magnético  $H$ , este foi submetido a campos magnéticos CC na faixa de  $H = \pm 0,2$  Oe, em passos de 0,1 Oe. A Figura 72 apresenta os resultados do processo de caracterização experimental da tensão de saída do magnetômetro GMI em função das variações de campo externo  $H_{ext}$ .

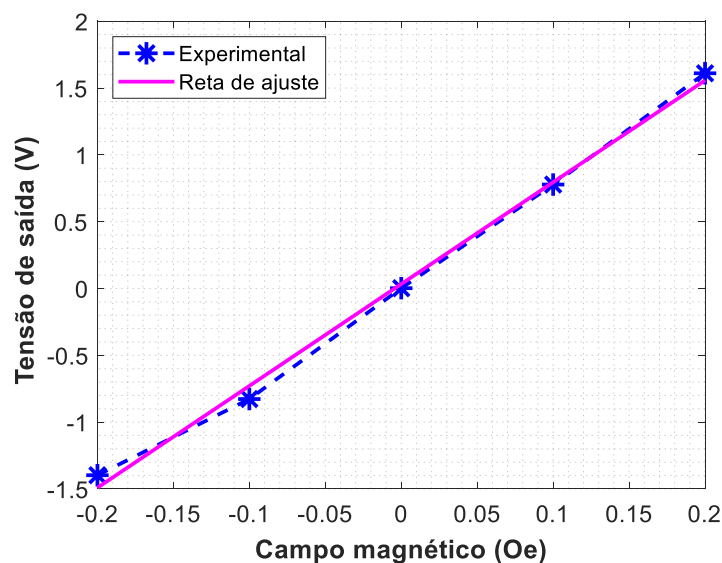


Figura 72. Caracterização experimental da sensibilidade do magnetômetro GMI em malha aberta.

Conforme esperado, os resultados das medições, apresentados na Figura 72, indicam uma tensão de saída quase nula ( $-0,002$  V) para a situação de equilíbrio ( $H_{ext} = 0$ ). Também, observa-se que, conforme previsto pelos resultados simulados, o magnetômetro é satisfatoriamente linear para a faixa de operação, visto que, para uma mesma variação de  $H_{ext}$ , obtêm-se variações

aproximadamente constantes da tensão de saída. Dessa forma, é possível modelar satisfatoriamente a resposta do transdutor por meio do polinômio de ajuste linear, com  $R^2 = 0,9961$ , dado por

$$V_{out} = 7,62H_{ext} - 0,033 \quad (36)$$

onde  $V_{out}$  indica a tensão de saída do magnetômetro em malha aberta, expressa em volts, e  $H_{ext}$  o campo magnético externo aplicado à amostra GMI A1, expresso em oersteds.

Consequentemente, por meio da equação (36), verifica-se que a sensibilidade média experimental do magnetômetro em malha aberta é de 7,62 V/Oe, na faixa de operação. Destaca-se, entretanto, que a sensibilidade experimental apresenta uma diferença com relação à estimativa computacional feita no Capítulo 4 (12,05 V/Oe). Ademais, comparando-se as curvas experimentais, Figura 72, com as simuladas, Figura 40, nota-se que o comportamento simulado é ligeiramente mais linear do que obtido experimentalmente.

A diferença observada entre o resultado experimental e o comportamento simulado está parcialmente associada a imprecisões no modelo da amostra GMI utilizado nas simulações, bem como as tolerâncias dos componentes passivos e aos aspectos não ideais dos componentes ativos utilizados no circuito experimental. Por sua vez, o sistema experimental possui impedâncias espúrias, não consideradas nas simulações computacionais, que podem afetar o comportamento previsto. Em particular, como a impedância das amostras GMI é consideravelmente baixa, ressalta-se que as impedâncias espúrias introduzidas pelas trilhas que conectam os elementos sensores ao circuito eletrônico têm potencial para afetar significativamente a resposta experimental do transdutor em relação à previsão computacional, onde tais impedâncias espúrias foram desprezadas.

O magnetômetro GMI em malha aberta foi submetido a campos magnéticos CC na faixa de  $H = \pm 0,4$  Oe, variando em passos de 0,1 Oe, com o intuito de se avaliar seu comportamento quando submetido a campos magnéticos além da faixa linear do elemento sensor. Na Figura 73 é apresentada a tensão de saída do

magnetômetro GMI em malha aberta, para campos magnéticos externos na faixa entre  $\pm 0,4$  Oe.

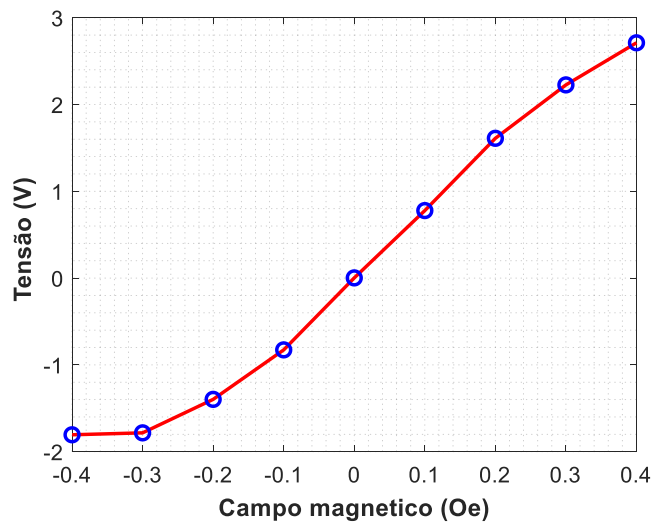


Figura 73. Tensão de saída do magnetômetro GMI em malha aberta, para campos magnéticos na faixa de -0,4 Oe até 0,4 Oe.

Observando-se a Figura 73, conforme esperado, percebe-se a presença de distorções não-lineares significativas para campos magnéticos fora da faixa de operação do elemento sensor,  $\pm 0,2$  Oe.

#### 6.1.1.2. Resposta em frequência

Nesta seção, avalia-se experimentalmente a resposta em frequência do magnetômetro GMI em malha aberta 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.

Em todos os testes realizados, as amostras GMI, polarizadas em  $H_{pol} = 0,5$  Oe, foram excitadas por um campo magnético externo senoidal com amplitude de  $H_{ext} = 0,1$  Oe, ou equivalentemente  $H_{ext} = 10 \mu\text{T}$ , visto que o magnetômetro possui um comportamento extremamente linear nesta faixa de campos.

Em seguida, realizou-se uma análise do comportamento da tensão de saída do magnetômetro em função da frequência do campo externo aplicado, no intuito de se poder inferir o comportamento da sensibilidade na banda de passagem do magnetômetro GMI em malha aberta. A Figura 74 apresenta o comportamento

experimental da sensibilidade do circuito em função da frequência do campo aplicado, expressa em hertz. A sensibilidade, expressa em mV/nT, é calculada dividindo-se o valor pico a pico do sinal de saída do magnetômetro pelo valor pico a pico do campo externo aplicado.

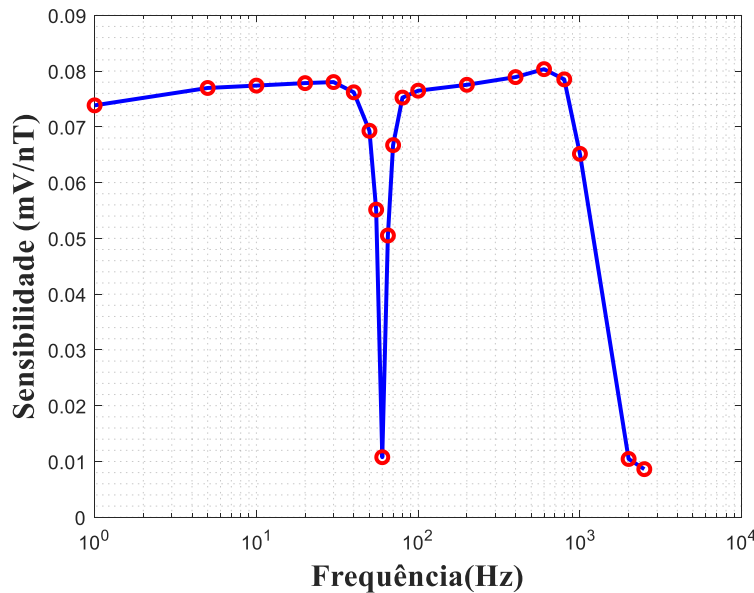


Figura 74. Sensibilidade do magnetômetro em malha aberta, expressa em mV/nT, em função da frequência do campo magnético externo aplicado.

A curva de sensibilidade também pode ser expressa em decibels (dB), conforme indicado na Figura 75, por meio da aplicação da equação (37), a qual permite converter os valores de sensibilidade em V/T, provenientes da Figura 74, para valores expressos em dB.

$$Sens(dB) = 20 \cdot \log \left( \frac{Sens(V/T)}{Sens_{CC}(V/T)} \right) \quad (37)$$

onde  $Sens_{CC}$  corresponde à sensibilidade experimental do magnetômetro em malha aberta para campos CC, a qual, para o magnetômetro aqui avaliado, é de  $76,2 \times 10^3$  (V/T), conforme explicitado na equação (36).

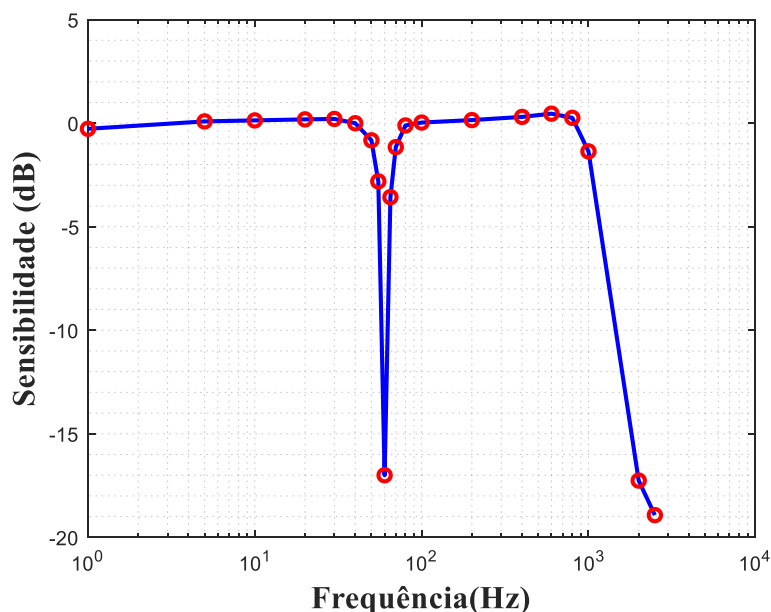


Figura 75. Sensibilidade do magnetômetro em malha aberta, expressa em dB, em função da frequência do campo magnético aplicado.

Analisando-se o comportamento das curvas apresentadas na Figura 74 e na Figura 75, verifica-se que a banda de passagem do magnetômetro situa-se entre aproximadamente 0 Hz e 1130 Hz (-3 dB). Este resultado concorda razoavelmente bem com as características projetadas para o circuito eletrônico implementado, que possui em seu estágio de saída um filtro passa-baixas com frequência de corte ajustada para 1000 Hz. Por sua vez, também se percebe que, conforme esperado, o filtro *notch* implementado 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 componentes espectrais na vizinhança de 60 Hz.

#### 6.1.1.3. Densidade espectral de ruído

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 em malha aberta, implementado com a amostra A1 como elemento sensor, submeteu-se esta



amostra apenas ao campo magnético de polarização ( $H_{pol} = 0,5$  Oe). Na sequência, o sinal de saída do magnetômetro em malha aberta, adquirido no LabVIEW, foi conectado a um subVI configurado de modo a calcular a densidade espectral de potência, que corresponde à densidade espectral de ruído, dado que o magnetômetro está submetido a um campo magnético externo nulo ( $H_{ext} = 0$ ). Ressalta-se ainda que o subVi foi configurado para medir a densidade espectral de potência por meio da média de 10 leituras sucessivas, a fim de se obter valores mais estáveis.

Considerando que se deseja obter a curva de densidade espectral de ruído em  $nT \cdot Hz^{-1/2}$ , deve-se dividir os valores em  $V \cdot Hz^{-1/2}$ , obtidos pelo subVI do LabVIEW, pela sensibilidade do circuito de transdução. Entretanto, destaca-se que, conforme evidenciado pela análise da resposta em frequência (seção 6.1.1.2), a sensibilidade é dependente da frequência. Dessa forma, de modo a se obter uma estimativa mais fidedigna, buscou-se modelar o comportamento da sensibilidade em função da frequência, por meio de um modelo de ajuste  $Sens(f)$ , baseado nos dados apresentados na Figura 74 da seção 6.1.1.2.

Na Figura 76 são apresentados dois modelos de ajuste para a curva de sensibilidade em função da frequência. Como observado na Figura 76, o ajuste por meio de um modelo polinomial de ordem quatro não consegue modelar adequadamente a curva, além de claramente desprezar a redução de sensibilidade na vizinhança de 60 Hz, causada pelo filtro *notch*. Por outro lado, verifica-se que o modelo baseado no método pchip (*Piecewise Cubic Hermite Interpolating Polynomial*) [131], aproxima satisfatoriamente a forma dos dados experimentais, inclusive na vizinhança de 60 Hz.

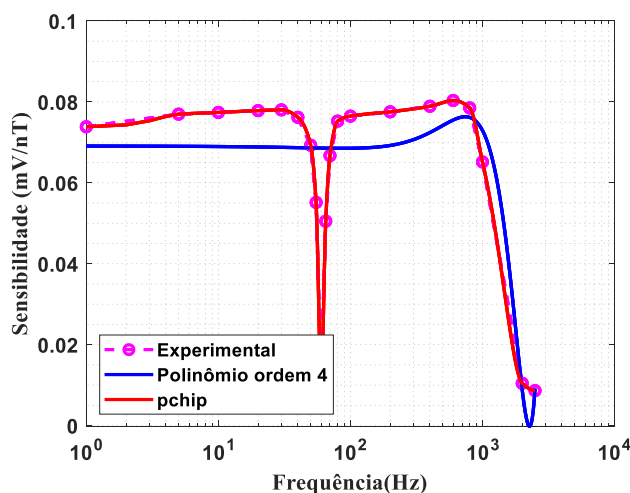


Figura 76. Ajuste dos dados experimentais da sensibilidade em função da frequência.

Dessa forma, usando-se o método *pchip*, foi obtido um modelo da sensibilidade em função da frequência  $Sens(f)$ , utilizado para o cálculo da densidade espectral de ruído. Ressalta-se ainda que todos os modelos de sensibilidade em função da frequência usados na presente Tese foram obtidos por meio do método de interpolação *pchip*. A Figura 77 apresenta a curva de densidade espectral de ruído obtida para o magnetômetro GMI em malha aberta.

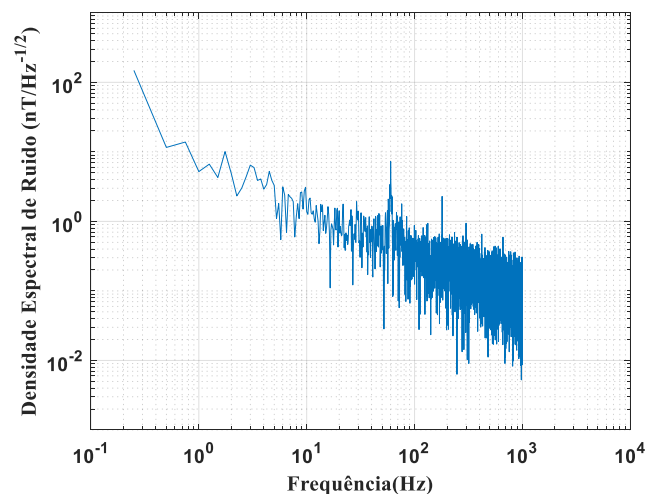


Figura 77. Densidade espectral de ruído da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha aberta.

O comportamento da curva apresentada na Figura 77 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  $1/f$ . Percebe-se também, conforme esperado, um pico de ruído em 60 Hz, que reforça a necessidade do emprego do filtro *notch*.

#### 6.1.1.4. Resolução

A resolução é estimada a partir da curva de ruído  $1/f$ , mostrada na Figura 77, integrando-se o quadrado da densidade espectral de ruído  $c(f)$  na banda de interesse, e posteriormente extraindo a raiz quadrada do valor obtido, conforme definido na equação (38).

$$Resolução = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} c^2(f) df} \quad (38)$$

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

Dessa forma, usando a equação (38), verifica-se que a resolução na banda de passagem ( $f_1 = 0$  até  $f_2 = 1000$  Hz) é de 55,68 nT. Por sua vez, também avaliou-se a resolução em algumas sub-regiões específicas, contidas na banda de passagem. Para frequências entre  $f_1 = 0$  e  $f_2 = 30$  Hz a resolução foi de 54,68 nT, enquanto que para frequência de  $f_1 = 1$  Hz até  $f_2 = 30$  Hz obteve-se uma resolução de 12,14 nT. Por sua vez, para frequências entre  $f_1 = 30$  até  $f_2 = 1000$  Hz, a resolução é de 10,5 nT. Verifica-se que, conforme esperado, as resoluções obtidas nas subfaixas espectrais consideradas são sempre melhores do que as resoluções correspondentes à banda de passagem inteira. Confirma-se também que, devido ao comportamento do ruído  $1/f$ , a resolução melhora quando calculada em sub-regiões espectrais compostas por frequências mais elevadas. Observa-se, por exemplo, que na banda de 1-30 Hz obtém-se uma resolução mais de 4 vezes melhor que aquela obtida na banda de 0-30 Hz, indicando que o ruído  $1/f$  aumenta consideravelmente para frequências muito baixas (inferiores a 1 Hz). Ademais, nota-se que a resolução na banda de 30-1000 Hz é mais de 5 vezes melhor que aquela obtida ao se considerar a banda completa do transdutor (0-1000 Hz).

### 6.1.2. Magnetômetro GMI em malha fechada

Objetivando verificar experimentalmente o funcionamento do magnetômetro GMI em malha fechada, foi aplicado um sinal de campo magnético externo com a forma apresentada na Figura 78 (a). Por sua vez a Figura 78 (b) corresponde à saída do magnetômetro GMI e finalmente a Figura 78 (c) apresenta o sinal de saída do controlador PI.

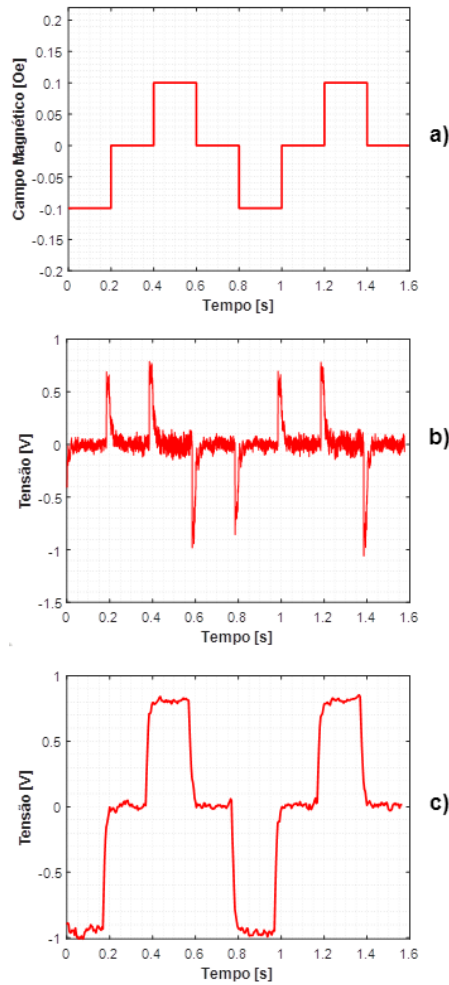


Figura 78. Resposta do magnetômetro GMI em malha fechada: (a) Campo magnético externo aplicado, (b) Tensão de saída do magnetômetro, e (c) Tensão de saída do controlador PI.

Como esperado, o controlador PI projetado, com ganho proporcional de 0,3 e ganho integral de 1920, consegue fazer com que, após um transitório inicial, a tensão de saída  $V_{out}$  do magnetômetro em malha fechada permaneça em zero, apesar das variações no campo magnético externo  $H_{ext}$ , vide Figura 78 (b). Por sua vez, o sinal de saída do controlador PI, como esperado, é proporcional ao campo magnético externo aplicado  $H_{ext}$ , conforme evidenciado pela Figura 78 (c).

Visando avaliar o desempenho do magnetômetro GMI em malha fechada, em comparação com aquele obtido pelo magnetômetro em malha aberta, foram avaliadas as figuras de mérito correspondentes à: sensibilidade, resposta em frequência, densidade espectral de ruído e resolução.

### 6.1.2.1. Sensibilidade

Para avaliar a resposta da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha fechada, em função da variação do campo magnético externo  $H_{ext}$ , este foi submetido a campos magnéticos na faixa de  $H = \pm 0,2$  Oe, em passos de 0,1 Oe. Dado que, como verificado no Capítulo 4 e destacado na medição experimental apresentada na Figura 78 (c), a saída do controlador é proporcional ao campo magnético externo aplicado  $H_{ext}$ , foi medida a tensão de saída do controlador em regime permanente, a fim de observar o comportamento da tensão de saída do controlador em função do campo magnético aplicado.

Dessa forma, a Figura 79 apresenta os resultados do processo de caracterização experimental da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha fechada, isto é, da tensão de saída do controlador PI, em função das variações de campo externo  $H_{ext}$ .

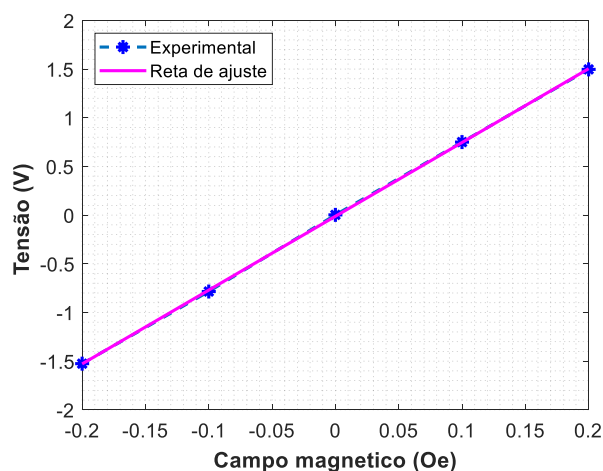


Figura 79. Caracterização experimental da sensibilidade do magnetômetro GMI em malha fechada.

Conforme esperado, os resultados das medições, apresentados na Figura 79, indicam que a tensão de saída é quase nula (-0,002 V) na situação de equilíbrio ( $H_{ext} = 0$ ). Também, observa-se que, conforme previsto pelos resultados simulados, o magnetômetro em malha fechada apresenta uma resposta satisfatoriamente linear na faixa de operação, visto que, para uma mesma variação de  $H_{ext}$ , obtêm-se variações aproximadamente constantes da tensão de saída do controlador PI, conforme evidenciado na Figura 79. Dessa forma, é possível

modelar satisfatoriamente a resposta do magnetômetro GMI em malha fechada por meio do polinômio de ajuste linear dado por

$$V_{controle} = 7,58H_{ext} - 0,012 \quad (39)$$

onde  $V_{controle}$  indica a tensão de saída do magnetômetro em malha fechada, expressa em volt, e  $H_{ext}$  o campo magnético externo aplicado à amostra GMI, expresso em oersted.

Consequentemente, por meio da equação (39), verifica-se que a sensibilidade média experimental do magnetômetro em malha fechada é de 7,58 V/Oe, na faixa de operação. Destaca-se que existe certa diferença entre a sensibilidade experimental e sua estimativa computacional (11,72 V/Oe), apresentada no Capítulo 4. A diferença entre o resultado experimental e o comportamento simulado pode ser devida a imprecisões no modelo da amostra GMI utilizado nas simulações, bem como as tolerâncias dos componentes passivos e aos aspectos não-ideais dos componentes ativos utilizados no circuito experimental.. Por sua vez, no magnetômetro GMI em malha fechada, além das resistências e indutâncias espúrias, introduzidas pelas trilhas que conectam os sensores ao circuito eletrônico, as quais não foram consideradas na análise computacional, pode-se considerar também as possíveis imprecisões avindas do controlador PI, implementado em LabVIEW, e ao sinal de tensão gerado pela placa NI USB-6221.

Observando-se o comportamento da tensão de saída do controle PI do magnetômetro GMI em malha fechada, em função de campos magnéticos externos na faixa de  $\pm 0,4$  Oe, mostrado na Figura 80, nota-se que, como esperado, a saída do controlador PI permanece linear mesmo para campos além da faixa de operação do elemento sensor. Este comportamento é decorrente do controlador sempre buscar manter o elemento sensor submetido apenas a um campo resultante igual ao campo magnético de polarização,  $H_{pol}$ , independentemente da intensidade do campo externo. Dessa forma, as amostras GMI permanecem na sua região linear mesmo para  $|H_{ext}| > 0,2$  Oe. Esta constatação experimental corrobora uma das vantagens do magnetômetro GMI em malha fechada, a ampliação da faixa linear de operação, independentemente da faixa de operação do elemento sensor. Este fato torna-se ainda mais evidente ao se comparar os resultados mostrados na

Figura 80, para o magnetômetro em malha fechada, com aqueles anteriormente obtidos para o magnetômetro GMI em malha aberta, mostrados na Figura 73.

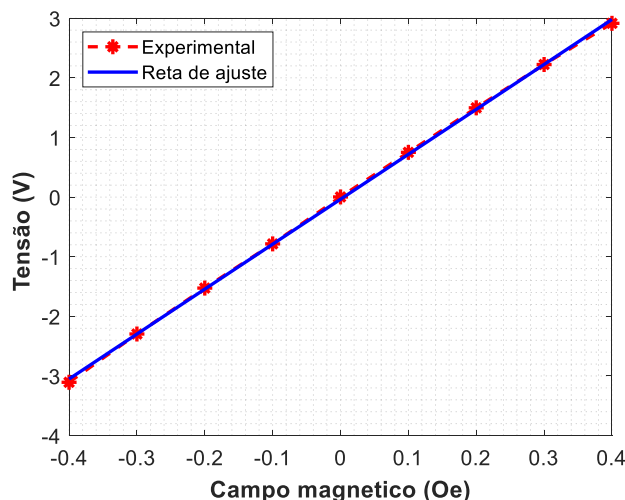


Figura 80. Saída do magnetômetro GMI em malha fechada, para campos magnéticos externos na faixa de -0,4 Oe até 0,4 Oe.

Consequentemente, ressalta-se que a faixa de operação linear do magnetômetro GMI em malha fechada, é limitada apenas pela capacidade máxima de corrente de saída do conversor V/I e por limitações físicas do solenoide empregado para gerar o campo de polarização do elemento sensor. Para o caso particular do magnetômetro GMI em malha fechada, constatou-se de forma experimental que a faixa de operação é de pelo menos  $\pm 0,4$  Oe.

Dessa forma, usando uma topologia de malha fechada é possível aumentar a faixa de operação de transdutores magnéticos baseados em elementos sensores com faixa de operação estreita.

#### 6.1.2.2. Resposta em frequência

Como mencionado no início da seção 6.1, no caso do magnetômetro operando em malha fechada a frequência de amostragem máxima é de 250 Hz. Dessa forma, para caracterização da resposta em frequência, o magnetômetro GMI em malha fechada foi submetido a um campo magnético senoidal com amplitude fixada em  $H_{ext} = 0,1$  Oe, ou, equivalentemente,  $\mu_0 H_{ext} = 10$   $\mu$ T, e frequências variando de 1 Hz até 125 Hz, de modo a se respeitar o teorema de Nyquist.

A Figura 81 apresenta o comportamento experimental da sensibilidade do magnetômetro GMI em malha fechada, em função da frequência do campo aplicado, expressa em hertz. A sensibilidade é expressa em mV/nT, dividindo-se o valor pico a pico da tensão de saída do controlador PI pelo valor pico a pico do campo externo aplicado.

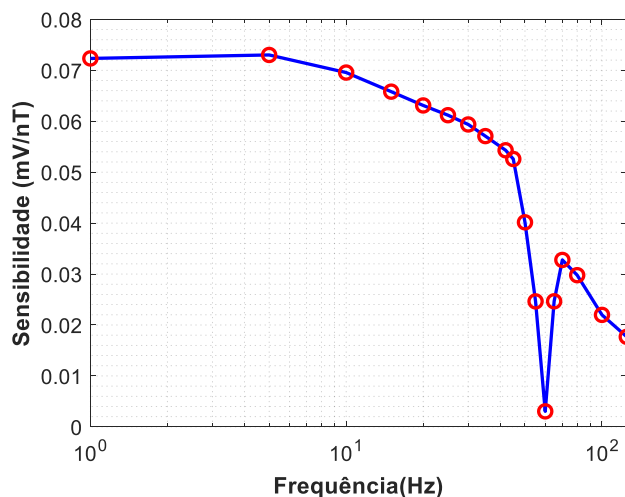


Figura 81. Sensibilidade do magnetômetro GMI em malha fechada, expressa em mV/nT, em função da frequência do campo magnético externo aplicado.

A resposta em frequência do magnetômetro GMI em malha fechada, apresentada na Figura 81, evidencia que a largura de banda diminuiu consideravelmente, quando comparada com a do magnetômetro GMI em malha aberta – vide Figura 74. Também, é possível observar a atenuação dos sinais na vizinhança de 60 Hz, causada pelo filtro *notch*.

Por sua vez, a Figura 82 apresenta uma representação alternativa da resposta em frequência do magnetômetro GMI em malha fechada, apresentando o comportamento da sensibilidade, expressa em decibels, em função da frequência do campo aplicado. A curva de sensibilidade em decibels foi obtida aplicando a equação (37) aos dados experimentais da Figura 81.



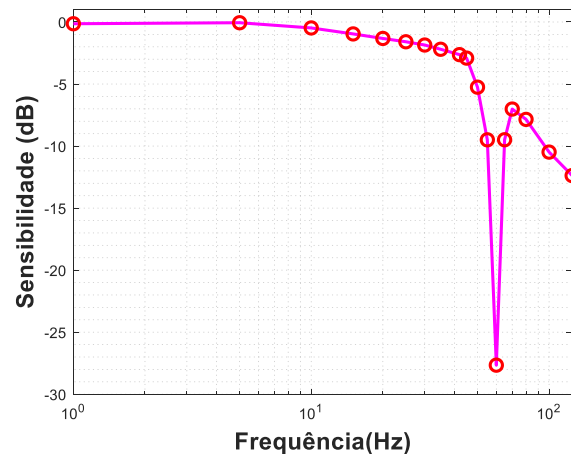


Figura 82. Sensibilidade do magnetômetro GMI em malha fechada, expressa em dB, em função da frequência do campo magnético aplicado.

Observando-se a Figura 82, percebe-se, como esperado, que a largura de banda em malha fechada diminuiu em relação a do magnetômetro GMI em malha aberta – vide Figura 75. Mais especificamente, nota-se que a largura de banda de -3 dB é de aproximadamente 45 Hz. A evidente diminuição da largura de banda se deve, em grande parte, ao fato do sistema de controle ter sido implementado por software, executado em um sistema operacional não dedicado, com múltiplos processos rodando simultaneamente, o que impacta na velocidade de resposta do módulo de controle e aquisição de dados.

### 6.1.2.3. Densidade espectral de ruído

Considerando que se deseja obter a curva de densidade espectral de ruído em  $\text{nT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ , deve-se dividir os valores em  $\text{V} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ , obtidos pelo subVI do LabVIEW, pela sensibilidade do circuito de transdução. Dessa forma, para o cálculo da densidade espectral de ruído do magnetômetro GMI em malha fechada foi usado o modelo de sensibilidade obtido pela interpolação *pchip* dos dados experimentais mostrados na Figura 81.

A Figura 83 apresenta a curva de densidade espectral de ruído obtida para o magnetômetro GMI em malha fechada.

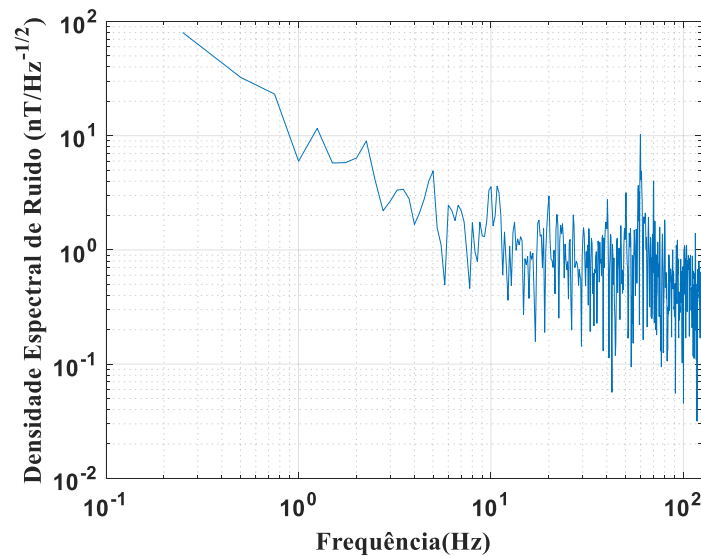


Figura 83. Densidade espectral de ruído da tensão de saída do magnetômetro GMI em malha fechada.

De acordo com o observado na Figura 83, nota-se que a densidade espectral de ruído do magnetômetro GMI em malha fechada conserva a forma  $1/f$ . Por sua vez, observa-se também a presença de uma componente espectral de maior intensidade na vizinhança de 60 Hz, o que reforça a necessidade de utilização do filtro *notch* para atenuação desta componente indesejada de interferência.

#### 6.1.2.4. Resolução

A resolução do magnetômetro GMI em malha fechada foi estimada a partir da curva de ruído  $1/f$ , integrando-se o quadrado da densidade espectral de ruído  $c(f)$  na banda de interesse, e posteriormente extraindo a raiz quadrada do valor obtido, conforme definido na equação (38).

Dessa forma, verifica-se que a resolução calculada considerando-se toda a banda de passagem ( $f_1 = 0$  até  $f_2 = 45$  Hz) foi de 37,22 nT. Por sua vez, também avaliou-se a resolução em algumas sub-regiões específicas, contidas na banda de passagem. Para frequências entre  $f_1 = 0$  e  $f_2 = 30$  Hz, a resolução foi de 37,01 nT, enquanto que, para frequências de  $f_1 = 1$  Hz até  $f_2 = 30$  Hz, obteve-se uma resolução de 12,82 nT. Por sua vez, para frequências entre  $f_1 = 30$  até  $f_2 = 45$  Hz, a resolução é de 3,93 nT. Dessa forma, observa-se que na banda de 1-30 Hz obtém-se uma resolução cerca de 3 vezes melhor que aquela obtida na banda de 0-30 Hz,

indicando que o ruído  $1/f$  aumenta consideravelmente para frequências muito baixas (inferiores a 1 Hz). Nota-se também que a resolução na banda de 30-45 Hz é mais de 9 vezes melhor que aquela obtida ao se considerar a banda completa deste transdutor (0-45 Hz).

Ademais, considerando-se a faixa de 0-30 Hz, percebe-se que a resolução do magnetômetro GMI em malha fechada é significativamente melhor do que a atingida pela configuração em malha aberta. Por sua vez, na banda 1-30 Hz as resoluções em malha aberta e em malha fechada assumem valores semelhantes.

## 6.2.

### Avaliação experimental do Gradiômetro GMI

O módulo de controle desenvolvido em LabVIEW, para os magnetômetros analisados, foi modificado para execução dos ensaios experimentais com os gradiômetros GMI testados, a fim de adquirir os sinais advindos das saídas dos circuitos eletrônicos do Magnetômetro 1 e do Magnetômetro 2, bem como gerar os sinais de controle do campo de polarização para os solenoides, por meio dos canais analógicos de saída da placa de aquisição de dados NI USB-6221, da *National Instruments*.

A Figura 84 apresenta um diagrama de blocos simplificado do módulo desenvolvido em LabView para o gradiômetro GMI em malha aberta. A saída do gradiômetro é calculada via *software*, por meio da diferença entre os sinais de saída do magnetômetro 1 e do magnetômetro 2. Por sua vez, este módulo também fornece os sinais de tensão  $V_{H_{pol}}$  necessários para gerar o campo magnético de polarização dos elementos sensores GMI.

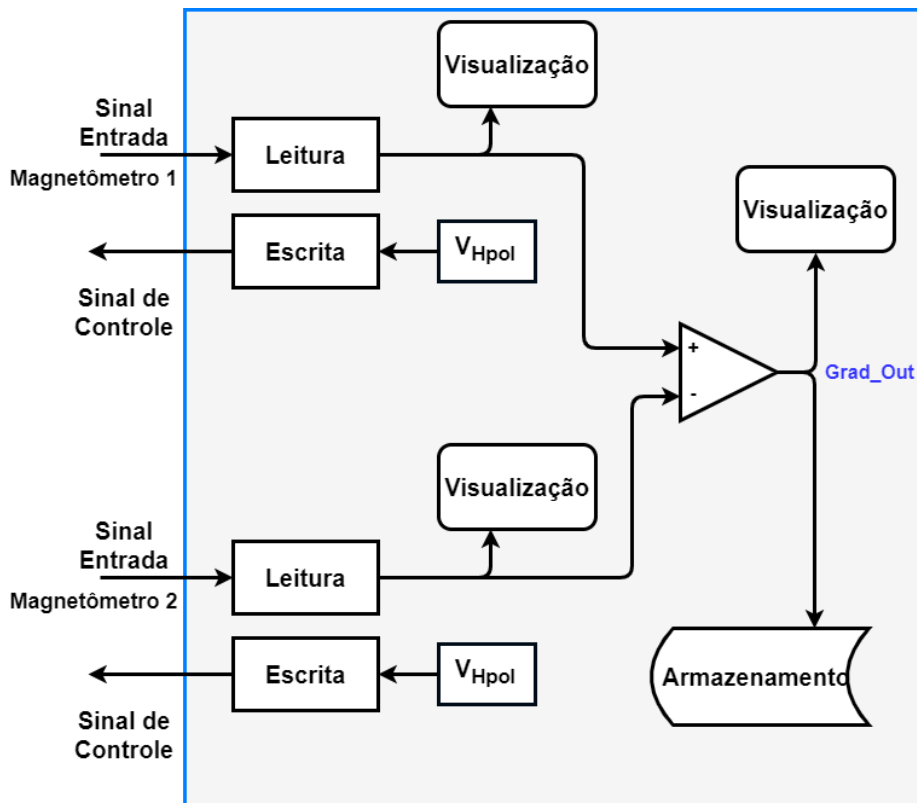


Figura 84. Diagrama de blocos simplificado do módulo desenvolvido em LabVIEW, para o gradiômetro GMI operando em malha aberta.

A Figura 85, por sua vez, representa de forma simplificada o módulo desenvolvido em LabView para o gradiômetro GMI operando em malha fechada. Como indicado na Figura 85, o gradiômetro GMI em malha fechada é implementado digitalmente, com seu sinal de saída sendo dado pela diferença dos sinais advindos dos controladores PI. Na sequência, o sinal de saída de cada um dos controladores PI é fornecida como fonte de controle do campo de polarização das amostras GMI dos magnetômetros 1 e 2. Ressalta-se que, para uma adequada operação do gradiômetro em malha fechada, fez-se necessário modificar a quantidade de amostras processadas pelos controladores PI de 20 para 40, pois devido à maior carga computacional este módulo ficava instável com apenas 20 amostras. Dessa forma, visto que a frequência de amostragem da placa foi configurada em 5000 amostras por segundo, a frequência de amostragem final passou a ser de 125 Hz na saída dos controladores PI.

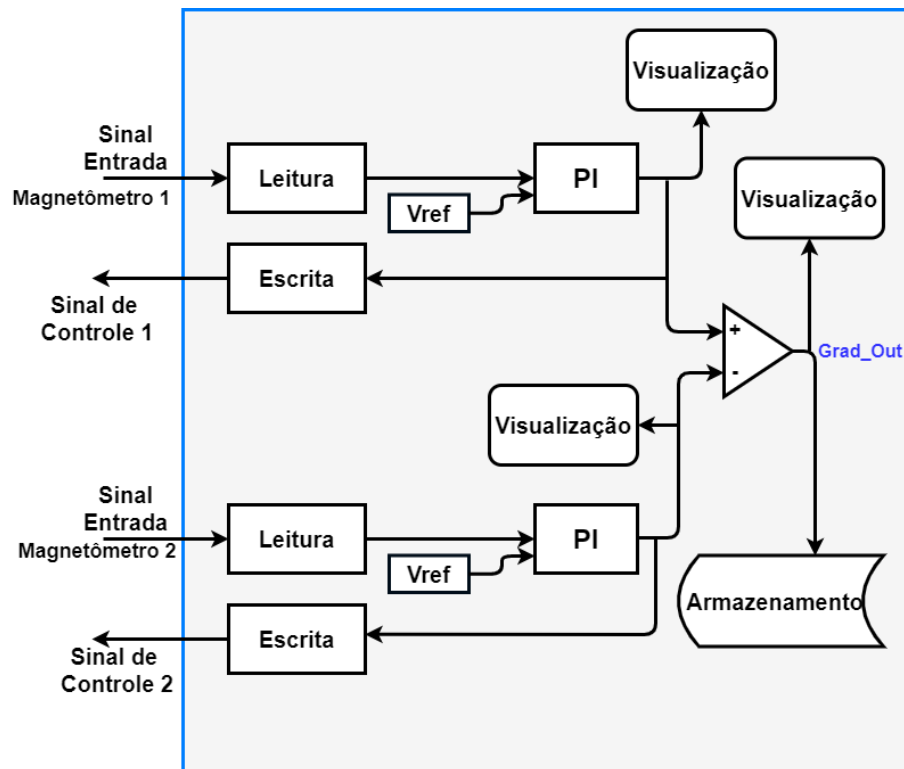


Figura 85. Diagrama de blocos simplificado do módulo desenvolvido em LabVIEW, para o gradiômetro GMI operando em malha fechada.

A Figura 86 apresenta o arranjo experimental usado na caracterização experimental do gradiômetro GMI. Como mencionado na seção 5.2, a placa de circuito impresso, desenvolvida para o circuito eletrônico do gradiômetro GMI, foi projetada de modo a possibilitar o ajuste da distância de separação entre as amostras sensoras, ou seja, a linha de base do gradiômetro, que pode ser ajustada entre 2 e 10 cm, em passos de 1 cm. Dessa forma, a fim de se estabelecer a linha de base ótima para o gradiômetro GMI desenvolvido, foi estimada a relação sinal-ruído associada às diferentes opções de linha de base. Para todas as linhas de base avaliadas, as amostras GMI foram polarizadas em 0,5 Oe e a amostra A1 do gradiômetro GMI foi excitada por uma densidade de fluxo magnético senoidal externo com 10  $\mu$ T de amplitude e 10 Hz de frequência, gerada pela bobina B1.

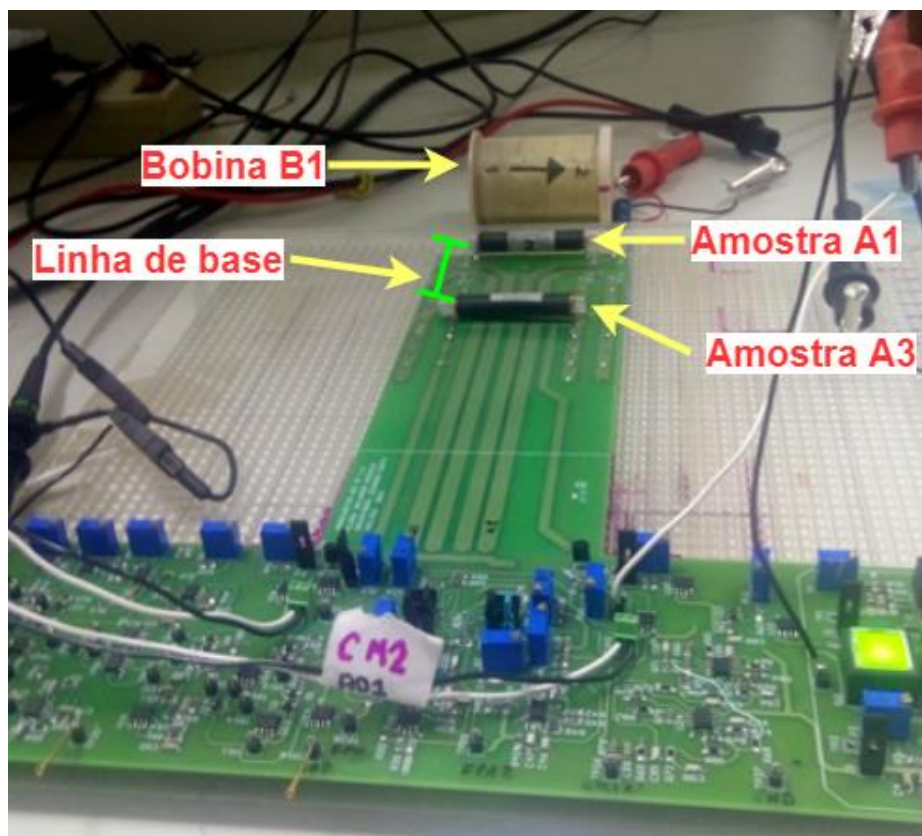


Figura 86. Arranjo experimental utilizado para a caracterização da relação sinal-ruído do gradiômetro GMI desenvolvido.

Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 10, a qual indica a relação sinal-ruído (*signal-to-noise ratio*, SNR) correspondente a cada linha de base avaliada. Por sua vez, a Figura 91 apresenta a curva da relação sinal-ruído em função da linha de base do gradiômetro.

Tabela 10. Relação sinal-ruído para cada linha de base avaliada do gradiômetro GMI.

Linha de base (cm)	Relação sinal-ruído (V/V)	Relação sinal-ruído (dB)
2	123,99	41,868
3	129,32	42,233
4	138,56	42,833
5	161,24	44,149
6	195,22	45,810
7	183,88	45,290

8	119,69	41,561
9	56,10	34,979
10	49,72	33,931

Com base nas informações explicitadas na Tabela 10, verifica-se que a maior relação sinal-ruído ocorre para uma linha de base de 6 cm, para a qual obtém-se  $SNR = 195,22$  V/V. Nota-se que, inicialmente, a partir de 2 cm, conforme a linha de base aumenta o valor da relação sinal-ruído também aumenta. Porém, a partir de 6 cm, observa-se que a relação sinal-ruído diminui rapidamente. Este comportamento decorre do fato da hipótese de que o ruído magnético ambiental afeta as amostras de maneira idêntica tornar-se gradativamente menos válida conforme se aumenta o afastamento entre as amostras sensoras. O comportamento aqui descrito pode ser claramente observado na Figura 87.

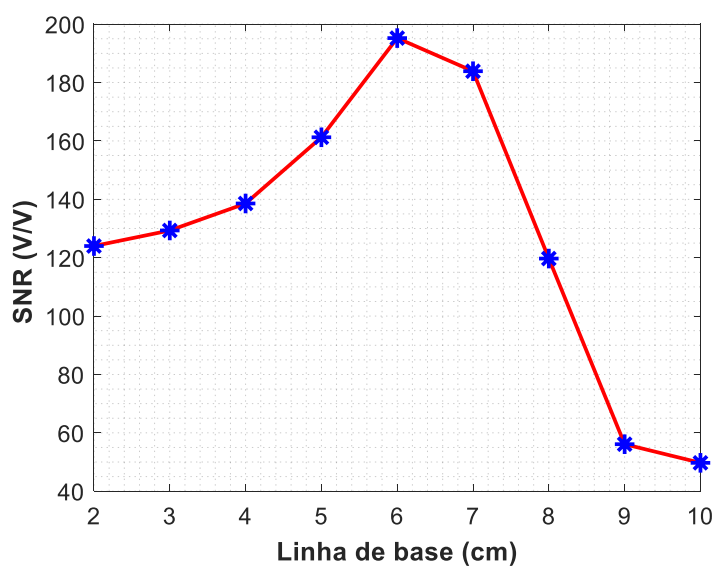


Figura 87. Curva da relação sinal-ruído do gradiômetro GMI em função da linha de base.

Na Figura 87, pode ser observada a existência de um ponto de inflexão em 6 cm, que corresponde à distância na qual obteve-se a melhor relação sinal-ruído, dentre as situações experimentalmente avaliadas para o gradiômetro GMI desenvolvido. Ressalta-se que todas as caracterizações experimentais apresentadas nas seções seguintes foram sempre realizadas usando a linha de base de 6 cm, em virtude desta ser a que possibilitou a maximização da relação sinal-ruído do gradiômetro.

Finalmente, no intuito de caracterizar a sensibilidade do gradiômetro GMI, foi necessário estimar diferença de campo magnético ( $\Delta H$ ) entre as amostras sensoras A1 e A3. Devido à configuração adotada no procedimento experimental (vide Figura 86), a amostra A1 sempre será submetida a densidades de fluxo magnético, geradas pela Bobina B1, superiores às que incidem sobre A3. Por sua vez, de modo a garantir que a amostra A1 não saia de sua região de operação, nunca deve-se submetê-la a  $|\mu_0 H_{\text{ext}}| > 20 \mu\text{T}$ . Dessa forma, tendo em vista os resultados das avaliações feitas com o *fluxgate*, ajustou-se a amplitude da corrente de excitação da bobina B1, a fim de produzir densidades de fluxo magnético sobre A1 com amplitudes variando entre  $\pm 20 \mu\text{T}$ , em passos de  $10 \mu\text{T}$ . Na sequência, conhecendo-se a linha de base (6 cm) e a curva de decaimento do campo magnético, fornecida pela equação (35), é possível calcular o gradiente de campo entre as amostras A1 e A3, para cada caso avaliado. Os resultados obtidos para  $\Delta H$  são apresentados na Tabela 11.

Tabela 11. Gradientes de campo magnético entre as amostras A1 e A3.

<b>Campo Magnético aplicado na Amostra A1 (<math>\mu\text{T}</math>)</b>	<b><math>\Delta H</math> entre as amostras A1 e A3 (<math>\mu\text{T}</math>)</b>
20	17,73
10	8,66
0	0
-10	-8,66
-20	-17,73

Com base nos valores da Tabela 11 é possível relacionar a tensão de saída do gradiômetro GMI com o gradiente de campo entre as amostras sensoras. Nas próximas seções são determinadas as principais figuras de mérito para o gradiômetro GMI operando tanto em malha aberta quanto em malha fechada.



## 6.2.1. Gradiômetro GMI em malha aberta

### 6.2.1.1. Sensibilidade

A Figura 88 apresenta os resultados do processo de caracterização experimental da tensão de saída do gradiômetro GMI operando em malha aberta em função das diferenças de campo  $\Delta H$ , mostrados na Tabela 11.

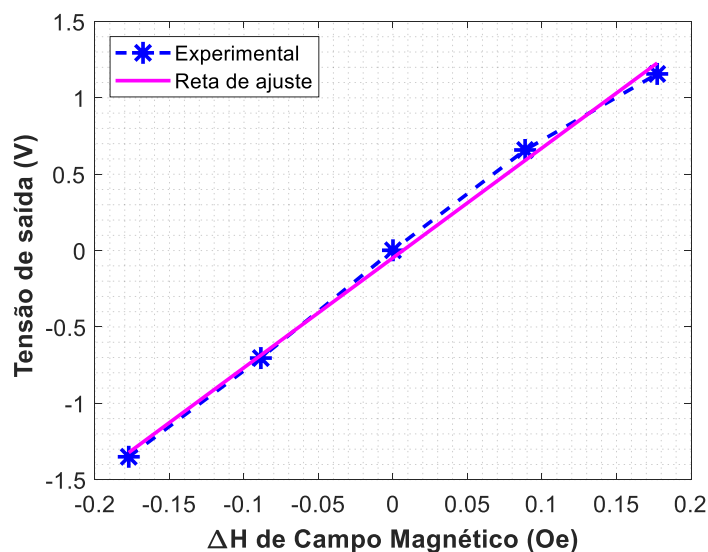


Figura 88. Caracterização experimental da sensibilidade do gradiômetro GMI em malha aberta.

Com base nos dados experimentais apresentados na Figura 88, 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 com  $R^2 = 0,995$ , dado por

$$V_{out\_grad} = 7,19\Delta H - 0,047 \quad (39)$$

Consequentemente, verifica-se que os resultados experimentais obtidos indicam uma sensibilidade média de aproximadamente 7,19 V/Oe, para o gradiômetro GMI em malha aberta, em sua região de operação. Destaca-se que esta sensibilidade é ligeiramente diferente da estimativa computacional feita no Capítulo 5 (8,497 V/Oe). Assim como no caso dos magnetômetros anteriormente avaliados, é razoável admitir que a diferença entre os resultados experimentais e

simulados sejam majoritariamente fruto de impedâncias espúrias, introduzidas pelas trilhas que conectam os sensores ao circuito eletrônico, as quais não foram consideradas na análise computacional. Ademais, tampouco foram consideradas eventuais fontes de erro introduzidas pela placa NI USB621, usada para aquisição dos sinais.

#### 6.2.1.2. Resposta em frequência

A resposta em frequência do gradiômetro GMI em malha aberta foi avaliada experimentalmente, a fim de se estimar sua banda de passagem. Com este intuito, inspecionou-se a dependência da sensibilidade do gradiômetro com a frequência do campo magnético aplicado.

Em todos os testes realizados nesta subseção, a amplitude do gradiente de campo magnético foi fixada em  $\Delta H = 0,0866$  Oe ou, equivalentemente,  $\mu_0 \Delta H = 8,66 \mu\text{T}$ , a fim de se garantir que o gradiômetro opere em sua faixa linear, como mostrado na Figura 88. Os resultados obtidos para a sensibilidade em função da frequência do campo magnético são apresentados na Figura 89.

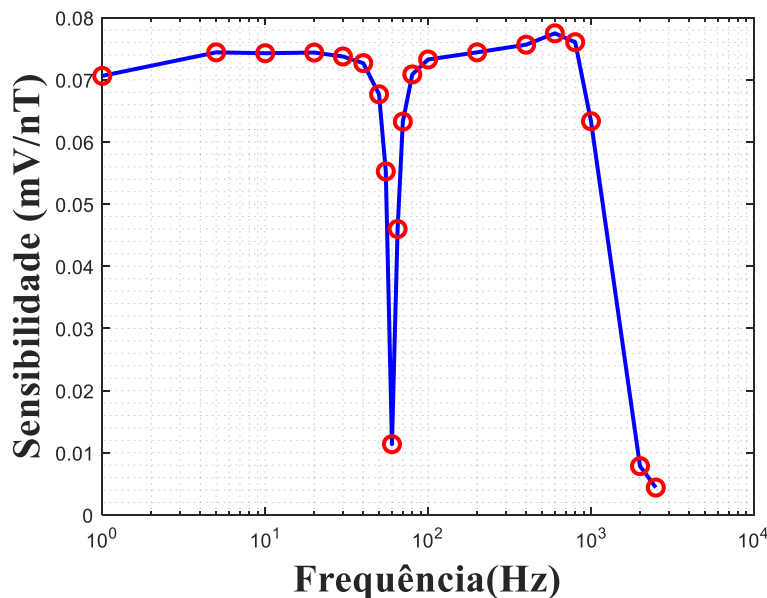


Figura 89. Sensibilidade do gradiômetro GMI em malha aberta, expressa em mV/nT, em função da frequência do campo magnético aplicado.

Aplicando a equação (37) aos dados experimentais da Figura 89 é possível expressar a curva de sensibilidade em decibels (dB), como evidenciado na Figura 90.

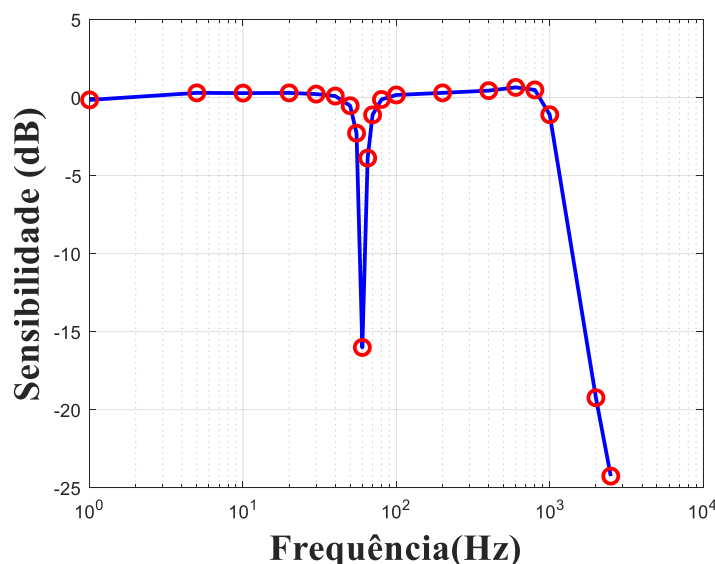


Figura 90. Sensibilidade do gradiômetro GMI em malha aberta, expressa em dB, em função da frequência do campo magnético aplicado.

Analisando-se o comportamento das curvas apresentadas na Figura 89 e na Figura 90, verifica-se que a banda de passagem do gradiômetro GMI em malha aberta situa-se entre 0 Hz e aproximadamente 1130 Hz (-3 dB). Este resultado era esperado, tendo em vista as características dos circuitos eletrônicos implementados para cada um dos magnetômetros que fazem parte do gradiômetro, os quais possuem filtros passa-baixas em seus estágios de saída, com frequência de corte ajustada para cerca de 1000 Hz. Dessa forma, verifica-se que a banda do gradiômetro GMI em malha aberta é limitada exclusivamente pelas características do circuito eletrônico desenvolvido. Por sua vez, também se percebe que, conforme esperado, os filtros *notch* rejeitam de maneira efetiva a frequência de 60 Hz. Além disso, nota-se que a sensibilidade é satisfatoriamente constante para frequências dentro da banda de passagem, excluindo-se, obviamente, as componentes espectrais na vizinhança de 60 Hz.

### 6.2.1.3. Densidade Espectral de Ruído

Para avaliação da densidade espectral de ruído do gradiômetro GMI em malha aberta, ambas as amostras (A1 e A3) foram submetidas apenas ao campo magnético de polarização ( $H_{pol} = 0,5$  Oe), ou seja, fez-se  $H_{ext} = 0$ . Nesta condição, as saídas dos magnetômetros foram adquiridas pelos canais de entrada da placa NI USB-6221. Na sequência, a diferença entre os sinais adquiridos foi computada no LabVIEW, de modo a se obter a saída do gradiômetro. Por fim, conectou-se o sinal de saída do gradiômetro diretamente a um bloco analisador de espectro, presente no LabVIEW, configurado de modo a fornecer a densidade espectral de ruído tomando a média de 10 medições.

Considerando que se deseja obter a curva de densidade espectral de ruído em  $\text{nT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ , deve-se dividir os valores em  $\text{V} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ , obtidos pelo subVI do LabVIEW, pela sensibilidade do gradiômetro GMI em malha aberta. Dessa forma, para o cálculo da densidade espectral de ruído do gradiômetro GMI em malha aberta foi usado o modelo de sensibilidade obtido pela interpolação *pchip* dos dados experimentais apresentados na Figura 89. O resultado obtido é apresentado na Figura 91.

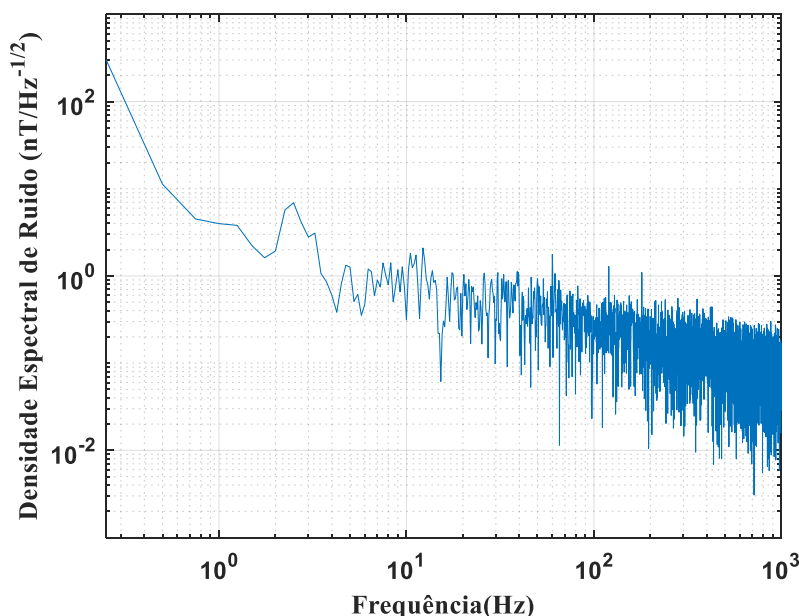


Figura 91. Densidade espectral de ruído da tensão de saída do gradiômetro GMI em malha aberta.

O comportamento da curva da Figura 91 conserva a forma  $1/f$ . Assim como observado para o magnetômetro em malha aberta, ocorre uma diminuição do ruído em altas frequências. Porém, o ruído em baixas frequências apresenta um aumento superior ao observado para o magnetômetro, provavelmente, como resultado das duas amostras sensoras A1 e A3, utilizadas para implementação do gradiômetro, não serem completamente homogêneas, como destacado no Capítulo 3.

#### **6.2.1.4. Resolução**

A partir da curva da densidade espectral de ruído  $1/f$ , mostrada na Figura 91, foi calculada a resolução do gradiômetro em malha aberta integrando-se o quadrado da densidade espectral de ruído  $c(f)$  na banda de interesse, e, posteriormente, extraindo a raiz quadrada do valor obtido, conforme definido na equação (38).

Dessa forma, a resolução calculada para toda a banda de passagem ( $f_1 = 0$  até  $f_2 = 1130$  Hz) foi de 107,53 nT. Também, calculou-se as resoluções em outras sub-regiões de interesse. Para frequências entre  $f_1 = 0$  e  $f_2 = 30$  Hz, a resolução foi de 107,54 nT, enquanto que para frequências entre  $f_1 = 1$  Hz e  $f_2 = 30$  Hz obteve-se uma resolução de 7,38 nT. Por sua vez, para frequências entre  $f_1 = 30$  até  $f_2 = 1130$  Hz, a resolução é de 6,69 nT.

Consequentemente, nota-se que a resolução do gradiômetro GMI em malha aberta apresenta um maior ruído  $1/f$  na faixa 0-30 Hz, com relação ao magnetômetro GMI em malha aberta na mesma faixa de frequências. Por sua vez, na banda 1-30 Hz a resolução do gradiômetro em malha aberta apresenta uma melhoria em relação ao magnetômetro em malha aberta. Ademais, percebe-se que a resolução do gradiômetro GMI em malha aberta na banda de 30-1130 Hz é 16 vezes melhor que aquela obtida ao se considerar a banda completa do transdutor (0-1130 Hz).

### 6.2.2. Gradiômetro GMI em malha Fechada

Conforme apresentado na Figura 85, o gradiômetro GMI em malha fechada foi implementado por meio da aquisição dos sinais de saída dos magnetômetros, que são conectados as entradas dos controladores PI implementados digitalmente em LabVIEW. Por sua vez, a saída do gradiômetro é dada pela diferença das saídas dos controladores PI. A fim de caracterizar o desempenho do gradiômetro GMI em malha fechada desenvolvido, foram avaliadas as figuras de mérito: sensibilidade, resposta em frequência, densidade espectral de ruído e resolução.

#### 6.2.2.1. Sensibilidade

A sensibilidade do gradiômetro GMI em malha fechada foi avaliada seguindo um processo análogo ao descrito para o gradiômetro GMI em malha aberta na seção 6.2.1.1. Ressalta-se, porém, que a tensão de saída do gradiômetro em malha fechada é dada pela diferença entre os sinais de saída dos controladores PI (vide Figura 85), enquanto que a tensão de saída do gradiômetro em malha aberta é dada diretamente pela diferença entre os sinais de saída dos magnetômetros (vide Figura 84). Os resultados obtidos são apresentados na Figura 92.

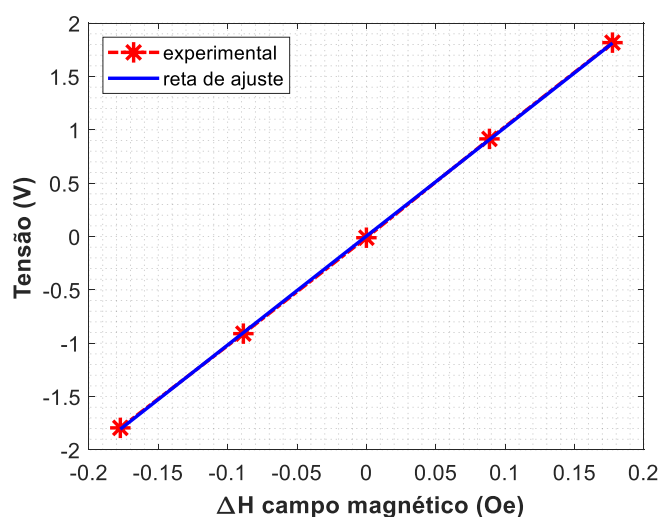


Figura 92. Caracterização experimental da sensibilidade do gradiômetro GMI em malha fechada.

Por meio dos dados experimentais apresentados na Figura 92, nota-se que o comportamento da saída do gradiômetro GMI em malha fechada, em função da

diferença de campo magnético ( $\Delta H$ ), pode ser modelado por um polinômio de ajuste linear com  $R^2 = 0,9999$ , dado por

$$V_{out\_grad\_MF} = 10,204\Delta H - 0,0036 \quad (40)$$

Consequentemente, observando-se o coeficiente angular da reta de ajuste, verifica-se que os resultados experimentais indicam uma sensibilidade média do gradiômetro GMI em malha fechada de aproximadamente 10,2 V/Oe, na região de operação. Esta sensibilidade é satisfatoriamente próxima da estimativa computacional feita no Capítulo 5 (11,87 V/Oe), sendo a pequena diferença observada majoritariamente associada a impedâncias espúrias presentes nas trilhas que conectam os elementos sensores ao circuito eletrônico de transdução, as quais foram desprezadas na análise computacional. Ademais, comparando-se a curva experimental de sensibilidade mostrada na Figura 92 com a do gradiômetro em malha aberta, Figura 88, nota-se que o gradiômetro em malha fechada possui um comportamento consideravelmente mais linear que o gradiômetro em malha aberta.

#### **6.2.2.2. Resposta em frequência**

A fim de estimar a banda de passagem do gradiômetro GMI em malha fechada, inspecionou-se a dependência da sensibilidade do mesmo com a frequência do campo magnético aplicado. Dessa forma, a amplitude do gradiente de campo magnético foi fixada em  $\Delta H = 0,0866$  Oe ou, equivalentemente,  $\mu_0 \Delta H = 8,66$   $\mu$ T, a fim de se garantir que o gradiômetro opere em sua faixa linear, como mostrado na Figura 92. Os resultados obtidos para o comportamento da sensibilidade em função da frequência do campo magnético são apresentados na Figura 93.

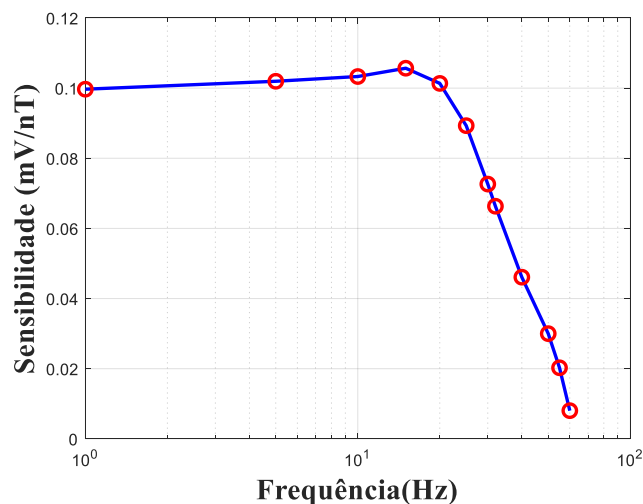


Figura 93. Sensibilidade do gradiômetro GMI em malha fechada, expressa em mV/nT, em função da frequência do campo magnético aplicado.

Por sua vez, aplicando a equação (37) aos dados experimentais da Figura 93 obtém-se a Figura 94, que expressa a sensibilidade do gradiômetro em decibels (dB).

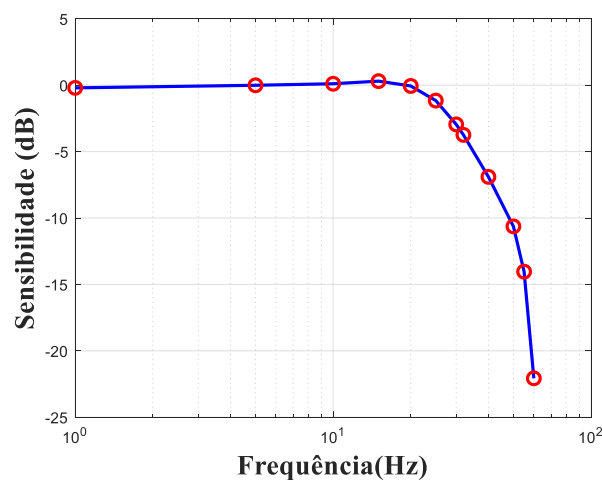


Figura 94. Sensibilidade do gradiômetro GMI em malha fechada, expressa em dB, em função da frequência do campo magnético aplicado.

Analisando-se o comportamento das curvas apresentadas na Figura 93 e 101, verifica-se que a banda de passagem do gradiômetro GMI em malha fechada situa-se entre aproximadamente 0 e 30 Hz (-3 dB). Dessa forma, percebe-se que a largura de banda do gradiômetro GMI em malha fechada estreitou-se em relação a do gradiômetro GMI em malha aberta. A diminuição da largura de banda se deve, em grande parte, ao controlador ter sido implementado digitalmente, em um sistema operacional não dedicado, com múltiplos processos sendo executados



simultaneamente, o que impacta na velocidade de resposta dos módulos de controle e aquisição de dados.

### 6.2.2.3. Densidade Espectral de Ruído

Adotando-se um procedimento similar ao efetuado com o gradiômetro em malha aberta, pode-se também avaliar a densidade espectral de ruído do gradiômetro GMI em malha fechada. Neste intuito, ambas as amostras (A1 e A3) foram submetidas apenas ao campo magnético de polarização ( $H_{pol} = 0,5 \text{ Oe}$ ). Por sua vez, a saída do gradiômetro foi conectada diretamente a entrada de um bloco analisador de espectro, disponível na biblioteca do LabVIEW, configurado de modo a fornecer a densidade espectral de ruído com base na média de 10 medições.

Considerando que se deseja obter a curva de densidade espectral de ruído em  $\text{nT} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ , deve-se dividir os valores em  $\text{V} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$ , obtidos pelo subVI do LabVIEW, pela sensibilidade do gradiômetro GMI em malha fechada. Dessa forma, foi utilizado o modelo de sensibilidade obtido pela interpolação *pchip* dos dados experimentais mostrados na Figura 93. O resultado obtido é apresentado na Figura 95.

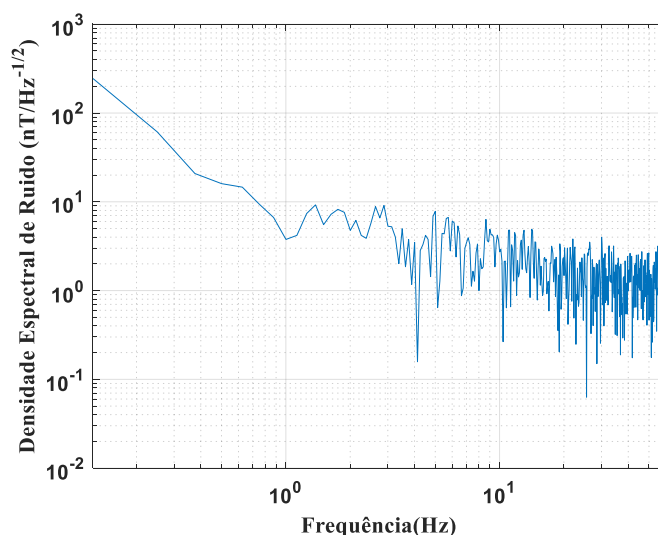


Figura 95. Densidade espectral de ruído da tensão de saída do gradiômetro GMI em malha fechada.

A curva de densidade espectral de ruído da Figura 95 evidencia uma melhoria no ruído de baixa frequência no gradômetro GMI em malha fechada, com relação ao apresentado pelo gradiômetro em malha aberta.

#### **6.2.2.4. Resolução**

A partir da curva da densidade espectral de ruído, mostrada na Figura 95, calculou-se a resolução integrando-se o quadrado da densidade espectral de ruído  $c(f)$  na banda de interesse e, posteriormente, extraindo a raiz quadrada do valor obtido, conforme definido na equação (38).

A resolução calculada para toda a banda de passagem ( $f_1 = 0$  até  $f_2 = 30$  Hz) foi de 68,12 nT. Por sua vez, para a sub-região de  $f_1 = 1$  Hz até  $f_2 = 30$  Hz obteve-se uma resolução de 16,94 nT.

Com base nos resultados obtidos, nota-se que a resolução do gradiômetro GMI em malha fechada apresenta um menor ruído  $1/f$  na faixa 0-30 Hz, com relação ao gradiômetro GMI em malha aberta, na mesma faixa de frequências. Por outro lado, na banda 1-30 Hz, a resolução do gradiômetro em malha fechada apresenta maior ruído  $1/f$  em comparação tanto ao gradiômetro quanto ao magnetômetro em malha aberta, indicando que o controlador PI responde bem para baixas frequências, porém, dado que sua banda passante é pequena, não consegue compensar adequadamente as componentes espectrais de ruído em altas frequências.

### **6.3. Análise comparativa de desempenho dos dispositivos desenvolvidos**

A Tabela 12 contém o resumo das principais características de desempenho avaliadas ao longo do presente capítulo para os magnetômetros e gradiômetros GMI, tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Adicionalmente, as medições da densidade espectral de ruído (DER), feitas originalmente tomando-se a média de 10 amostras, foram aqui refeitas, tomando-se a média de 30 amostras, a fim de se poder avaliar o efeito deste parâmetro na resolução. Ressalta-se ainda

que todas as medições apresentadas na Tabela 12 foram efetuadas fora da câmara magneticamente blindada.

Tabela 12. Resumo das características de desempenho das diferentes configurações de magnetômetros e gradiômetros GMI, tanto em malha aberta quanto em malha fechada.

Configuração	Sensibilidade (V/Oe)	nº de médias para cálculo da DER	Resolução (nT)@ 1 Hz	Resolução (nT) na banda de passagem	Resolução (nT) @ (0 -30 Hz)	Resolução (nT) @ (1 -30 Hz)	Fundo de escala ( $\mu$ T)
Magnetômetro Malha Aberta	7,62	10	5,20	55,68 (0-1000 Hz)	54,68	12,13	$\pm 20$
		30	4,12	35,26 (0-1000 Hz)	33,99	11,87	
Magnetômetro Malha Fechada	7,58	10	5,98	37,22 (0-45 Hz)	37,01	12,82	Maior de $\pm 40$
		30	10,83	27,74 (0-45 Hz)	27,22	17,48	
Gradiômetro Malha Aberta	7,19	10	3,98	107,53 (0-1000 Hz)	107,33	7,38	$\pm 20$
		30	11,64	81,41 (0-1000 Hz)	81,13	7,53	
Gradiômetro Malha Fechada	10,20	10	3,76	68,12 (0-30 Hz)	68,12	16,94	Maior de $\pm 40$
		30	15,10	28,41 (0-30 Hz)	28,41	17,23	

Observando-se os resultados provenientes das diferentes configurações testadas na presente Tese, resumidos na Tabela 12, verifica-se que a configuração com maior sensibilidade corresponde ao gradiômetro GMI em malha fechada (10,20 V/Oe).

Por outro lado, a resolução em 1 Hz é uma figura de mérito amplamente usada na literatura pra comparação de transdutores magnéticos[2,132]. Dentre os transdutores projetados ao longo deste trabalho, verifica-se que a melhor resolução em 1 Hz foi obtida para o gradiômetro GMI em malha fechada (3,76 nT). Também, com relação à resolução em um hertz, percebe-se que o aumento na quantidade de amostras tomadas para o cálculo da média utilizada para obtenção da DER não implica necessariamente em uma melhor resolução nesta frequência.

Por sua vez, o magnetômetro GMI em malha fechada foi a configuração que possibilitou a obtenção da melhor resolução na banda de 0 até 30 Hz, resultando em 27,22 nT, considerando-se a medida de 30 amostras para o cálculo da DER. Destaca-se ainda que, para esta mesma quantidade de amostras, o gradiômetro GMI em malha fechada segue de perto o desempenho do magnetômetro GMI em malha fechada, tendo alcançado uma resolução de 28,41 nT na banda de 0 até 30 Hz. Ressalta-se que nesta banda de frequências, como esperado, quanto maior é o número de medições para estabelecer o valor médio, melhor é a resolução. Verifica-se também que, nesta faixa de frequências, as configurações em malha fechada apresentam uma melhor resolução que respectivas configurações em malha aberta.

Por sua vez, na banda de frequências de 1 até 30 Hz, a melhor resolução corresponde à configuração gradiométrica em malha aberta (7,38 nT). Dado que esta banda de frequências (1-30 Hz) desconsidera componentes de ruído 1/f com frequências menores que 1 Hz, conclui-se que, para bandas de frequências que incorporem frequências menores que 1 Hz, as configurações em malha fechada oferecem melhor desempenho em termos de resolução.

Nos ensaios realizados, de forma contrária ao esperado, as configurações gradiométricas não apresentaram uma melhor resolução em relação a suas respectivas configurações magnetométricas. Este fato pode ser parcialmente atribuído aos elementos sensores utilizados não apresentarem boa homogeneidade na faixa de operação. Dessa forma, não é possível garantir que cada um dos magnetômetros que constituem o gradiômetro sejam exatamente simétricos.

Por outro lado, os fundos de escala apresentados na Tabela 12 mostram que as configurações em malha fechada permitem a ampliação da faixa de operação linear dos transdutores magnéticos desenvolvidos.

Conforme mostrado na Tabela 12, o magnetômetro de malha fechada apresenta uma ligeira diminuição na sensibilidade em comparação com o magnetômetro de malha aberta, o que é consistente com o comportamento dos sistemas em malha fechada, os quais apresentam diminuição no ganho em relação à configuração em malha aberta. Geralmente, em magnetômetros GMI de malha fechada, a sensibilidade é dependente do resistor de realimentação, de modo que quanto menor o resistor de realimentação, menor a sensibilidade [47]. Entretanto, o magnetômetro GMI de malha fechada aqui desenvolvido utiliza um circuito de

realimentação mais complexo, composto por um controlador PI implementado por *software* e um conversor V/I, que garante uma alta impedância de entrada para a malha de realimentação. Dessa forma, nota-se que a diminuição de sensibilidade observada entre a configuração de malha aberta e a de malha fechada é mínima, indo de 7,62 V/Oe para 7,58 V/Oe, conforme destacado na Tabela 12. Ademais, nota-se que na banda de 1-30 Hz a resolução do magnetômetro de malha aberta é melhor do que a do operando em malha fechada, enquanto que na banda de 0-30 Hz ocorre o inverso. Este comportamento evidencia que a baixa taxa de amostragem do controlador PI não consegue compensar adequadamente componentes espectrais de alta frequência do ruído.

Nota-se que as configurações gradiométricas desenvolvidas não apresentam melhor resolução em relação às suas respectivas configurações magnetométricas. Embora este resultado não seja o esperado, deve-se notar que não foram utilizadas técnicas de filtragem digital, de cancelamento de ruído adaptativo usado em configurações deste tipo para eliminação de ruído por *software*, além de técnicas avançadas como FDG (*Frequency Dependent Gradiometry*) e NLD (*Nonlinear Denoising in State Space*) [133]. Por outro lado, assim como observado para a configuração magnetométrica, na banda de 0-30 Hz a resolução do gradiômetro de malha fechada é melhor do que o de malha aberta, entretanto na banda de 1-30 Hz o gradiômetro de malha aberta apresenta uma melhor resolução. Dessa forma, verifica-se novamente que o controlador, devido a sua largura de banda limitada, não consegue compensar adequadamente as componentes do ruído de alta frequência.

### 6.3.1. Discussão das topologias de Malha Fechada

A Tabela 13 apresenta algumas das principais figuras de mérito de transdutores GMI de malha fechada destacados na literatura recente, incluindo as dos transdutores GMI de malha fechada desenvolvidos nesta tese. Observando-se os valores de sensibilidade apresentados na Tabela 13, destaca-se o alto valor alcançado pelo gradiômetro descrito em [36] (44 V/ $\mu$ T), cujo circuito eletrônico foi anteriormente apresentado na Figura 11. A alta sensibilidade obtida em [36], em relação aos demais transdutores, inclusive aos desenvolvidos nesta Tese, se

deve à entrada da malha de realimentação ser uma tensão diretamente associada ao campo detectado pelo sensor de referência, o qual é realimentado para os dois elementos sensores. Consequentemente, possibilita-se a compensação da interferência de modo comum e de um alto ganho na saída do gradiômetro.

Tabela 13. Revisão das figuras de mérito de magnetômetros e gradiômetros GMI em malha fechada.

Trabalho	Mag. (M) Grad. (G)	Sensibilidade	Fundo de Escala	Banda Passante	Densidade espectral de ruído em 1 Hz	Com Blindagem Magnética?
[67]	M	490 mV/ $\mu$ T	$\pm 20 \mu$ T	90 kHz	35 pT Hz <sup>-1/2</sup>	Sim
[46]	M	0,011 $\mu$ V/ $\mu$ T	Mais de $\pm 37,7 \mu$ T	1-240 Hz	-	Não
[36]	G	44 V/ $\mu$ T	$\pm 5 \mu$ T	30 Hz	44,4 pT Hz <sup>-1/2</sup>	Não
[47]	M	10 mV/ $\mu$ T	$\pm 100 \mu$ T	10 Hz	100 pT Hz <sup>-1/2</sup>	Sim
Tese	M	75 mV/ $\mu$ T	maior que $\pm 400 \mu$ T	45 Hz	5,98 nT Hz <sup>-1/2</sup>	Não
Tese	G	102 mV/ $\mu$ T	maior que $\pm 400 \mu$ T	30 Hz	3,76 nT Hz <sup>-1/2</sup>	Não

Por outro lado, ao se comparar os fundos de escala dos transdutores GMI em malha fechada da Tabela 13, nota-se que os transdutores desenvolvidos nesta Tese são os que possuem a maior faixa linear – superior a  $\pm 400 \mu$ T. Este comportamento era esperado, visto que os demais transdutores de circuito fechado encontrados na literatura geralmente possuem um circuito de realimentação simples, composto por um resistor que converte o sinal de tensão de saída do transdutor e o realimenta na forma de corrente para solenoides que geram o campo de polarização do elemento sensor. Por sua vez, a malha de realimentação dos transdutores aqui desenvolvidos é composta pelo controlador PI e pelo conversor V/I (vide Figura 43). Dessa forma, o loop de realimentação aqui utilizado, embora mais complexo, permite que a faixa linear do transdutor possa ser maior que a do

sensor, por manter o campo de polarização  $H_{pol}$  fixo para uma gama maior de campos externos  $H_{ext}$ , limitada apenas pelas características do conversor V/I e a capacidade do solenoide de gerar os campos de compensação necessários. Ressalta-se ainda que apesar do transdutor apresentado em [36] ser o de maior sensibilidade, ele é aquele que possui a menor faixa linear, dentre todos os transdutores avaliados.

Na Tabela 13, também é possível observar que a maioria dos transdutores GMI em malha fechada, incluindo os desenvolvidos nesta tese, apresentam larguras de banda pequenas, à exceção do trabalho apresentado em [67] que possui uma largura de banda de 90 kHz. Vista a simplicidade do circuito descrito em [67] a largura de banda é apenas limitada pelo detector de pico e o resistor de realimentação. Embora convencionalmente as larguras de banda dos transdutores sejam limitadas pelos filtros usados para o processamento do sinal, em alguns casos pode haver outros fatores limitantes associadas às técnicas utilizadas para detectar a tensão de saída do elemento sensor, como no caso do emprego de conversores RMS-DC [46]. Em particular, a largura de banda dos transdutores em malha fechada desenvolvidos nesta Tese é pequena, devido à forma como a malha de realimentação foi implementada. Conforme já mencionado nos Capítulos 4 e 5, o controlador PI do magnetômetro e gradiômetro GMI em malha fechada aqui desenvolvidos, foi implementado em LabVIEW, executado em um computador com sistema operacional Windows, que executa diversos processos simultaneamente, o que indiretamente reduz as taxas de amostragem do sinal a ser processado pelo controlador PI implementado digitalmente. A largura de banda obtida, da ordem de algumas dezenas de hertz, é suficiente para diversas medições biomagnéticas, entretanto pode limitar a aplicação dos transdutores na medição de alguns sinais de interesse com componentes espectrais mais elevadas. Essa limitação pode ser superada implementando o controlador PI em um sistema dedicado, seja um microcontrolador ou um processador de sinal digital DSP (*Digital Signal Processor*).

Por sua vez, observando-se as densidades espectrais de ruído em 1 Hz, apresentadas na Tabela 13, nota-se que, como esperado, os transdutores caracterizados dentro de câmaras magneticamente blindadas apresentam menores densidades espectrais de ruído em relação aos desenvolvidos nesta Tese, avaliados em ambientes desprovidos de blindagem magnética. Entretanto, ressalta-se que os

transdutores magnéticos em malha fechada aqui desenvolvidos apresentam níveis de ruído da ordem de alguns  $\text{nT.Hz}^{-1/2}$ , superando o magnetômetro e o gradiômetro, baseados na leitura de fase, em malha aberta previamente desenvolvido no LPDE [23,61]. Dessa forma, estes resultados sugerem que as novas configurações de malha fechada estudadas no presente trabalho permitem melhorias importantes em termos de densidade espectral de ruído e consequentemente na resolução de transdutores magnéticos baseados na leitura de fase da impedância de sensores GMI.

#### 6.4. Medição de Sinal Cardíaco Sintetizado

Dado que o magnetômetro em malha fechada apresentou a melhor resolução na banda de passagem, avaliou-se sua resposta quando submetido a um sinal magnético cardíaco sintetizado artificialmente, a fim de se avaliar o desempenho do magnetômetro GMI em malha fechada, quando submetido a um campo magnético composto por diversas componentes espectrais.

O sinal cardíaco sintetizado foi gerado por uma fonte de corrente de baixo ruído (B2961A, *Keysight*), que permite armazenar em sua memória formas de onda arbitrárias. Ressalta-se que esta fonte possibilita a geração de corrente com ruídos inferiores a 100 fA. Em seguida, esta fonte de corrente, configurada de modo a sintetizar o sinal cardíaco, foi conectada à bobina B1, para geração do campo magnético de excitação. O sinal cardíaco sintetizado foi obtido da base de dados de sinais biomédicos “*Combined measurement of ECG, Breathing and Seismocardiograms*” disponível em *PhysioNet* [134]. A intensidade deste sinal foi ajustada de modo a fazer com que o valor de pico do sinal cardíaco gerado pela bobina B1 sobre a amostra A1, situada a uma distância de 5,3 cm da bobina, fosse de 10  $\mu\text{T}$ . Em particular, para o sistema utilizado neste ensaio, este objetivo é atendido configurando-se a amplitude máxima da corrente gerada pela fonte para 99 mA. O sinal de corrente gerado pela fonte B2961A é apresentado na Figura 96.



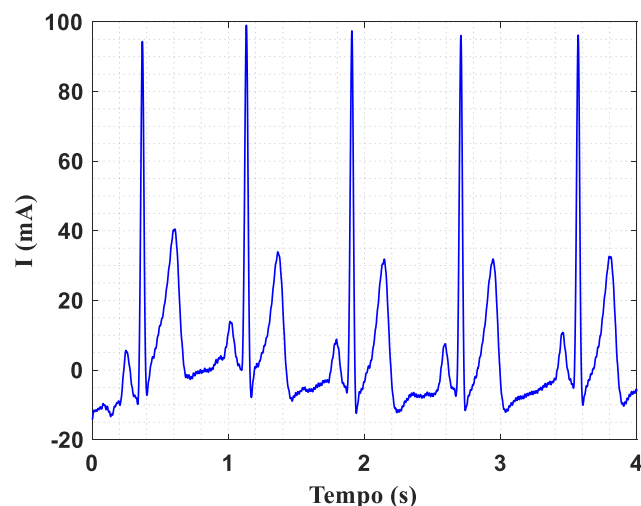


Figura 96. Sinal ECG digital gerado pela fonte de baixo ruído B2961A.

Por sua vez, a Figura 97 apresenta o sinal medido pelo magnetômetro GMI em malha fechada ao se excitar a bobina B1 com a corrente mostrada na Figura 96. Dessa forma verifica-se que o magnetômetro GMI em malha fechada responde de forma satisfatória a campos de excitação compostos de diversas componentes espectrais, como aqueles gerados por sinais bioelétricos.

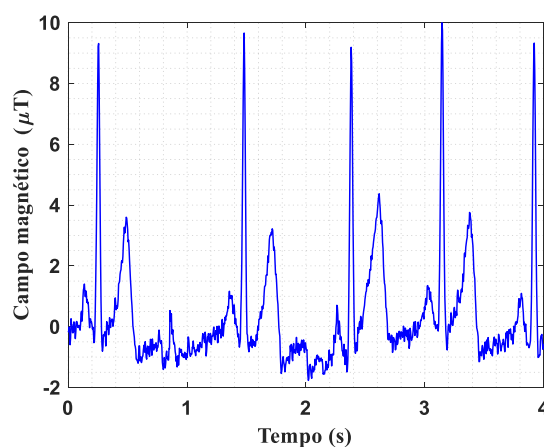


Figura 97. Densidade de fluxo magnético medido pelo magnetômetro GMI em malha fechada, com a amostra sensora A1 submetida a um campo cardíaco sintetizado com valor de pico de  $10 \mu\text{T}$ .

Com o intuito de avaliar o desempenho do magnetômetro GMI em malha fechada ao ser submetido a sinais de mais baixa intensidade, com a morfologia complexa de um registro cardíaco, reduziu-se o valor de pico do campo gerado pela bobina B1 para  $1 \mu\text{T}$ . O sinal medido pelo magnetômetro nesta nova condição é apresentado na Figura 98.

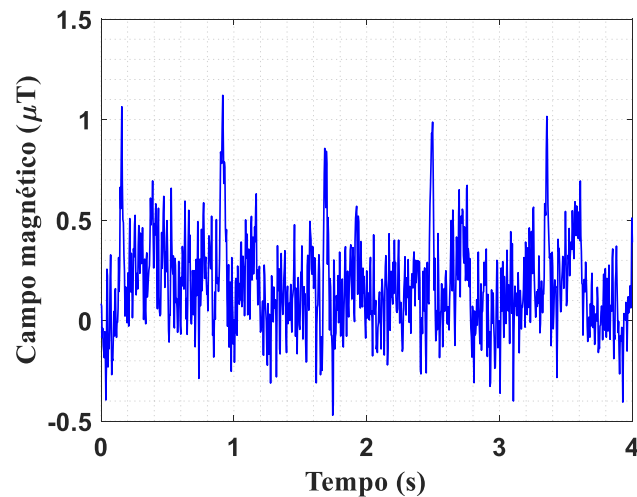


Figura 98. Densidade de fluxo magnético medido pelo magnetômetro GMI em malha fechada, com a amostra sensora A1 submetida a um campo cardíaco sintetizado com valor de pico de  $1 \mu\text{T}$ .

Como esperado, na Figura 98, verifica-se que à medida em que a amplitude do sinal diminui, as intensidades do ruído e das interferências externas se tornam mais próximas ao valor do sinal de interesse, deteriorando a relação sinal-ruído. Visando aprimorar a relação sinal-ruído, o sinal medido pelo magnetômetro foi processado por um filtro Savitzky-Golay [135,136], de sete amostras, acarretando no resultado mostrado na Figura 99.

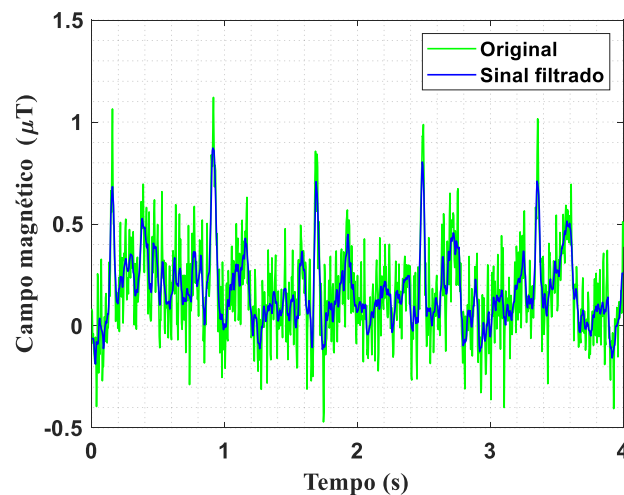


Figura 99. Sinal original medido pelo magnetômetro GMI (verde) e sinal filtrado com o filtro digital Savitzky-Golay (azul), com a amostra sensora A1 submetida a uma densidade de fluxo magnético cardíaco sintetizado com valor de pico de  $1 \mu\text{T}$ .

O sinal filtrado apresentado na Figura 99 permite que se perceba que, por meio de técnicas de filtragem digital, é possível atenuar consideravelmente efeitos nocivos advindos de fontes de ruído/interferência, conforme comumente empregado na literatura para sensores de alta sensibilidade, como o SQUID [21,137,138].

Entretanto, ressalta-se que, tipicamente, o valor de pico de um sinal magnético cardíaco real é da ordem de 5 nT, medido a uma distância de 1 mm da superfície da pele, isto é, a cerca de 5 cm da fonte [123]. Porém, tendo em vista que a medição foi realizada sem blindagem magnética, utilizou-se um maior valor de pico do sinal magnético (1  $\mu$ T), a fim de se poder superar o nível de interferência magnética ambiental.

Ressalta-se que os resultados obtidos na medição do sinal cardíaco sintetizado não são comparáveis aos resultados já relatados na literatura [123], já que as medições aqui apresentadas foram feitas sem blindagem magnética e com um magnetômetro, enquanto que os resultados obtidos em [123] foram obtidos com blindagem magnética e configuração gradiométrica. Dessa forma, para fins de comparação, em trabalhos futuros é necessário definir uma metodologia que permita fazer medições confiáveis na câmara magneticamente blindada, com os transdutores GMI em cada uma de suas configurações aqui desenvolvidas.

## 7

## Conclusões e trabalhos futuros

### 7.1.

### Conclusões

Dado o grande potencial da utilização de materiais dotados do efeito GMI como sensores para o desenvolvimento de transdutores magnéticos de alta sensibilidade e resolução, têm sido realizadas diferentes pesquisas visando otimizar seu desempenho em variadas aplicações, incluindo medições de campos biomagnéticos.

A caracterização experimental, apresentada no Capítulo 3, permitiu avaliar amostras GMI de diferentes composições químicas e estruturas. Foram caracterizadas amostras em forma de fita com composições  $\text{Co}_{70.4}\text{Fe}_{4.6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$  e  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$ , além de um filme fino multicamada de composição  $[\text{Py}(100 \text{ nm})/\text{Ti}(6 \text{ nm})]_4/\text{Cu}(400 \text{ nm})/[\text{Py}(100 \text{ nm})/\text{Ti}(6 \text{ nm})]_4$ .

No processo de caracterização experimental das amostras sensoras, obtiveram-se as curvas de fase e de módulo da impedância das amostras avaliadas em função do campo magnético externo, a fim de se determinar a combinação de parâmetros de condicionamento (campo magnético de polarização e nível CC, amplitude e frequência da corrente de excitação) que resultam na maximização de suas respectivas sensibilidades de fase. Com base nos resultados advindos das caracterizações experimentais das amostras, considerando-se aspectos como alta sensibilidade, baixa histerese e homogeneidade, optou-se pela utilização de amostras em forma de fita de composição  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$ , para implementação dos transdutores magnéticos desenvolvidos nesta Tese.

As pesquisas teórico-experimentais realizadas nesta Tese possibilitaram o desenvolvimento de transdutores magnéticos em configuração magnetométrica e gradiométrica (gradiômetro de primeira ordem), baseados na leitura das características de fase da impedância de amostras sensoras GMI em forma de fita, com 3 cm de comprimento, 3 mm de largura, espessura média de 45  $\mu\text{m}$  e composição  $(\text{Co}_{94}\text{Fe}_6)_{72.75}\text{Si}_{12.25}\text{B}_{13.25}\text{Cr}_{1.75}$ . As amostras sensoras foram excitadas

por uma corrente com 40 mA de nível CC, 30 mA de amplitude e 700 kHz de frequência. Ademais, a amostra A1 foi polarizada em 0,5 Oe e a amostra A3 em 0,5 Oe. Nesta situação, a primeira apresenta sensibilidade de 8,76 °/Oe e a segunda de 10,42 °/Oe.

As medições efetuadas a fim de se ajustar a linha de base do gradiômetro GMI desenvolvido, mostradas na Figura 87, indicaram que a linha de base que possibilita a maximização do *SNR* foi de 6 cm, para uma distância de 5,3 cm entre a fonte de campo magnético e o elemento sensor do gradiômetro mais próximo a ela. Ademais, ressalta-se que a curva do *SNR* em função da linha de base, apresentada na Figura 87, apresenta comportamento análogo àquelas convencionalmente obtidas para gradiômetros do tipo SQUID [38,64,139,140]. Além disso, também foi observado que a linha de base ótima experimentalmente encontrada (6 cm) está de acordo com a regra geralmente usada para gradiômetros SQUID, que estabelece que a linha de base ótima é da ordem da distância entre gradiômetro e a fonte de campo magnético de interesse, como corroborado em [139].

Por sua vez, dadas as vantagens destacadas na literatura para transdutores magnéticos em malha fechada, também foi implementado um magnetômetro e um gradiômetro em configuração de malha fechada, baseados na leitura de fase da impedância. O desempenho destes dispositivos foi comparado com o obtido pelas respectivas configurações em malha aberta.

Os resultados teórico-computacionais para o magnetômetro GMI em malha aberta e fechada, apresentados no Capítulo 4, foram satisfatoriamente próximos aos experimentais, apresentados no Capítulo 6. Por sua vez, os resultados teórico-computacionais para o gradiômetro GMI em malha aberta e fechada, apresentados no Capítulo 5, também foram satisfatoriamente próximos aos valores experimentais, apresentados no Capítulo 6. Dessa forma, conclui-se que os circuitos eletrônicos de transdução desenvolvidos comportam-se de maneira satisfatoriamente próxima à prevista em seus projetos.

O magnetômetro GMI em malha aberta desenvolvido apresenta uma sensibilidade em torno de 76,2 mV/ $\mu$ T, fundo de escala de  $\pm 20$   $\mu$ T, banda de passagem próxima a 1 kHz, resolução na banda de passagem de 35,26 nT, e possui um filtro *notch* altamente seletivo em 60 Hz, para remoção da interferência magnética proveniente da rede elétrica. Por outro lado, o magnetômetro GMI em

malha fechada apresentou sensibilidade em torno de 75,8 mV/ $\mu$ T, fundo de escala maior que  $\pm 40 \mu$ T, banda de passagem próxima a 45 Hz e resolução na banda de passagem de 27,74 nT.

O gradiômetro GMI em malha aberta apresentou uma sensibilidade em torno de 71,9 mV/ $\mu$ T, fundo de escala de  $\pm 20 \mu$ T, banda de passagem próxima a 1 kHz, resolução na banda de passagem de 81,41 nT, e também possui um filtro *notch* altamente seletivo em 60 Hz. Por outro lado, o gradiômetro GMI em malha fechada desenvolvido apresentou sensibilidade em torno de 102 mV/ $\mu$ T, fundo de escala maior que  $\pm 40 \mu$ T, banda de passagem próxima a 30 Hz e resolução na banda de passagem de 28,41 nT. Destaca-se que os ensaios experimentais para obtenção destas figuras de mérito foram realizados em ambientes desprovidos de blindagem magnética.

Os transdutores magnéticos GMI em malha fechada aqui desenvolvidos apresentaram bom desempenho na redução do ruído  $1/f$  em baixas frequências e possuem potencial para atenuação de componentes espectrais em frequências mais altas, mediante a implementação dos controladores PI em sistemas dedicados. Por sua vez, as configurações em malha fechada evidenciaram que é possível aumentar o fundo de escala dos transdutores GMI baseados em leitura de fase, para além da faixa linear dos elementos sensores. Destaca-se também que as configurações em malha fechada melhoram a linearidade na faixa de operação, comparada com a observada nas configurações em malha aberta.

No teste do magnetômetro GMI em malha fechada, com o elemento sensor excitado por um sinal cardíaco gerado artificialmente por uma fonte de corrente e uma bobina externa, verificou-se o adequado desempenho do transdutor GMI na medição de sinais biomagnéticos com variadas componentes espectrais.

## 7.2. Trabalhos futuros

A fim de se obter melhores resoluções e possibilitar o emprego dos transdutores GMI desenvolvidos em aplicações biomédicas, é possível sugerir novos ensaios e ajustes futuros, que aprimorem o desempenho das configurações em malha fechada. Dessa forma, em trabalhos futuros sugere-se que se busque ampliar a largura de banda dos transdutores GMI em malha fechada, mediante o

uso de sistemas embarcados tais como microcontroladores, processadores digitais de sinais ou PSoCs (*Programable System on Chip*), na implementação dos controladores PI, de tal forma que seja possível conservar a banda passante das configurações em malha aberta, mas com a vantagem de uma melhor resolução obtida com as configurações em malha fechada. Alternativamente, para aumento da banda passante, também é possível implementar as malhas de realimentação por meio de circuitos analógicos. No entanto, é recomendável o uso de componentes de alto desempenho e baixo ruído, de modo a não se incrementar o ruído eletrônico intrínseco.

Em relação à configuração gradiométrica, propõe-se avaliar as linhas de base ótimas para gradiômetros em malha fechada, a fim de se verificar se ela é igual à estimada para o gradiômetro em malha aberta, como suposto nesta Tese. Ademais, também se sugere que se verifique se a linha de base ótima é mantida dentro da câmara blindada. Adicionalmente, devem ser realizados estudos avaliando o comportamento da linha de base em função da distância entre o gradiômetro e a fonte de campo magnético, a fim de se otimizar o desempenho do gradiômetro. De acordo com resultados apresentados em [139], dentro de câmaras blindadas, a linha de base ótima depende do ruído intrínseco e da distância à fonte de campo magnético.

Por sua vez, a metodologia adotada para realização dos testes dentro da câmara blindada deve ser revisada e aprimorada, a fim de garantir a máxima atenuação possível da interferência magnética externa. Neste intuito, sugere-se que testes futuros sejam realizados com os transdutores posicionados no centro da câmara e com esta orientada de forma perpendicular ao campo magnético terrestre. Além disso, anteriormente à execução de testes dentro da câmara, faz-se necessário minimizar a presença de campos residuais, mediante a realização de um processo de *degaussing*.

O filme fino caracterizado nesta Tese apresentou ampla faixa linear e baixa histerese. Entretanto, a sensibilidade obtida mostrou-se insatisfatória. Dessa forma, propõe-se que se dê continuidade às pesquisas até então conduzidas visando à obtenção de filmes finos com maior sensibilidade, para sensores GMI excitados por correntes com baixas frequências (até poucos megahertz) a fim de se possibilitar o desenvolvimento de transdutores GMI multicanal, garantindo

homogeneidade entre as amostras e melhor resolução espacial, em relação às alcançadas com os sensores em forma de fita.

Em pesquisas anteriormente realizadas no LPDE, foi desenvolvido um circuito eletrônico que possibilita a amplificação da sensibilidade de fase [23] de sensores GMI, porém este circuito diminui a faixa linear de operação. Dessa forma, propõe-se avaliar o desempenho do circuito de amplificação de sensibilidade de fase em uma configuração de malha fechada, a fim de se tirar proveito do aumento de sensibilidade, propiciado pelo circuito de amplificação da sensibilidade, associado à extensão da faixa linear de operação, propiciada pela configuração em malha fechada.



## Referências bibliográficas

- [1] J. LENZ; S. EDELSTEIN, Magnetic sensors and their applications. in: **IEEE Sens. J.**, 2006: pp. 631–649. doi:10.1109/JSEN.2006.874493.
- [2] P. RIPKA; K. ZÁVĚTA, Magnetic Sensors: Principles and Applications. in: K.H.J. Buschow (Ed.), **Handb. Magn. Mater.**, 1st ed., 2009: pp. 347–420. doi:10.1016/S1567-2719(09)01803-4.
- [3] S. TUMANSKI, Modern magnetic field sensors—a review. in: **PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY**, 2013: pp. 1–12. <http://www.red.pe.org.pl/articles/2013/10/1.pdf>.
- [4] S. TUMANSKI, **Handbook of Magnetic Measurements**, CRC Press, 2011.
- [5] M. CARUSO; T. BRATLAND, A new perspective on magnetic field sensing. in: **Sensors- ...**, 1998: pp. 34–47. doi:10.1023/B:EDPR.0000034021.12899.11.
- [6] J.E. LENZ, A Review of Magnetic Sensors. in: **Proc. IEEE**, 1990: pp. 973–989. doi:10.1109/5.56910.
- [7] A.. MAHDI; L. PANINA; D. MAPPS, Some new horizons in magnetic sensing: high-Tc SQUIDS, GMR and GMI materials. in: **Sensors Actuators A Phys.**, 2003: pp. 271–285. doi:10.1016/S0924-4247(03)00106-7.
- [8] R. BOLL; K.J. OVERSHOTT, **Sensors: A Comprehensive Survey – Vol. 5: Magnetic Sensors**, Wiley-VCH, 1989.
- [9] A.J.C. LACKEY; R.A. GOUBRAN, Low-cost magnetometer sensing system for detecting geomagnetically induced currents in transmission lines. in: **SAS 2017 - 2017 IEEE Sensors Appl. Symp. Proc.**, 2017: pp. 1–6. doi:10.1109/SAS.2017.7894070.
- [10] K.A. NGUYEN; C. WATKINS; Z. LUO, Co-location Epidemic Tracking on London Public Transports Using Low Power Mobile Magnetometer. in: 2017. <http://arxiv.org/abs/1704.00148>.

- [11] W. ANDRÄ; H. NOWAK, **Magnetism in Medicine: A Handbook**, 2a ed., Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim., 2007.
- [12] J. MALMIVUO; R. PLONSEY, **Bioelectromagnetism-Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields**, 2004. doi:10.1109/IEMBS.2004.1404457.
- [13] K. KAMADA; Y. ITO; T. KOBAYASHI, Human MCG measurements with a high-sensitivity potassium atomic magnetometer. in: **Physiol. Meas.**, 2012; pp. 1063–1071. doi:10.1088/0967-3334/33/6/1063.
- [14] K. TSUKADA; H. SASABUCHI; T. MITSUI, Measuring technology for cardiac magneto-field using ultra-sensitive magnetic sensor - For high speed and noninvasive cardiac examination. in: **Hitachi Rev.**, 1999; pp. 116–119.
- [15] S. ROMBETTO; C. GRANATA; A. VETTOLIERE; A. TREBESCHI; R. ROSSI; M. RUSSO, SQUID-based multichannel system for Magnetoencephalography. in: 2013; p. 12. <http://arxiv.org/abs/1310.4619>.
- [16] A. ASFOUR; J. YONNET, GMI Magnetic Sensor Operating with A Direct Digital Synthesizer ( DDS ). in: **Instrum. Meas. Technol. Conf. Proc.**, IEEE, Montevideo, 2014; pp. 0–4.
- [17] D.P. PAPPAS, High Sensitivity Magnetic Field Sensor Technology overview. in: 2005.
- [18] M. JOHNSON; M. MILLER, High Sensitivity Magnetic Sensors for Biotechnology. in: 2001.
- [19] A. GROSZ; S.C. MUKHOPADHYAY; M.J. HAJI-SHEIKH, **High Sensitivity Magnetometers**, Springer Nature, 2017. doi:10.1007/978-3-319-34070-8.
- [20] D. MURZIN; D.J. MAPPS; K. LEVADA; V. BELYAEV; A. OMELYANCHIK; L. PANINA; V. RODIONOVA, Ultrasensitive magnetic field sensors for biomedical applications. in: **Sensors (Switzerland)**, 2020; pp. 1–32. doi:10.3390/s20061569.
- [21] D. DRUNG; C. AMANN; J. BEYER; A. KIRSTE; M. PETERS; F. RUEDE; T. SCHURIG, Highly sensitive and easy-to-use SQUID sensors. in: **IEEE Trans. Appl. Supercond.**, 2007; pp. 699–704. doi:10.1109/TASC.2007.897403.
- [22] A. KHALID; R. SALMAN; S. ANWAR, **Principles and Applications of**

**Superconducting Quantum Interference Devices (SQUIDs)**, 2010.

- [23] E. COSTA DA SILVA, **Magnetômetro GMI de Alta Sensibilidade para Medição de Campos Magnéticos Ultra-fracos**, Pontifícia Universidade Católica Do Rio de Janeiro, 2013.
- [24] E. COSTA MONTEIRO; L.F. LEON, Metrological reliability of medical devices. in: **J. Phys. Conf. Ser.**, 2015. doi:10.1088/1742-6596/588/1/012032.
- [25] S. TUMANSKI, Induction coil sensors-a review. in: **Meas. Sci. Technol.**, 2007: pp. R31–R46. doi:10.1088/0957-0233/18/3/R01.
- [26] C. COILLOT; P. LEROY, Induction Magnetometers Principle, Modeling and Ways of Improvement. in: **Magn. Sensors - Princ. Appl.**, 2012: pp. 45–64. doi:10.5772/38945.
- [27] K. MOHAMADABADI, **Anisotropic magnetoresistance Magnetometer for inertial navigation systems**, ECOLE POLYTECHNIQUE, 2014.
- [28] S. TAUE; Y. SUGIHARA; T. KOBAYASHI; S. ICHIHARA; K. ISHIKAWA; N. MIZUTANI, Development of a highly sensitive optically pumped atomic magnetometer for biomagnetic field measurements: A phantom study. in: **IEEE Trans. Magn.**, 2010: pp. 3635–3638. doi:10.1109/TMAG.2010.2048576.
- [29] P. PAI; L. CHEN; M. TABIB-AZAR, Fiber optic magnetometer with sub-pico Tesla sensitivity for magneto-encephalography. in: **IEEE SENSORS 2014 Proc.**, 2014: pp. 722–725. doi:10.1109/ICSENS.2014.6985101.
- [30] G.A. CRANCH; G.A. MILLER; C.K. KIRKENDALL, All-optical , Three-axis Fiber Laser Magnetometer. in: 2012: p. 32.
- [31] E.C. DA SILVA; L.A.P. DE GUSMÃO; C.R. HALL BARBOSA; E.C. MONTEIRO; F.L. DE ARAÚJO MACHADO, Aumento da sensibilidade de transdutores GMI de campo magnético e pressão para medições biomédicas. in: **Rev. Bras. Eng. Biomed.**, 2011: pp. 79–89. doi:10.4322/rbeb.2011.007.
- [32] J. BORK; H.D. HAHLEBOHM; R. KLEIN; A. SCHNABEL, The 8-layered magnetically shielded room of the PTB: Design and construction. in: **Biomag2000, Proc. 12th Int. Conf. Biomagn.**, 2001: pp. 970–973. [http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/documents/pdf/fipublikationen/Paper\\_Biomag\\_2000\\_217b1.pdf%5Cnpapers2://publication/uuid/B5C57E](http://www.vacuumschmelze.com/fileadmin/documents/pdf/fipublikationen/Paper_Biomag_2000_217b1.pdf%5Cnpapers2://publication/uuid/B5C57E)

- 4D-57B2-44FA-A17E-15AD613F4769.
- [33] Y.H. LEE; K.K. YU; K. KIM; J.M. KIM; C.S. KANG; H. KWON; H.K. LIM; Y.K. PARK, Multichannel MCG systems with optimum combinations of pickup coils and shielded rooms. in: **Proc. 2007 Jt. Meet. 6th Int. Symp. Noninvasive Funct. Source Imaging Brain Hear. Int. Conf. Funct. Biomed. Imaging, NFSI ICFBI 2007**, 2007: pp. 297–300. doi:10.1109/NFSI-ICFBI.2007.4387758.
  - [34] C.S. KANG; Y.H. LEE; K.K. YU; H. KWON; J.M. KIM; K. KIM; H.K. LIM; Y.K. PARK; S.G. LEE, Measurement of MCG in unshielded environment using a second-order SQUID gradiometer. in: **IEEE Trans. Magn.**, 2009: pp. 2882–2885. doi:10.1109/TMAG.2009.2018871.
  - [35] S.A. UZUNBAJAKAU; A.P. RIJMA; H.J.M. TER BRAKE; M.J. PETERS, Optimization of a third-order gradiometer for operation in unshielded environments. in: **IEEE Trans. Appl. Supercond.**, 2005: pp. 3879–3885. doi:10.1109/TASC.2005.854300.
  - [36] T. TAKIYA; T. UCHIYAMA, Common-mode magnetic field rejection-type magneto-impedance gradiometer. in: **J. Int. Counc. Electr. Eng.**, Taylor & Francis, 2017: pp. 1–6. doi:10.1080/22348972.2016.1271505.
  - [37] E.C. DA SILVA; L.A.P. GUSMÃO; C.R.H. BARBOSA; E.C. MONTEIRO, An electronic approach to homogenize the impedance phase characteristics of heterogeneous GMI sensors. in: **Acta Imeko**, 2012: pp. 70–76.
  - [38] J. CLARKE; A.I. BRAGINSKI, **The SQUID Handbook: Vol. I Fundamentals and Technology of SQUIDs and SQUID Systems**, WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2004. doi:10.1002/3527603646.ch4.
  - [39] C. CAVOIT, Closed loop applied to magnetic measurements in the range of 0.1-50 MHz. in: **Rev. Sci. Instrum.**, 2006: pp. 1–8. doi:10.1063/1.2214693.
  - [40] Z. LI; S. DIXON, A Closed-Loop Operation to Improve GMR Sensor Accuracy. in: **IEEE Sens. J.**, 2016: pp. 6003–6007. doi:10.1109/JSEN.2016.2580742.
  - [41] N. HADJIGERGIOU; A.C. TSALIKIDOU; E. V HRISTOFOROU; P.P. SOTIRIADIS, Highly Linear and Low Noise AMR Sensor Using Closed

- Loop and Signal-Chopped Architecture. in: **Int. J. Phys. Math. Sci.**, 2017: pp. 338–342. <https://waset.org/Publication/highly-linear-and-low-noise-amr-sensor-using-closed-loop-and-signal-chopped-architecture/10007659>.
- [42] J. WANG; F. JIN; L. ZHU; Z. ZHAO; H. RAO; J. SONG; K. DONG; M. WENQIN, Synchronous Detector for GMI Magnetic Sensor Based on Lock-in Amplifier. in: **Chinese Control Conf. CCC**, Technical Committee on Control Theory, Chinese Association of Automation, 2018: pp. 7345–7349. doi:10.23919/ChiCC.2018.8483624.
- [43] D. ZHANG; Z. PAN; H. ZHOU; W. ZHANG, Magnetic sensor based on giant magneto-impedance effect using the self-regulating technology on the bias magnetic field. in: **Sensors Actuators, A Phys.**, Elsevier B.V., 2016: pp. 225–230. doi:10.1016/j.sna.2016.09.005.
- [44] M. MALÁTEK; L. KRAUS, Off-diagonal GMI sensor with stress-annealed amorphous ribbon. in: **Sensors Actuators, A Phys.**, 2010: pp. 41–45. doi:10.1016/j.sna.2010.09.011.
- [45] B. DUFAY; S. SAEZ; C. DOLABDJIAN; A. YELON; D. MENARD, Development of a high sensitivity giant magneto-impedance magnetometer: Comparison with a commercial flux-gate. in: **IEEE Trans. Magn.**, 2013: pp. 85–88. doi:10.1109/TMAG.2012.2219579.
- [46] M. ZIDI; A. ASFOUR; J.P. YONNET, RMS-to-DC converter for GMI magnetic sensor. in: **IEEE Trans. Magn.**, IEEE, 2015: pp. 1–4. doi:10.1109/TMAG.2014.2357073.
- [47] F. JIN; J. WANG; L. ZHU; W. MO; K. DONG; J. SONG, Impact of Adjustment of the Static Working Point on the 1/f Noise in a Negative Feedback GMI Magnetic Sensor. in: **IEEE Sens. J.**, IEEE, 2019: pp. 9172–9177. doi:10.1109/JSEN.2019.2925738.
- [48] H. ZHOU; Z.M. PAN; D.S. ZHANG, Operating point self-regulator for giant magneto-impedance magnetic sensor. in: **Sensors (Switzerland)**, 2017. doi:10.3390/s17051103.
- [49] J. CLARKE; A.I. BRAGINSKI, **The SQUID Handbook: Vol 2 Applications of SQUIDs and SQUID Systems**, 2006. doi:10.1002/3527603646.fmatter.
- [50] D. BARROS DE ARAÚJO; A.A. CARNEIRO OLIVEIRA; E. MORAES REZENDE; O. BAFFA, BIOMAGNETISMO, Nova interface entre a física

- e a biología. in: **Cienc. Hoje**, 1999.
- [51] E. COSTA MONTEIRO; S. DELLA PENNA; L. DI DONATO; S. DI LUZIO; A. PASQUARELLI; S.N. ERNÉ; G.L. ROMANI, The study of steady magnetic fields associated with primary and secondary ST shift in ischaemic rabbit hearts. in: **Physiol. Meas.**, 1997: pp. 191–200. doi:10.1088/0967-3334/18/3/004.
- [52] E. COSTA MONTEIRO; C. HALL BARBOSA; E. ANDRADE LIMA; P.H. ORNELAS; E.G. CAVALCANTI; S.F. SANTOS; P. COSTA RIBEIRO, Application of a single-channel SQUID magnetometer for non-invasive study of cardiac tachyarrhythmias mechanisms. in: **Phys. C Supercond. Its Appl.**, 2001: pp. 83–86. doi:10.1016/S0921-4534(01)00055-7.
- [53] M. COSTA MONTEIRO, E. EISELT; F. GIESSLER; J. HAUEISEN; C. HALL BARBOSA; E. ANDRADE LIMA, Animal Experimentation Study of Atrial Activity Propagation Using a Multi-channel SQUID System. in: **Biomed. Tech. Eng.**, 2001: pp. 87–90.
- [54] E. COSTA MONTEIRO; E. SCHLEUSSNER; S. KAUSCH; B. GRIMM; A. SCHNEIDER; C. HALL BARBOSA; J. HAUEISEN, Fetal cardiac activity analysis during twin pregnancy using a multi-channel SQUID system. in: **Phys. C Supercond.**, 2001: pp. 87–90. doi:10.1016/S0921-4534(01)00056-9.
- [55] E. COSTA MONTEIRO; C. HALL BARBOSA; M. EISELT; F. GIESSLER; J. HAUEISEN, Magnetic imaging of electrical propagation at the apex of isolated rabbit heart. in: **Biomed. Tech. Eng.**, 2004: pp. 168–170.
- [56] S. YAMADA; I. YAMAGUCHI, Magnetocardiograms in clinical medicine: unique information on cardiac ischemia, arrhythmias, and fetal diagnosis. in: **Intern. Med.**, 2005: pp. 1–19. doi:10.1021/ie040220b.
- [57] F.E.S.F. CRUZ; S.H. FAGUNDES, M.L.A. BOGHOSSIAN; L. VANHEUSDEN, Terapia ablativa do flutter atrial tipo I com radiofrequência. in: **Arq. Bras. Cardiol.**, 1995: pp. 323–330.
- [58] T. NAKADATE; Y. AIZAWA; T. YAGAMI; Y.Q. ZHEG; M. KOTANI; K. ISHIWATA, Change in obstructive pulmonary function as a result of cumulative exposure to welding fumes as determined by

- magnetopneumography in Japanese arc welders. in: **Occup. Environ. Med.**, 1998: pp. 673–677. doi:10.1136/oem.55.10.673.
- [59] C.H. BARBOSA; E.C. MONTEIRO; E.A. LIMA; S.F. SANTOS; E.G. CAVALCANTI; P.C. RIBEIRO, Improvement of a technique for localization of steel needles in humans using a SQUID magnetometer. in: **IEEE Trans. Appl. Supercond.**, 2001: pp. 677–680. doi:10.1109/77.919435.
- [60] E.C. MONTEIRO; C.H. BARBOSA; E.A. LIMA; P.C. RIBEIRO; P. BOECHAT, Locating steel needles in the human body using a SQUID magnetometer. in: **Phys. Med. Biol.**, 2000: pp. 2389–2402. doi:10.1088/0031-9155/45/8/323.
- [61] P.A. DUARTE RIVEROS, **Desenvolvimento e caracterização de gradiômetro GMI de alta sensibilidade**, PUC-Rio, 2017.
- [62] J.E. ZIMMERMAN; N. V. FREDERICK, Miniature Ultrasensitive Superconducting Magnetic Gradiometer and Its Use in Cardiology and Other Applications. in: **Appl. Phys. Lett.**, 1971: pp. 16–19.
- [63] R. KLEINER; D. KOELLE; F. LUDWIG; J. CLARKE, Superconducting quantum interference devices: State of the art and applications. in: **Proc. IEEE**, 2004: pp. 1534–1548. doi:10.1109/JPROC.2004.833655.
- [64] J. VRBA, Baseline optimization for noise cancellation systems. in: **Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. - Proc.**, 1997: pp. 1240–1243.
- [65] V. PETRUCHA; D. NOVOTNY; C. CAVOIT; G. GRANDI; M. LANDINI, Magnetic-field transducer based on closed-loop operation of magnetic sensors. in: **Rev. Sci. Instrum.**, 2006: pp. 880–885. doi:10.1063/1.2214693.
- [66] H. ZHOU; Z. PAN; D. ZHANG, Operating Point Self-Regulator for Giant Magneto-Impedance Magnetic Sensor. in: **Sensors**, 2017: p. 1103. doi:10.3390/s17051103.
- [67] B. DUFAY; S. SAEZ; C. DOLABDJIAN; A. YELON; D. MENARD, Development of a High Sensitivity Giant Magneto-Impedance Magnetometer: Comparison With a Commercial Flux-Gate. in: **IEEE Trans. Magn.**, 2013: pp. 85–88. doi:10.1109/TMAG.2012.2219579.
- [68] M. BUZIO, **Fabrication and calibration of search coils**, 2011. <https://arxiv.org/abs/1104.0803v1>.

- [69] V. KOREPANOV; V. PRONENKO, Induction Magnetometers – Design Peculiarities. in: **Sensors Transducers J.**, 2010.
- [70] P. RIPKA, Advances in fluxgate sensors. in: **Sensors Actuators, A Phys.**, 2003: pp. 8–14. doi:10.1016/S0924-4247(03)00094-3.
- [71] T. HEIMFARTH, **Desenvolvimento de sensores magnéticos tipo fluxgate miniaturizados utilizando ligas ferromagnéticas eletrodepositadas**, Universidade de São Paulo, 2014. <http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/59/59135/tde-07102014-114939/pt-br.php>.
- [72] Z. CHU; H. SHI; M.J. POURHOSSEINI; J. WU; W. SHI; X. GAO; X. YUAN; S. DONG, A magnetoelectric flux gate: New approach for weak DC magnetic field detection. in: **Sci. Rep.**, 2017: pp. 1–8. doi:10.1038/s41598-017-09420-w.
- [73] M. JANOSEK, Parallel fluxgates. in: A. Grosz, S.C. Mukhopadhyay, M.J. Haji-Sheikh (Eds.), **High Sensit. Magnetometers**, Springer Nature, 2017: pp. 41–62. doi:10.1007/978-3-319-34070-8.
- [74] H. YANG; J. CHEN; S. WANG; C. CHEN; J. JENG; J. CHEN; C. WU; S. LIAO; H. HORNG, Superconducting Quantum Interference Device : The Most Sensitive Detector of Magnetic Flux. in: **Tamkang J. Sci. Eng.**, 2003: pp. 9–18.
- [75] R. KÖRBER; J.-H. STORM; H. SETON; J.P. MÄKELÄ; R. PAETAU; L. PARKKONEN; C. PFEIFFER; B. RIAZ; J.F. SCHNEIDERMAN; H. DONG; S. HWANG; L. YOU; B. INGLIS; J. CLARKE; M.A. ESPY; R.J. ILMONIEMI; P.E. MAGNELIND; A.N. MATLASHOV; J.O. NIEMINEN; P.L. VOLEGOV; K.C.J. ZEVENHOVEN; N. HÖFNER; M. BURGHOFF; K. ENPUKU; S.Y. YANG; J.-J. CHIEH; J. KNUUTILA; P. LAINE; J. NENONEN, SQUIDS in biomagnetism : a roadmap towards improved healthcare. in: **Supercond. Sci. Technol.**, IOP Publishing, 2016.
- [76] R.L. FAGALY, Superconducting quantum interference device instruments and applications. in: **Rev. Sci. Instrum.**, 2006: pp. 1–45. doi:10.1063/1.2354545.
- [77] A. VETTOLIERE, **SQUID based multichannel system for brain functional imaging**, Università degli Studi di Napoli Federico II, 2012.
- [78] E.C. SILVA; L. A P. GUSMÃO; C.R.H. BARBOSA; E.C. MONTEIRO;



- F.L. A MACHADO, High sensitivity giant magnetoimpedance (GMI) magnetic transducer: magnitude versus phase sensing. in: **Meas. Sci. Technol.**, 2011: p. 035204. doi:10.1088/0957-0233/22/3/035204.
- [79] E.C. DA SILVA, **Desenvolvimento de Transdutor Baseado na Fase da Magnetoimpedância Gigante para Medição de Campos Biomagnéticos**, PUC-Rio, 2010.
- [80] E.. HARRISON; G.. TURNEY; H. ROWE, Electrical properties of wires of high permeability. in: **Nature**, 1935: p. 961.
- [81] E.. HARRISON; G.. TURNEY; H. ROWE; H. GOLLOP, The electrical properties of high permeability wires carrying alternating current. in: **Proc. R. Soc. London A Math. Phys. Eng. Sci.**, 1936: pp. 451–479. doi:10.1098/rspa.1983.0054.
- [82] K. MOHRI; T. KOHZAWA; K. KAWASHIMA; H. YOSHIDA; L. V. PANINA, Magneto-Inductive effect (MI effect) in amorphous wires. in: **IEEE Trans. Magn.**, 1992: pp. 3150–3152. doi:10.1109/20.179741.
- [83] K. MOHRI; K. KAWASHIMA; T. KOHZAWA; H. YOSHIDA, Magneto-Inductive Element. in: **IEEE Trans. Magn.**, 1993: pp. 1245–1248. doi:10.1109/20.250629.
- [84] F.L.A. MACHADO; C.S. MARTINS; S.M. REZENDE, Giant magnetoimpedance in the ferromagnetic alloy Co<sub>75-x</sub>Fe<sub>x</sub>Si<sub>15</sub>B<sub>10</sub>. in: **Phys. Rev. B**, 1995: pp. 3926–3929. doi:0163122995.
- [85] F.L.A. MACHADO; S.M. REZENDE, A theoretical model for the giant magnetoimpedance in ribbons of amorphous soft-ferromagnetic alloys. in: **J. Appl. Phys.**, 1996: p. 6558. doi:10.1063/1.361945.
- [86] F.L.A. MACHADO; B.L. DA SILVA; S.M. REZENDE; C.S. MARTINS, Giant ac magnetoresistance in the soft ferromagnet Co 70.4 Fe 4.6 Si 15 B 10. in: **J. Appl. Phys.**, 1994: pp. 6563–6565. doi:10.1063/1.356919.
- [87] L. V. PANINA; K. MOHRI, Magneto-impedance effect in amorphous wires. in: **Appl. Phys. Lett.**, 1994: pp. 1189–1191. doi:10.1063/1.112104.
- [88] R.S. BEACH; A.E. BERKOWITZ, Sensitive field- and frequency-dependent impedance spectra of amorphous FeCoSiB wire and ribbon (invited). in: **J. Appl. Phys.**, 1994: pp. 6209–6213. doi:10.1063/1.358313.
- [89] L. V. PANINA; K. MOHRI; T. UCHIYAMA; M. NODA; K. BUSHIDA, Giant Magneto-Impedance in Co-Rich Amorphous Wires and Films. in:

- IEEE Trans. Magn.**, 1995: pp. 1249–1260. doi:10.1109/20.364815.
- [90] D.P. MAKHNOVSKIY; L. V PANINA; D.J. MAPPS, Field-dependent surface impedance tensor in amorphous wires with two types of magnetic anisotropy: Helical and circumferential. in: **Phys. Rev. B**, 2001: p. 144424. doi:10.1103/PhysRevB.63.144424.
- [91] K.R. PIROTA; M. KNOBEL; C. GOMEZ-POLO, Recent experiments and models on giant magnetoimpedance. in: **Phys. B**, 2002: pp. 127–134. doi:10.1016/S0921-4526(02)00665-8.
- [92] A. GARCÍA-ARRIBAS; E. FERNÁNDEZ; A. SVALOV; G. V. KURLYANDSKAYA; J.M. BARANDIARAN, Thin-film magneto-impedance structures with very large sensitivity. in: **J. Magn. Magn. Mater.**, Elsevier, 2016: pp. 321–326. doi:10.1016/j.jmmm.2015.07.107.
- [93] G.L.S. VILELA; J.G. MONSALVE; A.R. RODRIGUES; A. AZEVEDO; F.L.A. MACHADO, Giant magnetoimpedance effect in a thin-film multilayer meander-like sensor. in: **J. Appl. Phys.**, 2017. doi:10.1063/1.4978918.
- [94] S.H. HEINZE, Giant Magneto-Impedance Effect in Multilayer Thin Film Sensors. in: **35th Annu. Microelectron. Eng. Conf.**, 2017.
- [95] M.H. PHAN; H.X. PENG, Giant magnetoimpedance materials: Fundamentals and applications. in: **Prog. Mater. Sci.**, 2008: pp. 323–420. doi:10.1016/j.pmatsci.2007.05.003.
- [96] L. KRAUS, Theory of giant magneto-impedance in the planar conductor with uniaxial magnetic anisotropy. in: **J. Magn. Magn. Mater.**, 1999: pp. 764–778. doi:10.1016/S0304-8853(99)00286-3.
- [97] H. HAUSER; L. KRAUS; P. RIPKA, Giant magnetoimpedance sensors. in: **IEEE Instrum. Meas. Mag.**, 2001: pp. 28–32. doi:10.1109/5289.930983.
- [98] H.X. PENG; F. QIN; M.H. PHAN, **Ferromagnetic Microwire Composites: From Sensors to Microwave Applications**, 2016. <https://books.google.se/books?id=ypCRCwAAQBAJ>.
- [99] J.G.D.S. DUQUE, **Magnetoimpedância Gigante Linear e Não- Linear em Ligas Amorfas**, Universidade Estadual de Campinas, 2005.
- [100] M.A. CORRÊA, **Magnetoimpedância em Filmes Finemet / Metal / Finemet**, Universidade Federal de Santa Maria, 2004.
- [101] F.L.A. MACHADO; A.E.P. DE ARAUJO; A.A. PUÇA; A.R.

- RODRIGUES; S.M. REZENDE, Surface magnetoimpedance measurements in soft-ferromagnetic materials. in: **Phys. Status Solidi Appl. Res.**, 1999: pp. 135–144. doi:10.1002/(SICI)1521-396X(199905)173:1<135::AID-PSSA135>3.0.CO;2-#.
- [102] L.A.P. GONÇALVES, Efeito Hall planar e magnetoimpedancia gigante em liga ferromagnetica amorfa Co<sub>70</sub>Fe<sub>5</sub>Si<sub>15</sub>B<sub>10</sub>. in: 2006: p. 90. doi:10.1017/CBO9781107415324.004.
- [103] C.G. KIM; K.J. JANG; H.C. KIM, Asymmetric giant magnetoimpedance in field-annealed Co-based amorphous ribbon. in: **J. Appl. Phys.**, 1999: pp. 5447–5449.
- [104] M.H. PHAN; S.C. YU; C.G. KIM; M. VÁZQUEZ, Origin of asymmetrical magnetoimpedance in a Co-based amorphous microwire due to dc bias current. in: **Appl. Phys. Lett.**, 2003: pp. 2871–2873. doi:10.1063/1.1616971.
- [105] K.S. BYON; S.-C. YU; C.G. KIM; S.S. YOON, Asymmetric characteristics of magnetoimpedance in amorphous Fe<sub>77.5</sub>Si<sub>7.5</sub>B<sub>15</sub> wire. in: **J. Magn. Magn. Mater.**, 2001: pp. 718–720. doi:10.1016/S0304-8853(00)01148-3.
- [106] D.P. MAKHNOVSKIY; L.V. PANINA; D.J. MAPPS, Asymmetrical magnetoimpedance in as-cast CoFeSiB amorphous wires due to ac bias. in: **Appl. Phys. Lett.**, 2000: pp. 121–123.
- [107] C.G. KIM; K.J. JANG; D.Y. KIM; S.S. YOON, Analysis of asymmetric giant magnetoimpedance in field-annealed Co-based amorphous ribbon. in: **Appl. Phys. Lett.**, 1999: pp. 2114–2116. doi:10.1063/1.124934.
- [108] E. COSTA SILVA; L.A.P. GUSMÃO; C.R. HALL BARBOSA; E. COSTA MONTEIRO; F.L.A. MACHADO, High sensitivity giant magnetoimpedance (GMI) magnetic transducer: Magnitude versus phase sensing. in: **Meas. Sci. Technol.**, 2011. doi:10.1088/0957-0233/22/3/035204.
- [109] A. A. O. CARNEIRO; A. FERREIRA; E.R. MORAES; D.B. ARAUJO; M. SOSA; O. BAFFA, Biomagnetismo: Aspectos Instrumentais e Aplicações. in: **Rev. Bras. Ensino Física**, 2000: pp. 324–338. [http://www.sbfisica.org.br/rbef/pdf/v22\\_324](http://www.sbfisica.org.br/rbef/pdf/v22_324).
- [110] B. HILGENFEID; E. STRÄHMEL; H. NOWAK; J. HAUEISEN, Active

- magnetic shielding for biomagnetic measurement using spatial gradient fields. in: **Physiol. Meas.**, 2003: pp. 661–669. doi:10.1088/0967-3334/24/3/303.
- [111] K. KOBAYASHI; A. KON; M. YOSHIKAWA; Y. UCHIKAWA, Active magnetic shielding using symmetric magnetic field sensor method. in: **IEEE Trans. Magn.**, 2012: pp. 4554–4557. doi:10.1109/TMAG.2012.2197854.
- [112] T. YAMAMOTO; T. SONODA; K. TANAKA, Active magnetic shielding with a magnetic field sensor. in: **INTERMAG Asia 2005. Dig. IEEE Int. Magn. Conf. 2005.**, IEEE, 2005: pp. 1545–1546. doi:10.1109/INTMAG.2005.1464205.
- [113] K. KOBAYASHI; M. YOSHIKAWA; D. OYAMA; Y. UCHIKAWA, Wide Dynamic Range Analog Flux-Locked Loop System Using Low-  $T_c$  SQUID for MCG Measurements Without MSR. in: **IEEE Trans. Magn.**, 2014: pp. 10–12.
- [114] H. WEINSTOCK, ed., **SQUID Sensors: Fundamentals, Fabrication and Applications**, Springer Netherlands, 1996. doi:10.1007/978-94-011-5674-5.
- [115] C. LUDWIG; C. KESSLER; A.J. STEINFORT; W. LUDWIG, Versatile High Performance Digital SQUID Electronics. in: **IEEE Trans. Appl. Supercond.**, 2001.
- [116] M. MALATEK; B. DUFAY; S. SAEZ; C. DOLABDJIAN; M. MALATEK; B. DUFAY; S. SAEZ; C. DOLABDJIAN, Improvement of the off-diagonal magnetoimpedance sensor white noise. in: **Sensors Actuators A Phys.**, 2013: pp. 20–24.
- [117] T. TAKIYA; T. UCHIYAMA, Development of an active shielding-type MI gradiometer: Its application for magnetocardiography. in: **2017 IEEE Int. Magn. Conf. INTERMAG 2017**, 2017. doi:10.1109/INTMAG.2017.8007785.
- [118] Y. GELIANG; B. XIONGZHU; X. CHAO; X. HONG, Design of a GMI magnetic sensor based on longitudinal excitation. in: **Sensors Actuators, A Phys.**, 2010: pp. 72–77. doi:10.1016/j.sna.2010.05.019.
- [119] S. GUDOSHNIKOV; N. USOV; A. NOZDRIN; M. IPATOV; A. ZHUKOV; V. ZHUKOVA, Highly sensitive magnetometer based on the

- off-diagonal GMI effect in Co-rich glass-coated microwire. in: **Phys. Status Solidi Appl. Mater. Sci.**, 2014: pp. 980–985. doi:10.1002/pssa.201300717.
- [120] J. MA; T. UCHIYAMA, High Performance Single Element MI Magnetometer With Peak-to-Peak Voltage Detector by Synchronized Switching. in: **IEEE Trans. Magn.**, 2017: pp. 1–4. doi:10.1109/TMAG.2017.2712715.
- [121] P.S. TRAORE; A. ASFOUR; J.P. YONNET, Off-Diagonal GMI Sensors with a Software-Defined Radio Detector: Implementation and Performance. in: **IEEE Trans. Magn.**, 2017. doi:10.1109/TMAG.2016.2625803.
- [122] D. HE, PT-Level High-Sensitivity Magnetic Sensor with Amorphous Wire. in: **Sensors (Basel)**., 2019. doi:10.3390/s20010161.
- [123] T. UCHIYAMA; S. NAKAYAMA; K. MOHRI; K. BUSHIDA, Biomagnetic field detection using very high sensitivity magnetoimpedance sensors for medical applications. in: **Phys. Status Solidi**, 2009: pp. 639–643. doi:10.1002/pssa.200881251.
- [124] GELIANG YU; XIONGZHU BU; BO YANG; YUNLONG LI; CHAO XIANG, Differential-Type GMI Magnetic Sensor Based on Longitudinal Excitation. in: **IEEE Sens. J.**, 2011: pp. 2273–2278. doi:10.1109/JSEN.2011.2134084.
- [125] J.D. BENAVIDES MORA, **Desenvolvimento de um sistema automatizado , baseado no conceito de hardware evolucionário , para determinação do ponto ótimo de operação de sensores GMI.**, PUC-Rio, 2017.
- [126] B. DUFAY; S. SAEZ; C.P. DOLABDJIAN; A. YELON; D. MENARD, Characterization of an optimized off-diagonal GMI-based magnetometer. in: **IEEE Sens. J.**, 2013: pp. 379–388. doi:10.1109/JSEN.2012.2216521.
- [127] E. COSTA SILVA; L.A.P. GUSMÃO; C.R. HALL BARBOSA; E. COSTA MONTEIRO, High sensitivity triaxial magnetic field transducer, based on the phase characteristics of the GMI effect. in: **19th IMEKO World Congr. 2009**, 2009: pp. 2572–2576. doi:10.1007/978-3-540-92841-6\_160.
- [128] L.S. BENAVIDES; E. COSTA SILVA; E. COSTA MONTEIRO; C.R. HALL BARBOSA, High sensitivity pressure transducer based on the phase

- characteristics of GMI magnetic sensors. in: **Meas. Sci. Technol.**, IOP Publishing, 2018. doi:10.1088/1361-6501/aaa27f.
- [129] I.D. DÍAZ-RODRÍGUEZ; S. HAN; S.P. BHATTACHARYYA, **Analytical Design of PID Controllers**, 2019. doi:10.1007/978-3-030-18228-1.
- [130] K. JENSEN; M.A. SKARFELDT; H. STÆRKIND; J. ARNBAK; M. V. BALABAS; S.P. OLESEN; B.H. BENTZEN; E.S. POLZIK, Magnetocardiography on an isolated animal heart with a room-temperature optically pumped magnetometer. in: **Sci. Rep.**, 2018: pp. 1–9. doi:10.1038/s41598-018-34535-z.
- [131] C.A. RABBATH; D. CORRIVEAU, A comparison of piecewise cubic Hermite interpolating polynomials, cubic splines and piecewise linear functions for the approximation of projectile aerodynamics. in: **Def. Technol.**, Elsevier Ltd, 2019: pp. 741–757. doi:10.1016/j.dt.2019.07.016.
- [132] H. HADI; N. VAHID, **Magnetic Sensors for Biomedical Applications**, John Wiley & Sons, New Jersey, 2020.
- [133] M. BICK; K. STERNICKEL; G. PANAITOV; A. EFFERN; Y. ZHANG; H.J. KRAUSE, SQUID gradiometry for magnetocardiography using different noise cancellation techniques. in: **IEEE Trans. Appl. Supercond.**, 2001: pp. 673–676. doi:10.1109/77.919434.
- [134] A. GOLDBERGER; L. AMARAL; L. GLASS; J. HAUSDORFF; P.C. IVANOV; R. MARK; H.E. ... & STANLEY, PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a new research resource for complex physiologic signals., (2000) e215–e220. doi:https://doi.org/10.13026/C2KW23.
- [135] W.H. PRESS; S.A. TEUKOLSKY; W.T. VETTERLING; B.P. FLANNERY, 14 . 8 Savitzky-Golay Smoothing Filters. in: **Numer. Recipes C. Art Cient. Comput.**, 1992: pp. 650–655.
- [136] R.W. SCHAFER, On the Frequency-Domain Properties of Savitzky-Golay Filters. in: 2010.
- [137] A.C. BRUNO; P.C. RIBEIRO, Digital filter design approach for squid gradiometers. in: **J. Appl. Phys.**, 1988: pp. 2820–2823. doi:10.1063/1.340983.
- [138] X.M. ZHU; Y.F. REN; H.W. YU; S.P. ZHAO; G.H. CHEN; L.H. ZHANG; Q.S. YANG, A digital filtering scheme for SQUID based

- magnetocardiography. in: **Chinese Phys.**, 2006: pp. 100–103.  
doi:10.1088/1009-1963/15/1/016.
- [139] A. GARACHTCHENKO, Baseline distance optimization for SQUID Gradiometers. in: **IEEE Trans. Appl. Supercond.**, 1999: pp. 3676–3679.  
doi:10.1109/77.783826.
- [140] H. LI; S.L. ZHANG; Y. QIU; Y.S. ZHANG; C.X. ZHANG; X.Y. KONG; X.M. XIE, Baseline optimization of SQUID gradiometer for magnetocardiography. in: **Chinese Phys. B**, 2015: pp. 1–4.  
doi:10.1088/1674-1056/24/2/028501.
- [141] N.B. KOPNIN, **Theory of Superconductivity**, Helsinki, 2006.
- [142] G. AVIV, **SQUIDS-Superconducting Quantum Interference Devices**, 2008.
- [143] E. TAYLOR, **Meissner-Ochsenfeld effect & London theory .**, 2013.
- [144] C.P. POOLE, Chapter 4 Models and theories. in: **Handb. Supercond.**, Academic Press, 2000: pp. 53–69. doi:10.1016/b978-012561460-3/50005-9.
- [145] R.M. FERNANDES, **Lecture Notes : BCS theory of superconductivity**, 2011.
- [146] P. SEIDEL, **Applied Superconductivity Handbook on Devices and Applications.**, Wiley-VCH, 2015.
- [147] R. GROSS; A. MARX, **Applied Superconductivity: Josephson Effect and Superconducting Electronics**, Garching, 2005.  
doi:10.1016/j.asr.2005.02.045.
- [148] T. VAN DUZER; C.W. TURNER, Josephson Junctions. in: **Princ. Supercond. Devices Circuits**, Second, Prentice Hall, 1998.
- [149] D. DRUNG; J. BEYER; A. KIRSTE; M. PETERS; F. RUEDE; C. HINNRICHS; P. BUNDESANSTALT; M. GBR, High-Performance dc SQUID Sensors and Electronics. in: **IEEE/CSC ESAS Eur. Supercond. NEWS FORUM**, 2007: pp. 1–7.
- [150] M. SUZUKI; I.S. SUZUKI, **Josephson junction and DC SQUID**, 2006.  
<http://www2.binghamton.edu/physics/docs/note-josephson-junction.pdf>.
- [151] P. FEBVRE, Superconducting QUantum Interference Devices ( SQUIDS ). in: 2012.
- [152] R.L. FAGALY, Superconducting quantum interference device instruments

and applications. in: **Rev. Sci. Instrum.**, 2006. doi:10.1063/1.2354545.



## Apêndice A

### Magnetômetros SQUIDS

O princípio de funcionamento dos magnetômetros SQUID baseia-se em dois efeitos presentes em materiais supercondutores: o Efeito Meissner e o Efeito Josephson, que serão detalhados nas próximas subseções.

#### Efeito Meissner

Um material supercondutor, quando resfriado abaixo de uma dada temperatura crítica  $T_c$ , apresenta duas propriedades: resistência elétrica nula e densidade de fluxo magnético dentro do material também nula. Este comportamento caracteriza o chamado efeito Meissner, descoberto em 1933 por Walther Meissner e Robert Ochsenfeld [141–143].

Tal efeito consiste na repulsão do fluxo magnético do interior do supercondutor e na quantização do fluxo magnético (conservação do fluxo magnético em uma malha fechada de material supercondutor). O campo magnético externo é repelido de forma dinâmica, por meio de correntes criadas na superfície do supercondutor, a fim de cancelá-lo [22,143]. A Figura 100 ilustra este comportamento.

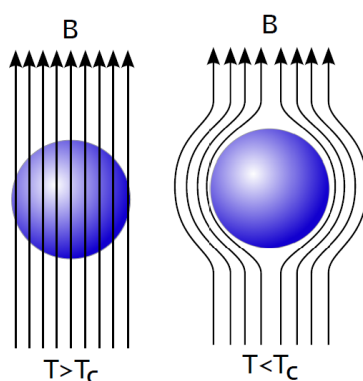


Figura 100. O efeito Meissner-Ochsenfeld: o campo magnético em um material é repelido quando a temperatura é reduzida abaixo de  $T_c$  e o material se torna supercondutor.

O efeito Meissner foi descrito em 1935 pela teoria dos irmãos Fritz e Heinz London do ponto de vista fenomenológico [143,144]. Posteriormente, foi

corroborado em 1957 pela teoria microscópica BCS da supercondutividade, proposta por J. Bardeen, L.N. Cooper e J.R. Schrieffer [144–146].

A relação entre a densidade de corrente supercondutora  $\mathbf{J}_s$  e a densidade de fluxo magnético  $\mathbf{B}$  em um material supercondutor é estabelecida por uma das equações de London,

$$\nabla \times \mathbf{J}_s = -\frac{n_s e^2 \mathbf{B}}{m_e} \quad (5)$$

Por sua vez, por meio da equação de Maxwell, tem-se que

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J}_s \quad (6)$$

Consequentemente, substituindo a eq. (6) na eq. (5), é possível obter a expressão que descreve o efeito Meissner:

$$\nabla^2 \mathbf{B} - \frac{1}{\lambda_L^2} \mathbf{B} = 0 \quad (7)$$

Nas expressões anteriores tem-se que  $\mathbf{J}_s$  corresponde à densidade de corrente no material supercondutor,  $n_s$  à densidade de portadores de carga,  $e$  à carga do elétron,  $m_e$  à massa do elétron,  $\mu_0$  à permeabilidade magnética do vácuo e  $\lambda_L$  é o coeficiente de penetração de London, o qual é dado por:

$$\lambda_L = \sqrt{\frac{m_e}{\mu_0 n_s e^2}} \quad (8)$$

A eq. (7) descreve o efeito Meissner-Ochsenfeld e estabelece que a densidade de fluxo magnético aplicada decai exponencialmente dentro de um supercondutor, com o comprimento de decaimento característico dado pela profundidade de penetração de London  $\lambda_L$ . Por exemplo, na vizinhança de uma superfície plana que se estende no plano  $yz$ , tem-se que a componente  $B_z$  da densidade de fluxo magnético, paralela à direção  $z$ , decai exponencialmente com  $x$ , de acordo com  $B_z(x) = B_z(0)e^{-x/\lambda_L}$ , conforme apresentado na Figura 101(a) [147].

Usando a eq. (6), é possível obter também o decaimento exponencial da densidade da supercorrente que flui na direção  $y$ , conforme expresso pela eq. (9) e apresentado na Figura 101(b),

$$J_{s,y} = \frac{B_z(0)}{\mu_0 \lambda_L} e^{-\frac{x}{\lambda_L}} \quad (9)$$

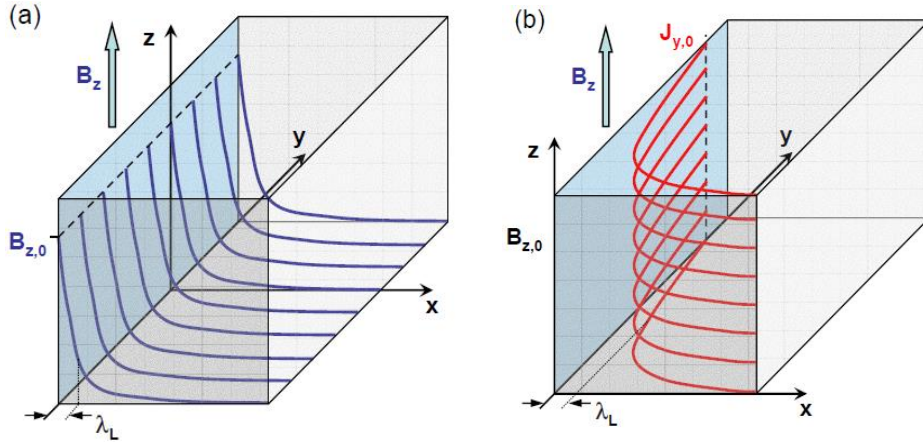


Figura 101. (a) Decaimento exponencial da componente  $z$  da densidade de fluxo magnético  $B$ , e (b) decaimento exponencial da componente  $y$  da densidade de corrente  $J_s$  em um material supercondutor.

De acordo com a teoria BCS, em um material supercondutor os elétrons são formados em pares (pares de Cooper), que podem ser descritos pela mesma função de onda [15,39]. Dessa forma, em um anel supercondutor, conforme o mostrado na Figura 102, o fluxo magnético é expresso por

$$\phi = -\frac{\hbar}{2e} \delta \quad (10)$$

onde  $\hbar$  corresponde à constante de Planck dividida por  $2\pi$  e  $\delta$  à variação de fase da onda ao dar uma volta completa no anel supercondutor.

Os pares de elétrons são descritos por uma função de onda e a variação de fase  $\delta$  ao longo do anel deve ser  $\pm 2\pi n$ , com  $n$  sendo um inteiro positivo ou zero. Consequentemente, o fluxo magnético no anel supercondutor é dado por

$$\phi = \pm \frac{nh}{2e} = n\phi_0 \quad (11)$$

Dessa forma, tem-se que o fluxo magnético através de qualquer área fechada dentro de um supercondutor, em cujo perímetro  $J_s = 0$ , é quantificado em unidades do quantum de fluxo  $\phi_0 = \frac{h}{2e} = 2,07 \times 10^{-15} \text{ Wb}$ .

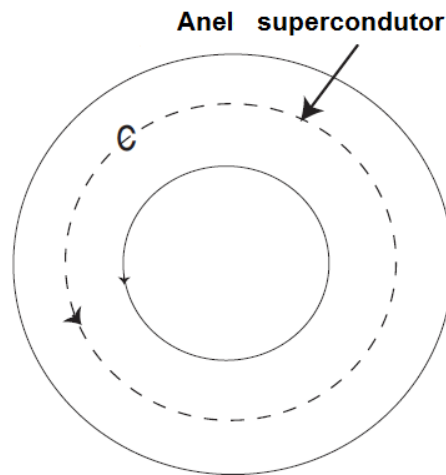


Figura 102. Anel supercondutor contendo um caminho fechado C, distante da superfície.

## Efeito Josephson

Uma junção Josephson é formada inserindo-se um material isolante entre dois supercondutores, como mostrado na Figura 103. Se a espessura deste material isolante for suficientemente fina, os pares de elétrons poderão atravessar de um supercondutor para o outro. Este efeito é conhecido como tunelamento quântico, o qual possibilita a formação de uma corrente elétrica capaz de fluir através do isolante. O fenômeno aqui descrito é conhecido como efeito Josephson CC [22,147,148].

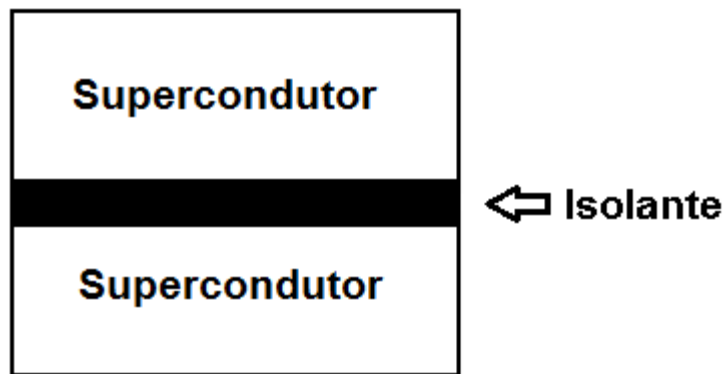


Figura 103. Representação esquemática de uma junção Josephson.

De acordo com o efeito Josephson, a corrente  $I$  que flui através da junção é dada por

$$I = I_c \sin(\delta) \quad (12)$$

onde  $\delta$  corresponde à diferença de fase entre as ondas formadas pelos pares de Cooper e  $I_c$  à máxima corrente permitida na junção.

Por sua vez, se a diferença de fase  $\delta$  variar com o tempo, uma tensão  $V$  aparecerá na junção, conforme dado por [38]

$$V = \frac{\hbar}{2e} \frac{d\delta}{dt} = \frac{\phi_0}{2\pi} \frac{d\delta}{dt} \quad (13)$$

## Princípio de funcionamento do SQUID

Um sistema SQUID (*Superconducting Quantum Interference Device*) utiliza-se das propriedades de quantização de fluxo e do efeito Josephson CC dos supercondutores, a fim de detectar campos magnéticos extremamente fracos. Estes dispositivos permitem a medição de densidades de fluxo magnético, tão pequenas quanto  $10^{-15}$  T [22,38,149].

Em relação ao tipo de excitação dos anéis supercondutores, os SQUIDs podem ser classificados como RF (Radiofrequência) e CC (Corrente Contínua).

Basicamente, a família RF utiliza correntes alternadas, tipicamente na faixa de frequência de 20 MHz até 30 MHz, enquanto que a família CC 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, enquanto SQUIDs CC utilizam duas, como apresentado na Figura 104.

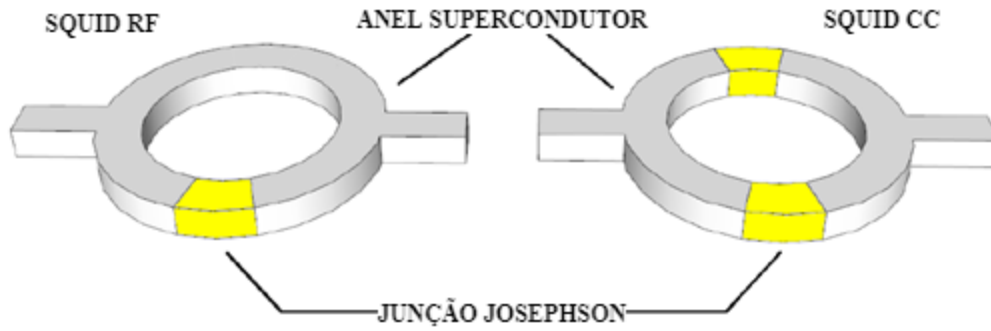


Figura 104. Anéis supercondutores de SQUIDs RF e SQUIDs CC.

O SQUID CC é composto por um anel supercondutor interrompido por duas junções Josephson, como indicado na Figura 105. Se a corrente de polarização  $I_{bias}$ , mostrada na Figura 105, for menor que a corrente crítica  $I_c$ , a diferença de fase na junção permanece constante. Nesta situação, ao submeter o SQUID a um pequeno campo magnético externo, o *loop* supercondutor opõe-se ao campo aplicado, gerando uma corrente de blindagem  $I_s$ , conforme mostrado na Figura 105. Dessa forma, a corrente de blindagem gera um campo com intensidade igual, mas com sentido oposto, ao campo aplicado, mantendo assim o fluxo no interior do supercondutor constante e quantizado, fazendo com que a corrente crítica  $I_c$  seja modulada pelo campo externo aplicado. Tem-se que a máxima corrente de polarização  $I_B$  é dada por

$$I_B = 2I_c \left| \cos\left(\pi \frac{\phi_{ext}}{\phi_0}\right) \right| \quad (14)$$

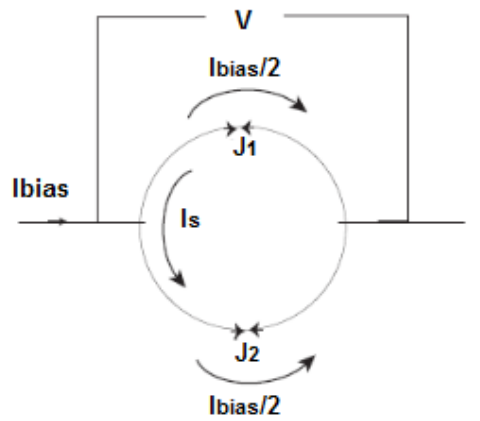


Figura 105. SQUID CC na presença de um campo magnético aplicado.

De acordo com a eq. (14), verifica-se que a corrente de blindagem  $I_s$ , induzida no supercondutor pelo campo externo, apresentará máximos para valores de  $\phi_{ext}$  que sejam múltiplos inteiros de  $\phi_0$ , e mínimos para múltiplos de  $\phi_0/2$  [150], como apresentado graficamente na Figura 106.

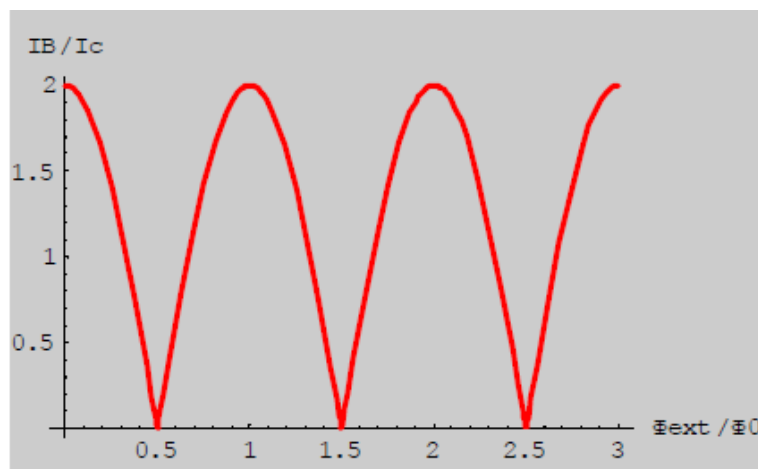


Figura 106. Variação da razão  $I_B/I_c$  como função do fluxo magnético externo em um magnetômetro SQUID CC.

A corrente crítica é geralmente obtida por meio da medição da queda de tensão entre os extremos da junção Josephson, como uma função da corrente total através do dispositivo. Para a implementação de magnetômetros, o SQUID é operado com uma corrente de polarização ligeiramente maior que  $I_c$ , de modo que ele sempre opere no modo resistivo. Sob estas condições, conforme mostrado na Figura 107, existe uma relação periódica entre a tensão medida na junção Josephson e o fluxo magnético aplicado, com período de um quantum de fluxo  $\phi_0$ .

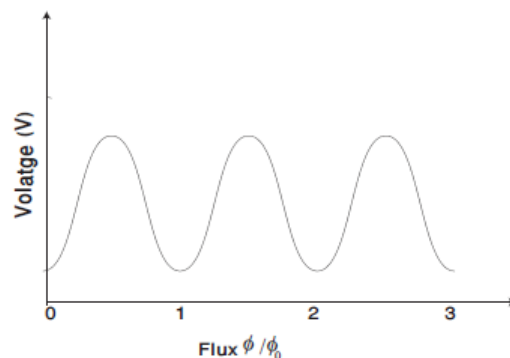


Figura 107. Relação entre tensão e fluxo magnético em um SQUID CC, evidenciando a dependência periódica da tensão medida na junção Josephson do SQUID com o fluxo magnético aplicado, para uma corrente de polarização fixa.

Na prática, não é necessário medir um período inteiro na modulação do SQUID para realizar uma medição de fluxo. Pode-se medir com bastante precisão uma pequena fração de um período, a fim de se detectar mudanças no fluxo aplicado ao *loop* do SQUID muito menores do que um quantum de fluxo,  $\phi_0$ . Um SQUID polarizado de forma que  $\partial V / \partial \phi$  seja maximizado é capaz de produzir uma tensão de saída consideravelmente alta em resposta a uma pequena variação do fluxo magnético  $d\phi$ .

### Estrutura de um magnetômetro SQUID

Um sistema SQUID funciona como um detector de zero em uma malha de controle retroalimentada, podendo operar convencionalmente em dois modos: (1) o fluxo magnético é mantido constante (*flux-locked mode*), ou (2) a corrente de blindagem é mantida constante (*current-locked mode*). O sistema eletrônico do SQUID fornece uma corrente que cancela as mudanças do fluxo magnético de entrada ou da corrente de blindagem, respectivamente, mantendo a operação em um ponto fixo da curva característica  $V-\phi$ . Dessa forma, medindo-se a corrente de *feedback* pode-se inferir as mudanças no fluxo magnético que se deseja medir. Note que, a tensão de saída da eletrônica do SQUID é justamente proporcional a esta corrente. Este sistema de *feedback* possibilita a detecção de alterações no fluxo magnético da ordem de até  $10^{-6} \phi_0$  [11].



Dado que o magnetômetro SQUID usa materiais que devem operar em estado supercondutor, é necessário o emprego de um sistema de resfriamento criogênico. A Figura 108 mostra a representação esquemática simplificada de um SQUID LTS (*low-temperature superconductor*) típico, com bobinas sensoras em configuração gradiométrica a qual serve para melhorar a relação sinal a ruído (vide seção 2.5.2), anéis supercondutores interrompidos por junções Josephson, eletrônica de processamento e recipiente termicamente isolado (*Dewar*), responsável por manter o hélio em seu estado líquido a 4,2 K.

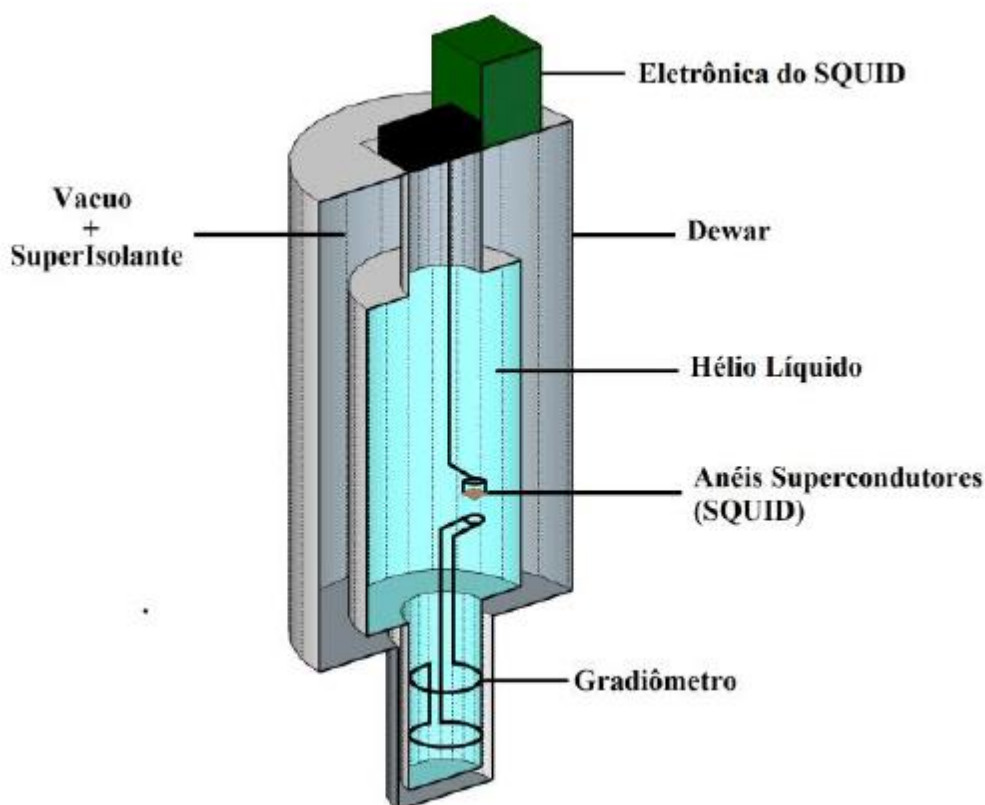


Figura 108. Representação esquemática de um SQUID LTS.

Os SQUIDs podem ser classificados em dois subgrupos, em função da temperatura necessária para que o material utilizado na fabricação 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 capazes de entrar em estado supercondutor em temperaturas mais elevadas, podendo ser resfriados por

nitrogênio líquido, que possibilita a obtenção de temperaturas em torno de 77 K. Destaca-se que o nitrogênio líquido é consideravelmente mais barato e mais fácil de operar do que o hélio [23,38,151]. No entanto, os materiais LTS são estáveis no ar, enquanto que a umidade degrada a estrutura dos HTS. Assim, camadas de proteção ou revestimentos são necessários e aumentam a complexidade da fabricação de transdutores SQUID HTS [152]. Além disso, em geral, sistemas LTS apresentam melhores resoluções do que sistemas HTS.

## Apêndice B

### Lista de componentes dos circuitos eletrônicos

Neste apêndice, apresenta-se a lista completa dos componentes utilizados no desenvolvimento dos circuitos eletrônicos do magnetômetro e do gradiômetro GMI. Neste intuito, a Tabela 14 contém a lista de componentes ativos empregados no circuito eletrônico dos transdutores GMI.

Tabela 14. Lista de componentes ativos do circuito eletrônico dos transdutores GMI.

Componentes ativos			
Símbolo	Modelo	Encapsulamento	Fabricante
U1	LM317	TO-220-3	Texas Instruments
U2	LM337	TO-220-3	Texas Instruments
U3, U6	INA129U	8-SOIC	Texas Instruments
U4, U7, U9, U11, U15, U20	AD8599ARZ	8-SOIC	Analog Devices
U5, U8, U17, U22, U26, U27	MAX16910CASA8/V+	8-SOIC	Maxim Integrated
U10, U12, U24, U25	OPA2822U	8-SOIC	Texas Instruments
U13, U16, U18, U21	AD8611AR	8-SOIC	Analog Devices
U14, U19	SN74AHCT1G86DBVT	TSOT23-5	Texas Instruments
U23	LTC6900CS5#TRMPBF	TSOT-23-5	Linear Technology
U28, U29	OPA177GS	8-SOIC	Texas Instruments

Na sequência, são apresentados os elementos passivos utilizados no circuito do gradiômetro e do magnetômetro GMI. A Tabela 15 mostra a lista completa dos capacitores, enquanto que a Tabela 16 indica 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 SMD com encapsulado 1206, já os potenciômetros são multivoltas (25 voltas) da família 3296W (Bourns Inc.), com 500 mW de potência nominal.

Tabela 15. Lista dos capacitores empregados nos circuitos do magnetômetro e do gradiômetro GMI.

Componentes passivos - Capacitores				
Símbolo	Valor	Modelo	Fabricante	Tolerância
C1, C2, C4, C5, C7, C9, C10, C11, C15, C16, C18, C20, C21, C22, C26, C28, C29, C32, C37, C40, C43, C49, C51, C52, C57, C63, C68, C72, C78, C81, C82, C86, C89, C91, C99, C100, C106, C108, C110, C112	100 nF	CL31B104KBP5PNF	Samsung Electro - Mechanics	10 %
C3, C6, C17, C27	10 $\mu$ F	C1206C106K3RACTU	KEMET	10 %
C8, C14, C19, C25, C30, C31, C38, C39, C42, C48, C50, C53, C56, C62, C71, C77, C83, C90, C92, C101, C107, C109, C111, C113	6,8 $\mu$ F	C3216X7R1E685K160AB	TDK Corporation	10 %
C12, C23, C58, C64, C66, C73, C79, C85, C102, C104	1 $\mu$ F	C1206C105K3RACTU	KEMET	10 %
C13, C24, C67, C87, C103, C105	4,7 $\mu$ F	C1206C475K8RACTU	KEMET	10 %
C33, C44	510 pF	C1206C511J5GAC7800	KEMET	5 %
C34, C45	750 pF	C1206C751J5GAC7800	KEMET	5 %
C35, C46	360 pF	C1206C361J5GAC7800	KEMET	5 %
C36, C47	1,2 nF	C1206C122JBGACAUTO	KEMET	5 %
C41, C59, C60, C61, C65, C74, C75, C76, C80, C114	10 nF	CL31B103JBCNNNC	Samsung Electro - Mechanics	5 %
C54, C69	12 nF	GRM3195C1H123JA01D	Murata Electronics	5 %
C55, C70	75 nF	GRM31C5C1H753JA01L	Murata Electronics	5 %
C84, C88, C93, C94, C95, C96, C97, C98	1 nF	CC1206GRNPO9BN102	Yageo	5 %

Tabela 16. Lista de resistores e potenciômetros empregados nos circuitos do magnetômetro e do gradiômetro GMI.

Componentes passivos – Resistores e Potenciômetros				
Símbolo	Valor	Modelo	Fabricante	Tolerância
R1	240 $\Omega$	RT1206BRD07240RL	Yageo	0,1 %
R2	15 k $\Omega$	RT1206BRD071K5L	Yageo	0,1 %
R2	2 k $\Omega$	RTAN1206BKE2K00	Stackpole Electronics Inc	0,1 %
R4, R85, R86	120 $\Omega$	RT1206BRD07120RL	Yageo	0,1 %
R5	430 $\Omega$	ERA-8AEB431V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R6, R16	4,75 k $\Omega$	TNPW12064K75BEEA	Vishay Dale	0,1 %
R7, R9, R13, R18, R20, R24	30,1 k $\Omega$	RNCP1206FTD30K1	Stackpole Electronics Inc	1 %
R8, R17	10 k $\Omega$	RNCP1206FTD10K0	Stackpole Electronics Inc	1 %
R10, R11, R19, R21, R36, R37, R63, R65, R76, R77, R78, R79, R87, R88	1 k $\Omega$	RNCP1206FTD1K00	Stackpole Electronics Inc	1 %
R12, R22	825 $\Omega$	RNCP1206FTD825R	Stackpole Electronics Inc	1 %
R14, R23	324 $\Omega$	ERA-8AEB3240V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R15, R25	22,1 k $\Omega$	RNCP1206FTD22K1	Stackpole Electronics Inc	1 %
R26, R39	43 k $\Omega$	ERA-8AEB433V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R27, R40	33 k $\Omega$	RT1206BRD0733KL	Yageo	0,1 %
R28, R29, R41, R46, R90	500 $\Omega$	RNCP1206FTD499R	Stackpole Electronics Inc	1 %
R30, R31, R42, R43	16 k $\Omega$	TNPW120616K0BEEA	Vishay Dale	0,1 %
R32, R33, R44, R48	5,1 k $\Omega$	RT1206DRD075K1L	Yageo	0,5 %
R34, R35, R45, R47	2,4 k $\Omega$	ERA-8AEB242V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R38, R89	100 $\Omega$	RNCP1206FTD100R	Stackpole Electronics Inc	1 %
R49, R54, R55, R60	3,9 k $\Omega$	RT1206DRD073K9L	Yageo	0,5 %
R50, R56, R71	12,4 k $\Omega$	RNCP1206FTD12K4	Stackpole Electronics Inc	1 %
R51, R57	16,9 k $\Omega$	ERA-8AEB1692V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R52, R58	4,22 k $\Omega$	RT1206BRD074K22L	Yageo	0,1 %
R53, R59	7,87 k $\Omega$	ERA-8AEB7871V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R61, R74	232 $\Omega$	ERA-8AEB2320V	Panasonic	0,1 %

			Electronic Components	
R62	12,1 k $\Omega$	RNCP1206FTD12K1	Stackpole Electronics Inc	1 %
R64, R69, R73	226 $\Omega$	ERA-8AEB2260V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R66, R80	499 $\Omega$	RNCP1206FTD499R	Stackpole Electronics Inc	1 %
R67	200 $\Omega$	RT1206DRE07200RL	Yageo	0,5 %
R68	237 $\Omega$	ERA-8AEB2370V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R70, R72	11,8 k $\Omega$	ERA-8AEB1182V	Panasonic Electronic Components	0,1 %
R75	221 $\Omega$	RNCP1206FTD221R	Stackpole Electronics Inc	1 %
R81, R82	493 $\Omega$	RT1206DRE07493RL	Yageo	0,5 %
R83, R84	49,9 $\Omega$	RNCP1206FTD49R9	Bourns Inc.	1 %
R91	28,7 $\Omega$	RQ73C2B28R7BTD	TE Connectivity Passive Product	0,1 %
P1, P2, P9, P17	100 $\Omega$	3296W-1-101LF	Bourns Inc.	10 %
P3, P6	5 k $\Omega$	3296W-1-502LF	Bourns Inc.	10 %
P4, P5	2 k $\Omega$	3296W-1-202LF	Bourns Inc.	10 %
P7, P8, P10, P11	1 k $\Omega$	3296W-1-102LF	Bourns Inc.	10 %
P12	100 k $\Omega$	3296W-1-104LF	Bourns Inc.	10 %
P13, P14	500 $\Omega$	3296W-1-501LF	Bourns Inc.	10 %
P15, P16	200 $\Omega$	3296W-1-201LF	Bourns Inc.	10 %

Finalmente a Tabela 17 relaciona os diodos e transistores usados nos circuitos do magnetômetro e do gradiômetro. Destaca-se que os diodos empregados são do tipo *Schottky* de resposta ultra rápida.

Tabela 17. Lista de diodos e transistores usados nos transdutores GMI desenvolvidos.

Componentes passivos – Diodos e Transistores			
Símbolo	Modelo	Fabricante	Tipo
D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8, D9, D10	SD1206T040S1R0	AVX Corporation	Schottky
Q1, Q2	2N3906-AP	Micro Commercial Components	PNP