



Camila Schuina Neves

**Projeto e desenvolvimento de um amperímetro sem
contato, por aproximação, baseado em magnetômetros
GMR**

Dissertação de Mestrado

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação em Metrologia da PUC-Rio como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Metrologia. Área de concentração: Metrologia para Qualidade e Inovação.

Orientador: Prof. Carlos Roberto Hall Barbosa
Coorientador: Prof. Eduardo Costa da Silva

Rio de Janeiro
Maio de 2018



Camila Schuina Neves

**Projeto e desenvolvimento de um amperímetro sem
contato, por aproximação, baseado em magnetômetros
GMR**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação
em Metrologia da PUC-Rio como requisito parcial para
obtenção do grau de Mestre em Metrologia. Aprovada pela
Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Carlos Roberto Hall Barbosa

Orientador

Programa de Pós-Graduação em Metrologia (PósMQI)
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio)

Prof. Eduardo Costa da Silva

Coorientador

Departamento de Engenharia Elétrica (DEE)
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio)

Prof. José Franco Machado do Amaral

Faculdade de Engenharia

Universidade do Estado do Rio de Janeiro (UERJ)

Prof. Régis Pinheiro Landim

Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO)

Prof. Márcio Silveira Carvalho

Coordenador Setorial do Centro Técnico Científico (PUC-Rio)

Rio de Janeiro, 02 de maio de 2018

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

Camila Schuina Neves

Graduada em Engenharia de Controle e Automação pela Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio), em 2015. Atualmente mestranda do Programa de Pós-Graduação em Metrologia (PósMQI) pela PUC-Rio.

Ficha Catalográfica

Neves, Camila Schuina

Projeto e desenvolvimento de um amperímetro sem contato, por aproximação, baseado em magnetômetros GMR / Camila Schuina Neves; orientador: Carlos Roberto Hall Barbosa; coorientador: Eduardo Costa da Silva. – 2018.

130 f. : il. color. ; 30 cm

Dissertação (mestrado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Centro Técnico Científico, Programa de Pós-Graduação em Metrologia para a Qualidade e Inovação, 2018.

Inclui bibliografia

1. Metrologia – Teses. 2. Amperímetro. 3. Magnetorresistência gigante. 4. Magnetômetro. 5. Redes Neurais. I. Barbosa, Carlos Roberto Hall. II. Silva, Eduardo Costa da. III. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Centro Técnico Científico. Programa de Pós-Graduação em Metrologia para a Qualidade e Inovação. IV. Título.

CDD: 389.1

Aos meus pais, pelo apoio, confiança, incentivo e por nunca terem medido
esforços em prol de minha educação.

Agradecimentos

A Deus por iluminar meu caminho e me dar forças para seguir em frente, sempre.

Ao meu orientador Carlos Roberto Hall Barbosa e ao meu coorientador Eduardo Costa da Silva, pelos ensinamentos, paciência, dedicação e disponibilidade, em todo o tempo, para o desenvolvimento desta dissertação.

Ao professor Luiz Antonio Pereira Gusmão pelas valiosíssimas contribuições.

Aos membros da comissão examinadora por suas contribuições a este trabalho.

À professora Ana Maria Beltran Pavani pelo apoio e incentivo desde a graduação.

Aos técnicos do Departamento de Engenharia Elétrica (DEE), Manuel Ramos Martins, Evandro Costa dos Reis e Carlos Afonso Pacheco Campos pela ajuda e suporte durante os ensaios experimentais no Laboratório de Pesquisa e Desenvolvimento em Eletrônica (LPDE)

Aos alunos Marcos Civiletti de Carvalho e Daniel Prado de Magalhães que realizaram iniciação científica e projeto final de graduação relacionados ao tema desta dissertação.

Aos professores e funcionários do Programa de Pós-graduação em Metrologia pelos ensinamentos e pela ajuda.

À CAPES e à PUC-Rio, pelos auxílios concedidos.

A minha mãe, meu esposo, meus irmãos e todos os familiares e amigos pela ajuda, apoio e compreensão.

A todos que de alguma forma contribuíram para esta dissertação se tornar realidade. Muito obrigada!

Resumo

Neves, Camila Schuina; Hall Barbosa, Carlos Roberto; Costa da Silva, Eduardo. **Projeto e desenvolvimento de um amperímetro sem contato, por aproximação, baseado em magnetômetros GMR**. Rio de Janeiro, 2018. 130 p. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-Graduação em Metrologia. Área de concentração: Metrologia para Qualidade e Inovação, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Amperímetros convencionais devem ser inseridos em série com o elemento no qual se deseja medir a corrente, constituindo uma forma de medição invasiva. Amperímetros alicate, baseados em bobinas, realizam medições de forma não invasiva, mas são limitados a correntes alternadas. Para medição de correntes contínuas, amperímetros baseados no efeito Hall são utilizados, mas possuem baixo nível de tensões de saída e pouca estabilidade em relação à temperatura. O objetivo desta dissertação foi desenvolver um protótipo de amperímetro baseado em magnetômetros de magnetorresistência gigante (GMR) capaz de medir correntes contínuas, de forma não invasiva e com alta resolução em relação aos amperímetros alicate. A metodologia dividiu-se em: (i) utilização de dois magnetômetros GMR para medir o campo magnético gerado pela corrente elétrica em um condutor; (ii) projeto e implementação de um solenoide para polarizar os sensores na faixa de operação linear; (iii) aprimoramento e desenvolvimento de circuitos eletrônicos dedicados à excitação e leitura dos GMRs; (iv) implementação de algoritmos para solução do problema inverso, isto é, a partir da saída do circuito, em mV, estimar a corrente que passa pelo condutor e a distância entre este e o amperímetro. Foram realizados 60 testes, com correntes variando de -3 A a 3 A, com passos de 0,1 A. O protótipo foi capaz de estimar a corrente elétrica com incerteza expandida, do tipo A, de 0,091 A e 0,07 cm para a distância. Os resultados comprovam a viabilidade da realização de medições de corrente, por aproximação, utilizando sensores GMR.

Palavras-chave

Metrologia; Amperímetro; Magnetorresistência Gigante; Magnetômetro; Redes Neurais.

Abstract

Neves, Camila Schuina; Hall Barbosa, Carlos Roberto (Advisor); Costa da Silva, Eduardo (Co-advisor). **Design and development of a contactless ammeter based on GMR magnetometers**. Rio de Janeiro, 2018. 130 p. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-Graduação em Metrologia. Área de concentração: Metrologia para Qualidade e Inovação, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Conventional ammeters should be inserted in series with the element in which the current is to be measured, thus constituting an invasive measurement form. Clamp ammeters, based on coils, are able to measure non-invasively but are limited to alternating currents. For measurement of direct currents, Hall-based ammeters are used, but have low output voltages and little temperature stability. Thus, the objective of this dissertation was to develop a prototype based on giant magnetoresistance (GMR) magnetometers capable of measuring direct currents, non-invasively and with high resolution in relation to clamp ammeters. The methodology was divided into: (i) the use of two GMR magnetometers to measure the magnetic field generated by the electric current in a conductor; (ii) design and implementation of a solenoid to polarize the sensors in the linear operating range; (iii) improvement and development of electronic circuits dedicated to the excitation and reading the GMRs; (iv) implementation of algorithms to solve the inverse problem, that is, from the outputs of the circuit, in mV, estimate the current passing through the conductor and the distance between it and the ammeter. Sixty tests were performed, with currents varying from -3 A to 3 A, with steps of 0.1 A. The prototype was able to estimate the electrical current with type A expanded uncertainty of 0.091 A and 0.07 cm for the distance. The results demonstrate the feasibility of conducting current measurements by approximation using GMR sensors.

Keywords

Metrology; Ammeter; Giant Magnetoresistance; Magnetometer; Neural Networks.

Sumário

1 Introdução	20
1.1 Objetivos: Geral e Específicos	21
1.2 Motivação	22
1.3 Estrutura da dissertação	22
2 Corrente Elétrica: conceito e medição	24
2.1 Conceito e histórico	24
2.2 Sistema Internacional de Unidades	25
2.2.1 Contexto Internacional - BIPM	25
2.2.2 Contexto Nacional - INMETRO	27
2.3 Amperímetros: princípios de funcionamento	28
2.3.1 Sensores de corrente elétrica baseados na lei de Ohm	28
2.3.1.1 Resistor <i>Shunt</i>	29
2.3.1.2 Trace Resistance Sensing	30
2.3.2 Sensores de corrente elétrica baseados na lei de indução de Faraday	31
2.3.2.1 Bobina de Rogowski	31
2.3.2.2 Transformadores de corrente (TC)	33
2.3.3 Sensores de corrente elétrica baseados no efeito Faraday	35
2.3.3.1 Polarímetro	36
2.3.3.2 Interferômetro	37
2.3.4 Sensores de corrente elétrica baseados em sensores de campo magnético	38
2.3.4.1 Efeito Hall	39
2.3.4.2 Fluxgate	40
2.3.4.3 Sensores Magneto Resistivos	42
2.3.4.3.1 <i>Anisotropic Magneto Resistance</i> (AMR)	42
2.3.4.3.2 Outros	44

2.4 Conclusão	44
3 Projeto Conceitual do Amperímetro GMR	47
3.1 Magnetômetro GMR	47
3.1.1 Princípio de funcionamento	48
3.1.2 Origem do GMR	49
3.1.3 Tipos de GMR	50
3.1.4 Modelos comerciais	51
3.1.4.1 Materiais	52
3.1.4.2 <i>Design</i>	53
3.1.4.3 AA Analog Sensors	55
3.2 Modelagem teórica do amperímetro GMR	56
3.2.1 Trabalhos anteriores: contextualização	58
3.2.2 Conclusão	64
4 Amperímetro GMR	68
4.1 <i>Hardware</i> analógico	68
4.1.1 Circuito Eletrônico	68
4.1.1.1 Circuito Eletrônico - Montagem	76
4.1.2 Simulação em SPICE	77
4.2 Hardware Digital	84
5 Resultados	87
5.1 Ensaios	87
5.2 Solução do Problema Inverso	93
5.2.1 Ajuste de curvas	94
5.2.1.1 Modelagem	94
5.2.1.2 Resolução	95
5.2.2 Redes neurais	99
5.2.2.1 Rede neural para corrente	99
5.2.2.2 Rede neural para distância	103
6 Discussão, conclusões e trabalhos futuros	106

6.1 Discussão e conclusões	106
6.2 Trabalhos futuros	107
7 Referências bibliográficas	109
Anexo 1 Artigo CBM 2015	113
Anexo 2 Artigo IMEKO 2017	118
Anexo 3 Artigo CBM 2017	125

Lista de siglas e abreviaturas

PUC-Rio	Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro
PósMQI	Programa de Pós-Graduação em Metrologia
DEE	Departamento de Engenharia Elétrica
UERJ	Universidade do Estado do Rio de Janeiro
Inmetro	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
LPDE	Laboratório de Pesquisa e Desenvolvimento em Eletrônica
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
GMR	<i>Giant Magnetoresistance</i>
SI	Sistema Internacional de Unidades
IMEKO	<i>International Measurement Confederation</i>
d.d.p.	Diferença de potencial
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
BIPM	<i>Bureau International des Poids et Mesures</i>
CIPM	<i>Comité International des Poids et Mesures</i>
CGPM	<i>Conférence Générale des Poids et Mesures</i>
CCEM	Comitê Consultivo para Eletricidade e Magnetismo
Diele	Divisão de Metrologia Elétrica
Lampe	Laboratório de Calibração em Metrologia Elétrica
Lacel	Laboratório de Calibração em Metrologia Elétrica
Lameq	Laboratório de Metrologia Elétrica Quântica
TC	Transformador de corrente
MR	<i>Magnetoresistance Effect</i>
AMR	<i>Anisotropic Magnetoresistance</i>
TMR	<i>Tunneling Magnetoresistance</i>
CMR	<i>Colossal Magnetoresistance</i>
GMI	<i>Giant magnetoimpedance</i>

SQUID	<i>Superconducting quantum interference device</i>
AF	Anti-ferromagnética
FM	Ferromagnética
NM	Não-magnética
CI	Circuito integrado
SMD	<i>Surface Mount Device</i>
RBC	Rede Brasileira de Calibração

Lista de figuras

Figura 1 - Ilustração do fluxo de corrente convencional.	24
Figura 2 - Ilustração do novo Sistema Internacional de Unidades, com as unidades definidas em função de constantes da natureza ou propriedades dos átomos [9].	27
Figura 3 - O resistor <i>shunt</i> é comumente posicionado entre a carga e o terra para eliminar a tensão de modo comum (A), porém, pode não detectar correntes de fuga. O posicionamento entre a fonte e a carga (B) soluciona o problema da corrente de fuga, mas pode danificar o medidor devido à alta tensão de modo comum.	30
Figura 4 - Esquemático de uma bobina de Rogowski, construída com núcleo de material não magnético [2].	31
Figura 5 - Influência da posição do condutor na exatidão da bobina de Rogowski adaptado de [2].	32
Figura 6 - Transformador de corrente com uma volta no enrolamento primário e diversas voltas no enrolamento secundário [2].	33
Figura 7 - Diagrama do circuito equivalente de um TC adaptado de [2].	34
Figura 8 - Esquemático de uma forma simples de medir correntes por meio do efeito Faraday, utilizando um polarímetro óptico [2].	36
Figura 9 - Polarímetro óptico com divisor de feixe polarizador [2].	37
Figura 10 - Diagrama sistemático de um interferômetro <i>Sagnac</i> que mede a defasagem entre ondas polarizadas circularmente, que é proporcional ao campo magnético. Um modulador de fase é requerido para obter uma relação linear entre a defasagem e o sinal detectado adaptado de [2].	38
Figura 11 - Campo magnético, gerado pela corrente I , ao redor de um condutor retilíneo.	39
Figura 12 - De acordo com a Lei de Lorentz, o fluxo de corrente I através de uma fina placa de material condutor sofre uma força se um campo magnético B é aplicado. Logo, em uma das bordas da placa a densidade de portadores de carga é maior, resultando em uma diferença de potencial v , que é proporcional ao campo magnético B [2].	40

Figura 13 - Diagrama esquemático do princípio de funcionamento do <i>fluxgate</i> [2].	40
Figura 14 - Sensor AMR onde alumínio é vaporizado sobre a liga de níquel-ferro em um ângulo de 45° em relação a magnetização M_0 , de modo que a corrente I flua em 45° devido a menor resistência do alumínio em comparação à liga de níquel ferro. Adaptado de [2].	43
Figura 15 - (a) Variação da resistência em função do ângulo entre a magnetização do material M e a corrente I . (b) A aplicação de um campo magnético externo muda a direção da magnetização M , que é a superposição entre a magnetização inicial M_0 e a M e o campo magnético externo aplicado. Como a corrente flui a 45° , é possível distinguir quando o campo aplicado externo é positivo ou negativo [2].	43
Figura 16 - Resultados encontrados por Albert Fert e Peter Grünberg [31].	47
Figura 17 - Representação esquemática do efeito GMR. (a) Variação da resistência de uma multicamada magnética em função do campo aplicado. (b) Configurações de magnetização (indicada pelas setas) na multicamada. (c) Curva de magnetização [31].	48
Figura 18 - Ilustração do espalhamento dos elétrons para magnetização paralela e antiparalela [31].	50
Figura 19 - Estruturas nas quais o efeito GMR é observado: (a) multicamadas magnéticas, (b) pseudo-válvula de spin, (c) válvula de spin, e (d) GMR granular. Adaptado de [31].	50
Figura 20 - Princípio básico no funcionamento do GMR baseado na válvula de <i>spin</i> .	51
Figura 21 - Curva característica típica da resistência em função do campo magnético do material GMR multicamada padrão da NVE [30].	53
Figura 22 - Diagrama funcional do GMR adaptado de [30].	54
Figura 23 - Fotomicrografia de um elemento do sensor NVE adaptada de [30]	54
Figura 24. Sensibilidade de alguns produtos da NVE adaptado de [30].	55
Figura 25 - Curvas características mostrando a variação com a temperatura com alimentação por corrente e por tensão para o modelo AAL002 de sensores GMR adaptado de [30].	56

Figura 26 - Posicionamento dos 2 magnetômetros GMRs em relação ao condutor cuja corrente se deseja medir.	57
Figura 27 - Na figura A, polarização na faixa de operação linear por meio do posicionamento de um ímã próximo aos GMRs e, na figura B, posicionando os GMRs no interior de um solenoide.	58
Figura 28 - Sensores GMR fixados na placa de circuito universal, com ímã posicionado para polarização e condutor por onde flui a corrente que se deseja medir.	59
Figura 29 - Diagrama esquemático do circuito eletrônico do sensor GMR alimentado por tensão.	59
Figura 30 - Diagrama esquemático do sensor GMR alimentado por corrente.	61
Figura 31 - Resultado da estimativa da corrente a partir das tensões de saída em função de seus respectivos valores nominais para a versão 2.	62
Figura 32 - Resultado da estimativa da corrente a partir das tensões de saída em função de seus respectivos valores nominais para a versão 3.	63
Figura 33 - Bancada experimental aperfeiçoada, com o condutor fixado a uma placa de madeira.	63
Figura 34 - Diagrama esquemático, simplificado, do INA129.	66
Figura 35 - Diagrama de blocos dos módulos do circuito de excitação e leitura dos GMRs.	68
Figura 36 - Diagrama esquemático do regulador de tensão.	69
Figura 37 - Diagrama esquemático da fonte de corrente para alimentação de um GMR, implementada em duplicata no circuito final.	70
Figura 38 - Diagrama esquemático do amplificador somador não-inversor.	72
Figura 39 - Estágio de amplificação.	74
Figura 40 - Fonte de corrente para alimentação do solenoide.	75
Figura 41 - Circuito de condicionamento e leitura de sinal, para implementação do amperímetro baseado em magnetômetros GMR.	76
Figura 42 - Placa de circuito impresso.	77

Figura 43 - Modelagem dos sensores GMR como fontes de tensão senoidais, onde a amplitude representa a variação devido à corrente no condutor e o <i>offset</i> associado a variação devido à polarização.	79
Figura 44 - Simulação do regulador de tensão.	79
Figura 45 – Corrente de alimentação dos GMRs e tensões VGMR + e VGMR-.	80
Figura 46 - V(OUT1+) e V(OUT1-) são as saídas do GMR 1, ambas referenciadas ao terra, e V(OUT1+, OUT1-) é a diferença entre essas tensões. Por sua vez, V(OUT2+) e V(OUT2-) são as saídas do GMR 2, ambas referenciadas ao terra, e V(OUT2+, OUT2-) é a diferença entre essas tensões.	81
Figura 47 - Saídas positivas dos GMRs 1 e 2, OUT1+ e OUT2+, e saídas dos somadores que retiram o <i>offset</i> de polarização, VO1 e VO2.	82
Figura 48 - Saídas dos somadores não inversores, VO1 e VO2, e as saídas negativas dos GMRs, OUT1- e OUT2- e, em verde, a diferença entre elas, mostrando uma tensão de modo comum próxima a zero nos amplificadores de instrumentação.	83
Figura 49 - Saídas dos amplificadores de instrumentação.	83
Figura 50 - Saídas de tensões simuladas em função da corrente no condutor.	84
Figura 51 - Diagrama de blocos do programa <i>LabView</i> .	86
Figura 52 - Painel frontal, onde o usuário define os parâmetros de interesse e visualiza os resultados.	86
Figura 53 - Bancada experimental.	87
Figura 54 - Resultados de um ciclo de ensaio para o GMR1, para uma distância de 1 cm entre o primeiro GMR e o condutor.	88
Figura 55 - Resultados de um ciclo de ensaio para o GMR1, para uma distância de 1 cm entre o primeiro GMR e o condutor, após a média.	89
Figura 56 - Resultados de um ciclo de ensaio para o GMR1, para uma distância de 1 cm entre o primeiro GMR e o condutor, após a remoção do coeficiente linear da reta de tendência.	90
Figura 57 - Saída de tensão dos GMRs em função do campo magnético gerado devido a corrente que passa no condutor.	91
Figura 58 - Saídas do circuito, com valores de sensibilidade ajustados.	92

Figura 59 - Saídas de tensões simuladas, utilizando a sensibilidade experimental, em função da corrente no condutor.	92
Figura 60 – Diagrama de blocos do problema inverso.	93
Figura 61 - Correntes elétricas de saída estimadas pelo ajuste em função das correntes elétricas nominais.	97
Figura 62 - Distância calculada pelo ajuste em função das distâncias nominais, obtidas experimentalmente.	98
Figura 63 - Avaliação do RMSE de validação, à direita, e treinamento, à esquerda, em função do número de neurônios para a rede com duas entradas, V_{out1} e V_{out2} .	100
Figura 64. Exemplo da topologia da rede para duas entradas, V_{out1} e V_{out2} .	100
Figura 65 - Análise de regressão para rede neural com duas entradas, V_{out1} e V_{out2} .	101
Figura 66 - Análise de regressão para rede neural com três entradas, V_{out1} , V_{out2} e V_{out3} .	102
Figura 67 - Exemplo da topologia da rede para três entradas, V_{out1} , V_{out2} e I .	103
Figura 68 - Matriz de confusão para (a) rede neural com três entradas, V_{out1} , V_{out2} e I ; (b) rede neural com quatro entradas, V_{out1} , V_{out2} , V_{out3} e I , utilizando as correntes elétricas nominais.	104
Figura 69 - Matriz de confusão para (a) rede neural com três entradas, V_{out1} , V_{out2} e I ; (b) rede neural com quatro entradas, V_{out1} , V_{out2} , V_{out3} e I , utilizando as correntes elétricas estimadas.	104

Lista de quadros

Quadro 1 - Vantagens dos sensores GMR da NVE em relação a sensores AMR e de efeito Hall [27]	52
Quadro 2 - Características dos magnetômetros GMR adaptado de [27]	56

Lista de tabelas

Tabela 1 - Comparação de desempenho adaptada de [2]	45
Tabela 2 - Comparação de custo, tamanho e limitações adaptada de [2]	46
Tabela 3 - Algumas características dos magnetômetros GMR adaptado de [30]	56
Tabela 4 - Comparação das sensibilidades simuladas com as obtidas experimentalmente	93
Tabela 5 - Valores iniciais e limites superiores e inferiores dos parâmetros do algoritmo de ajuste não-linear	96
Tabela 6 - Valores estimados dos parâmetros do algoritmo de ajuste não-linear	96
Tabela 7 - Incerteza expandida, considerando somente a componente de incerteza do tipo A, em função do número de entradas na rede neural	102
Tabela 8 - Incerteza expandida, considerando somente a componente de incerteza do tipo A, em função do número de entradas na rede neural	105
Tabela 9 - Comparação dos resultados obtidos para a estimativa da corrente elétrica	107
Tabela 10 - Comparação dos resultados obtidos para a estimativa da distância	107

1

Introdução

Amperímetros são instrumentos amplamente utilizados no setor elétrico, na indústria e no setor de serviços, cujo propósito é a medição da intensidade de corrente elétrica que flui por um condutor.

Convencionalmente, para que as medições sejam efetuadas, o amperímetro precisa ser inserido em série com o elemento no qual se deseja medir a corrente, constituindo assim uma forma de medição invasiva e de pouca praticidade, visto que nem sempre um circuito pode ser facilmente alterável. É o caso do amperímetro *shunt*, que tem seu funcionamento baseado na Lei de Ohm. Outra complicação é que a inserção do *shunt* altera a corrente que se deseja medir [1,2].

A medição não invasiva de corrente elétrica é possível e soluciona tais desvantagens. Uma corrente elétrica passando por um condutor retilíneo gera um campo magnético circular ao seu redor, cuja intensidade varia com a intensidade da corrente [1,2].

Baseados nesse princípio, os amperímetros alicate, que utilizam sensores do tipo bobina, são tradicionalmente usados em aplicações para medições de correntes alternadas, por meio do posicionamento de uma bobina ao redor do condutor elétrico que, quando percorrido por uma corrente alternada, produzirá um campo magnético alternado. A corrente elétrica pode ser calculada devido a uma proporcionalidade direta entre a intensidade da corrente e a tensão resultante nos terminais da bobina (induzida pelo campo magnético conforme a lei de Faraday), sendo possível estimar a corrente elétrica [1–3].

Para a medição de correntes contínuas, contudo, observa-se não há indução de corrente elétrica na bobina, devido ao fato de o campo magnético circunferencial gerado ser contínuo. Neste caso, é necessário medir diretamente o campo magnético, e associar sua magnitude à intensidade da corrente elétrica primária. Um transdutor de campo magnético usualmente utilizado nesta aplicação é o sensor de

efeito Hall. Quando sujeito a um campo magnético externo, esse tipo de sensor apresenta uma diferença de potencial proporcional a este campo e, com uma conversão adequada, é possível determinar a corrente que percorre o condutor [1,2].

Uma alternativa para implementação de amperímetros não invasivos é a utilização de magnetômetros GMR, que apresentam alta sensibilidade em relação aos sensores do tipo Hall e baixo custo. Na presença de um campo magnético externo o material GMR apresenta uma diminuição de resistividade, acarretando em uma diferença de potencial em seus terminais de saída, que é utilizada para determinar a corrente em um condutor.

A partir das informações descritas acima, esta dissertação de mestrado se dedicou ao desenvolvimento de um protótipo de amperímetro que viabilize a medição de correntes contínuas com alta resolução, em relação à apresentada por amperímetros alicate baseados em sensores Hall, sem a necessidade de se conhecer a distância entre o instrumento e o condutor. O sistema proposto também pode ser utilizado para estimar esta distância em aplicações específicas, como no caso de condutores instalados no interior de paredes.

Ao longo das pesquisas relacionadas ao desenvolvimento desta dissertação foram desenvolvidos três artigos científicos [4–6], incluídos como anexos desta dissertação.

1.1

Objetivos: Geral e Específicos

O objetivo geral desta dissertação foi projetar e implementar um protótipo de amperímetro sem contato, por aproximação, baseado em magnetômetros GMR, capaz de medir correntes contínuas de 0 a 20 A.

Os objetivos específicos foram:

- Revisar as técnicas existentes para medição de corrente elétrica;
- Aprimorar e desenvolver novos circuitos dedicados à excitação e leitura de sensores GMR;
- Implementar algoritmos para solução do problema inverso, isto é, a partir das saídas do transdutor, em mV, estimar a corrente elétrica que flui pelo condutor e a distância entre o instrumento e o condutor;

- Realizar medições de correntes contínuas e alternadas com alta resolução, em relação às apresentadas por amperímetros alicate baseados em sensores de efeito Hall; e
- Avaliar o desempenho metrológico do protótipo de amperímetro, em termos da incerteza expandida (tipo A) de medição.

1.2 Motivação

Tendo em vista as desvantagens e limitações dos amperímetros convencionais, espera-se que os resultados dessa dissertação contribuam para trazer os seguintes benefícios para as partes interessadas:

- Desenvolvimento de um instrumento capaz de realizar medições de correntes elétricas de forma não invasiva, propiciando mais segurança ao usuário.
- Possibilidade de medir correntes contínuas com alta resolução em relação às apresentadas por amperímetros alicate baseados em sensores de efeito Hall.

1.3 Estrutura da dissertação

Esta dissertação está estruturada em seis capítulos e três anexos e seus conteúdos são brevemente apresentados a seguir.

No Capítulo 1 é introduzido o problema de pesquisa, apresenta-se a motivação para o desenvolvimento desta dissertação, bem como seus objetivos (geral e específicos).

No Capítulo 2, define-se o conceito de corrente elétrica e sua unidade no Sistema Internacional de Unidades (SI), assim como a sua contextualização no cenário metrológico em nível nacional e internacional, e as principais técnicas para medição.

O capítulo 3 apresenta o projeto preliminar do amperímetro, iniciando pelo princípio de funcionamento do GMR e as características específicas do modelo comercial utilizado. Posteriormente é detalhada a modelagem teórica e, por fim, são especificadas as melhorias esperadas, em relação às versões anteriores do protótipo.

No capítulo 4 apresenta-se a implementação do protótipo, iniciando pelo projeto detalhado do circuito eletrônico, incluindo as etapas de montagem e simulação, e a integração com o *hardware digital*, para realização da leitura e processamento dos dados.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados obtidos nos ensaios experimentais e são introduzidas as técnicas para solução do problema inverso, que é estimar a corrente elétrica a partir das tensões de saída do circuito eletrônico.

Por fim, no Capítulo 6, resumem-se os resultados atingidos e são apresentadas propostas de trabalhos futuros para aprimoramento do protótipo.

No Anexo 1 – Artigo apresentado no 8º Congresso Brasileiro de Metrologia, realizado em Bento Gonçalves em 2015.

No Anexo 2 – Artigo apresentado no *Joint IMEKO TC1-TC7-TC13 Symposium*, realizado no Rio de Janeiro em 2017.

No Anexo 3 – Artigo apresentado no 9º Congresso Brasileiro de Metrologia, ocorrido em Fortaleza em 2017.

2

Corrente Elétrica: conceito e medição

2.1

Conceito e histórico

A corrente elétrica é definida como um fluxo ordenado de cargas elétricas e é gerada quando há uma diferença de potencial elétrico entre os terminais de um material condutor, conforme pode ser observado na Figura 1. Essa diferença de potencial (d.d.p.) pode ser gerada, por exemplo, por meio da conexão de uma fonte de tensão ou de uma bateria [3,7].

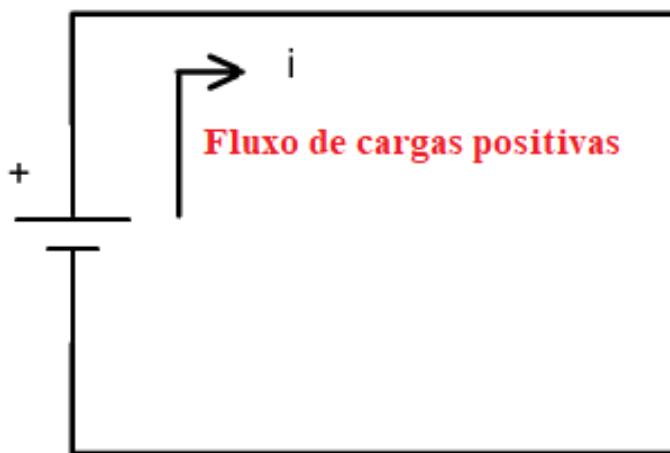


Figura 1 - Ilustração do fluxo de corrente convencional.

Quando há uma diferença de potencial elétrico, campos elétricos são criados no interior do material condutor e exercem uma força sobre os elétrons de condução que os faz se mover em uma determinada direção e, assim, produzir corrente [3].

Nos estudos iniciais da eletricidade, o sentido da corrente elétrica foi definido como um fluxo de cargas positivas, isto é, as cargas se movem do polo positivo da bateria para o polo negativo. Esse sentido é utilizado até hoje e é conhecido como sentido convencional da corrente. Entretanto, em metais sólidos, são os portadores de carga negativa (elétrons) que se movem e a corrente elétrica flui no sentido contrário à corrente convencional, chamado sentido real da corrente [3,7].

A intensidade da corrente elétrica na seção transversal de um condutor é definida pela quantidade de carga que flui por intervalo de tempo [3], podendo ser expressa pela derivada

$$i = \frac{dq}{dt}. \quad (1)$$

Correntes elétricas podem ser contínuas ou alternadas. Quando os elétrons fluem em um único sentido, com intensidade constante, denomina-se corrente contínua (CC) e, quando muda de sentido e/ou de intensidade em função do tempo, corrente alternada (CA).

2.2 Sistema Internacional de Unidades

2.2.1 Contexto Internacional - BIPM

O BIPM (*Bureau International des Poids et Mesures*) é uma organização internacional, criada pela convenção do metro em 1875, e tem como objetivo assegurar a unificação mundial das medições, tendo como atividades, por exemplo, o estabelecimento de padrões fundamentais e escalas de medição, a conservação dos protótipos internacionais e a intercomparação de padrões nacionais e internacionais [8,9].

O BIPM atua sob a supervisão do CIPM (*Comité International des Poids et Mesures*) que, por sua vez, atua sob autoridade da CGPM (*Conférence Générale des Poids et Mesures*) [8,9].

O BIPM possui atualmente 10 Comitês Consultivos que coordenam trabalhos internacionais e propõem recomendações referentes às unidades em suas respectivas áreas. O Comitê Consultivo para Eletricidade e Magnetismo (CCEM), como parte de suas atividades, é o responsável pela realização prática do ampere, que é uma das unidades de base do SI conforme descrito a seguir.

O Sistema Internacional de Unidades (SI) define sete grandezas de base (comprimento, massa, tempo, corrente elétrica, temperatura termodinâmica, quantidade de matéria e intensidade luminosa) e suas respectivas unidades de base (metro, quilograma, segundo, ampere, kelvin, mol e candela), tendo como propósito de sua criação a necessidade de um sistema mundialmente aceito nas relações internacionais, no ensino e no trabalho científico. É um sistema que evolui de forma

continua para refletir as melhores práticas de medição que são aperfeiçoadas com o decorrer do tempo [8].

Como citado, a corrente elétrica é uma das grandezas de base do SI. Em homenagem ao físico francês André-Marie Ampère, a unidade de corrente no SI é o ampere, representada pelo símbolo A, e definida como descrito a seguir.

O ampere é a intensidade de uma corrente elétrica constante que, se mantida em dois condutores paralelos, retilíneos, de comprimento infinito, de seção circular desprezível, e situados à distância de 1 metro entre si, no vácuo, produz entre estes condutores uma força igual a 2×10^{-7} newton por metro de comprimento [8].

A realização prática do ampere diretamente em termos de sua definição é difícil e demorada e, portanto, é comumente realizada por meio de combinações das realizações do watt (experimentos de balanceamento com o watt realizado mecanicamente), do ohm (com a utilização de um capacitor Thompson-Lampard) e do volt (por meio da medição de uma força eletrostática em termos de uma força mecânica) [10].

O ampere também pode ser determinado a partir de combinações de constantes físicas. Os padrões de referência baseados no efeito Josephson e no efeito Hall quântico apresentam maior reprodutibilidade e estabilidade. Em 1988 a CIPM adotou que as representações do volt e do ohm seriam baseadas nas constantes de Josephson, K_{J-90} , e von Klitzing, R_{k-90} , além de definir seus valores em exatamente $K_{J-90} = 483\,597,9 \text{ GHz/V}$ e $R_{k-90} = 25\,812,807 \, \Omega$ [8,10].

O SI está sendo revisado a fim de atualizar as definições de quatro de suas unidades de base (quilograma, ampere, kelvin e mol). As definições revisadas serão baseadas em constantes da natureza – constantes físicas fundamentais ou propriedades dos átomos - portanto, serão inerentemente estáveis [11–16].

Na revisão proposta, prevista para entrar em vigor no Dia Internacional da Metrologia, em 20/05/2019, o ampere continuará a ser a unidade de corrente elétrica, mas sua magnitude será determinada fixando-se o valor numérico da carga elementar exatamente em $1,602176634 \times 10^{-19}$ quando expresso na unidade do SI (A.s), que corresponde ao coulomb (C), e o segundo será definido em termos da frequência da transição hiperfina do estado fundamental do átomo de césio, $\Delta\nu_{Cs}$ [11,12,17,18], como indicado na Figura 2.



Figura 2 - Ilustração do novo Sistema Internacional de Unidades, com as unidades definidas em função de constantes da natureza ou propriedades dos átomos [9].

2.2.2 Contexto Nacional - INMETRO

No Brasil, o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (Inmetro) - é uma autarquia federal, vinculada ao Ministério do Desenvolvimento, Indústria e Comércio Exterior, que tem dentre suas competências a manutenção, disseminação, conservação e rastreabilidade dos padrões nacionais às unidades de medida, assim como a implantação e manutenção da cadeia de rastreabilidade dos padrões às unidades do SI [19].

A Divisão de Metrologia Elétrica (Diele) é composta por seis laboratórios de referência responsáveis pela realização, manutenção e disseminação das unidades elétricas e pela guarda, conservação e rastreabilidade dos padrões nacionais de dez grandezas elétricas às unidades do SI [20]. No contexto dessa dissertação, o Laboratório de Metrologia em Padronização Elétrica (Lampe) e o Laboratório de Calibração em Metrologia Elétrica (Lacel) são responsáveis pela realização, manutenção, disseminação (Lampe) das unidades de resistência (ohm), tensão (volt) e corrente elétrica (ampere). O Laboratório de Metrologia Elétrica Quântica (Lameq) é responsável pela realização, baseada no Efeito Josephson, e manutenção da unidade de tensão (volt), além de assegurar rastreabilidade ao Lacel e ao Lampe

para disseminação do volt e para a realização, manutenção e disseminação da unidade de corrente elétrica (ampere) [20–23].

O INMETRO possui capacidade para medição e calibração de medidores de corrente nas faixas de 10 μA a 20 A, para correntes contínuas e alternadas (especificação de 10 Hz a 100 kHz), com incerteza padrão expandida de, respectivamente, 7,6 a 16 $\mu\text{A/A}$ e 14 a 124 $\mu\text{A/A}$, ambas com nível de confiança de aproximadamente 95% [24].

2.3

Amperímetros: princípios de funcionamento

Amperímetros são instrumentos utilizados para medir a intensidade de corrente elétrica e são essenciais em diversas aplicações, tais como a medição de potência e energia nas indústrias químicas e automotivas, automação residencial, sensores de corrente embarcados em circuitos integrados e no setor energético [1,2].

Amperímetros possuem características específicas dependentes do princípio físico utilizado em sua implementação. Diversos métodos de medição foram desenvolvidos a fim de atender aos requisitos das diversas áreas de aplicação, como por exemplo, custo, precisão, largura de banda, faixa de operação, tamanho e necessidade ou não de interrupção do circuito para a realização da medição [1,2].

O objetivo desta seção é descrever, sucintamente, os principais métodos de medição de corrente, de acordo com o princípio físico utilizado, desde os métodos mais clássicos até as novas tecnologias que vêm sendo desenvolvidas, destacando suas vantagens e limitações.

2.3.1

Sensores de corrente elétrica baseados na lei de Ohm

A Lei de Ohm é uma simplificação da Lei de Lorentz, que é dada por

$$\mathbf{J} = \sigma (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}), \quad (2)$$

onde \mathbf{J} é a densidade de corrente, \mathbf{E} o campo elétrico, \mathbf{v} a velocidade das cargas, \mathbf{B} a densidade de fluxo magnético que atua sobre as cargas e σ a condutividade elétrica do material. Na maioria dos casos, a velocidade das cargas é pequena o suficiente para ser desprezada [2], então tem-se

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}. \quad (3)$$

A equação (3) é conhecida como Lei de Ohm, formulação microscópica, e define que a queda de tensão em um condutor é proporcional à corrente que flui por ele [2].

Esta relação pode ser explorada por sensores, como os descritos nas subseções a seguir, que têm como vantagem baixo custo, se comparados a outras técnicas, e são considerados confiáveis devido à simplicidade de seu princípio de funcionamento [2].

2.3.1.1 Resistor *Shunt*

Este é um método de medição comumente utilizado no setor elétrico e consiste na utilização de um resistor de precisão, chamado de resistor *shunt*, para medição indireta da corrente, visto que a queda de tensão sobre o mesmo é proporcional à intensidade da corrente. É capaz de medir correntes contínuas (CC) e correntes alternadas (CA) [2].

O resistor *shunt* é inserido no caminho de condução e, portanto, pode gerar uma quantidade significativa de perda de potência - que pode ser calculada pela lei de Ohm como $P = i^2 R$ e aumenta com o quadrado da corrente, podendo restringir o uso dos resistores *shunt* em aplicações de alta corrente [2].

Para medir correntes muito pequenas, o valor do resistor *shunt* deve ser aumentado para que a queda de tensão possa ser medida, causando um problema pois um erro sistemático é causado pelo divisor de tensão formado entre a resistência interna da fonte e o resistor *shunt* [1].

O resistor *shunt* pode ser inserido entre a fonte e a carga ou entre a carga e o terra, conforme ilustrado na Figura 3. Se o circuito possui terra em comum com o sistema de medição/aquisição de dados, é recomendado que o *shunt* seja posicionado o mais perto possível do terra (Figura 3A), a fim de proteger o medidor da tensão de modo comum produzida no *shunt*, que pode ultrapassar as especificações e danificá-lo ou provocar medidas incorretas. Uma desvantagem dessa configuração é que correntes de fuga que não passem pelo o resistor *shunt* podem não ser detectadas. A conexão do *shunt* entre a carga e a fonte resolve o problema da falha na detecção de correntes de fuga, porém, pode complicar os

estágios de amplificação subsequentes, visto que a tensão a ser medida pode ter altos valores de modo comum [2,7].

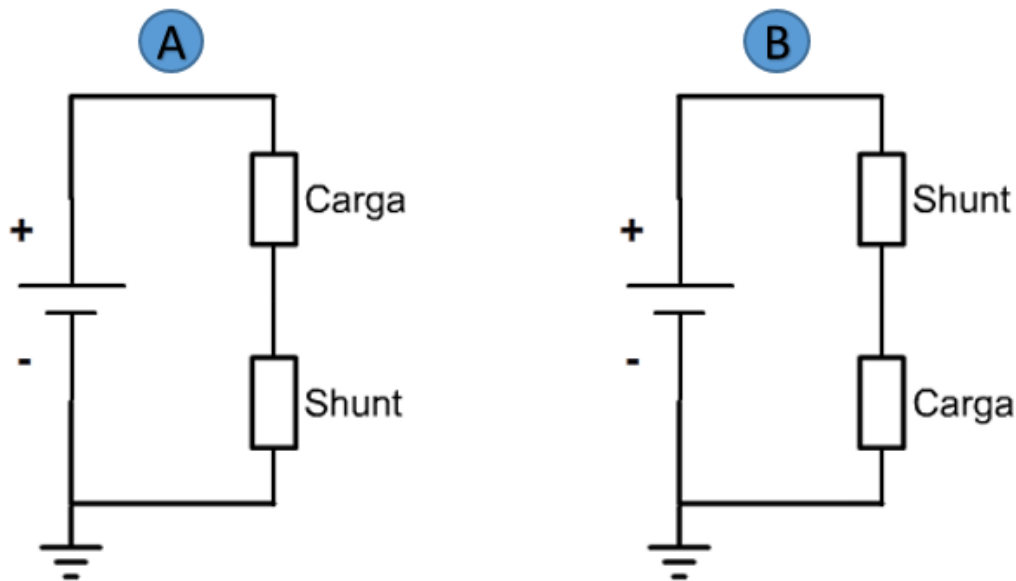


Figura 3 - O resistor *shunt* é comumente posicionado entre a carga e o terra para eliminar a tensão de modo comum (A), porém, pode não detectar correntes de fuga. O posicionamento entre a fonte e a carga (B) soluciona o problema da corrente de fuga, mas pode danificar o medidor devido à alta tensão de modo comum.

As desvantagens de usar o shunt são: a necessidade de interrupção do circuito para realização da medição, a conexão elétrica inevitável entre a corrente a ser medida e o circuito de detecção e o fato de que tais dispositivos aplicados à medição de altas correntes são volumosos e dissipam muito calor. Ainda assim, são amplamente utilizados, por serem uma solução robusta e de baixo custo para diversas aplicações [1,2,25].

2.3.1.2 Trace Resistance Sensing

Se a precisão não for uma característica muito importante, ao invés do resistor *shunt* dedicado, é possível usar a resistência intrínseca de um elemento condutor, geralmente uma trilha de cobre ou barramento [1,2].

Essa abordagem tem como vantagem o baixo custo de implementação e não ter perdas adicionais de potência. Em contrapartida, a resistência de uma trilha de cobre é muito baixa e, consequentemente, a queda de tensão sobre a mesma também, sendo necessário um amplificador de alto ganho para se obter um sinal de saída útil [2].

2.3.2

Sensores de corrente elétrica baseados na lei de indução de Faraday

Os sensores de corrente baseados na lei de indução de Faraday são um exemplo de sensores que fornecem isolamento elétrico inerente entre a corrente que se deseja medir e o sinal de saída, permitindo a medição de correntes em alta tensão alternada, fornecendo um sinal de saída referenciado ao terra. Em muitas aplicações, os padrões de segurança exigem isolamento elétrico e, portanto, tornam obrigatórias as técnicas de detecção de corrente isoladas [2].

2.3.2.1

Bobina de Rogowski

A bobina Rogowski, ilustrada na Figura 4, é um exemplo de uma aplicação baseada na lei de indução de Faraday e na lei de Ampère. Consiste em uma bobina com núcleo de material não magnético, fabricada com densidade de enrolamentos e diâmetro constantes. Para obter a forma de onda da corrente alternada, a mesma é utilizada em conjunto com um integrador [1,2].

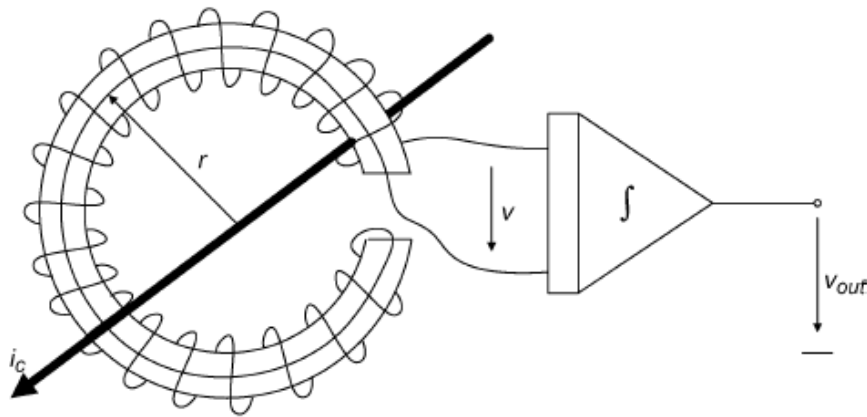


Figura 4 - Esquemático de uma bobina de Rogowski, construída com núcleo de material não magnético [2].

A lei de Ampère, que define o caminho integral da densidade de fluxo magnético \mathbf{B} no interior da bobina, é dada por

$$\oint_C \mathbf{B} \cdot d\mathbf{l} = \mu_0 i_c \quad (4)$$

A corrente i_c flui através da área delimitada pela curva C . Para uma análise teórica simples, assume-se que a seção transversal do diâmetro é muito menor que

Então, aplica-se a lei de indução de Faraday para determinar a tensão induzida na bobina de Rogowski devida à variação na corrente $i_c[2]$, ou seja,

$$v = -N \frac{d\phi}{dt} = -N A \frac{dB}{dt} = -\frac{NA\mu_0}{2\pi r} \frac{di_c}{dt}, \quad (6)$$

$$v_{\text{out}} = -\frac{NA\mu_0}{2\pi r}k \int_t \frac{di_c}{dt} dt + v(0)_{\text{out}} = -k \frac{NA\mu_0}{2\pi r} \mu_0 i_c + v_{\text{out}}(0) \quad (7)$$

Esse comportamento é dado devido ao fato de que, na realidade, a densidade dos enrolamentos ao redor da bobina nunca é perfeitamente constante. Consequentemente, a pior exatidão é obtida quando o condutor estiver posicionado onde a densidade do enrolamento pode não ser uniforme. [2]

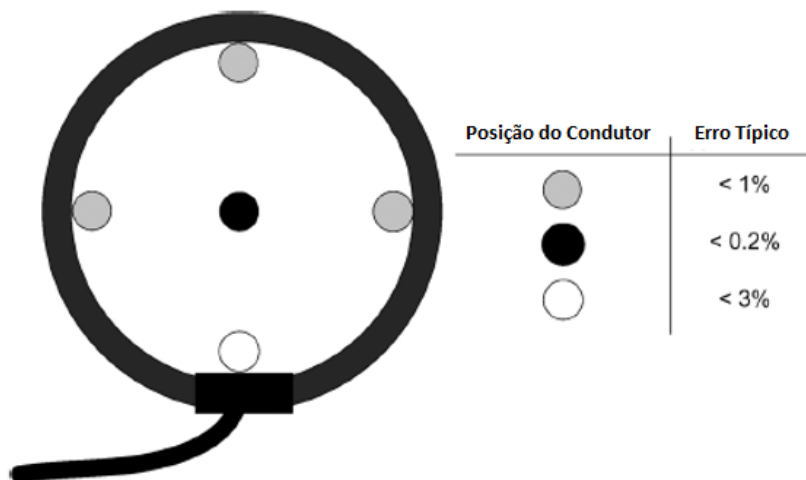


Figura 5 - Influência da posição do condutor na exatidão da bobina de Rogowski adaptado de [2].

Embora a equação (7) implique que a bobina de Rogowski também possa medir correntes contínuas, o princípio básico é baseado na detecção de uma mudança de fluxo, que é proporcional a uma mudança de corrente. Sem saber qual a corrente em $t = 0$, que é representada por $v_{out}(0)$, é impossível reconstruir o componente CC [2].

O custo é comparável ao dos transformadores de corrente, mas com a vantagem de menor inserção de impedância e, no caso de bobinas flexíveis, maior facilidade de utilização [2]. Por não possuir material ferromagnético em sua composição, apresenta excelente linearidade e faixa dinâmica extremamente grande [1].

2.3.2.2 Transformadores de corrente (TC)

A construção é basicamente a mesma que a bobina Rogowski, com uma única volta primária e diversas voltas secundárias, mas emprega um núcleo de material magnético com alta permeabilidade (Figura 6). Por aproveitar a alta permeabilidade, a sensibilidade do TC é maior em comparação à da bobina de Rogowski [1,2].

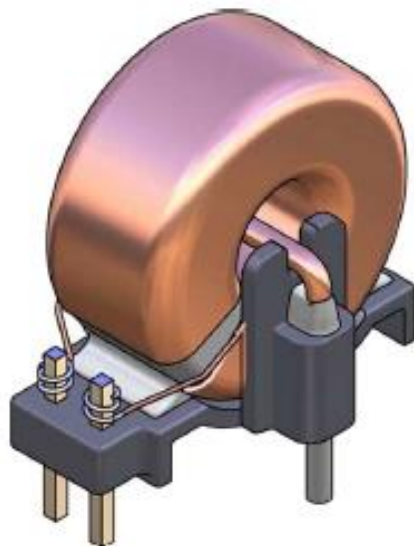


Figura 6 - Transformador de corrente com uma volta no enrolamento primário e diversas voltas no enrolamento secundário [2].

A principal diferença entre o TC e a bobina de Rogowski é que o enrolamento secundário do transformador de corrente é conectado a um resistor R_s . A corrente i_s que flui por R_s gera um fluxo magnético que atua de modo a contrariar o fluxo magnético gerado pela corrente primária. Adaptando a equação (6), derivada da bobina de Rogowski [2], tem-se

$$v_s = -N \frac{d\phi}{dt} = -N A \frac{\mu_0 \mu_r}{l_m} \frac{d}{dt} (i_c - N i_s) \quad (8)$$

onde A é a área da seção transversal do núcleo. A equação (8) pode ser resolvida para obter i_s :

$$i_s = \frac{i_c}{N} - \frac{l_m}{N^2 A \mu_0 \mu_r} \int_t v_s \cdot dt \quad (9)$$

O denominador do segundo termo da equação (9) pode ser interpretado como uma indutância, conhecida como indutância magnética L_m [2], ou seja,

$$i_s = \frac{i_c}{N} - \frac{1}{L_m} \int_t v_s dt. \quad (10)$$

Com base na equação (10) é possível construir o diagrama de circuito equivalente de um transformador de corrente usando um transformador de corrente teórico (Figura 7). Apesar de simplificado, pois negligencia indutâncias de dispersão, perdas no núcleo e a resistência dos enrolamentos, este circuito justifica as equações anteriores e ajuda no entendimento do princípio de funcionamento do TC [2].

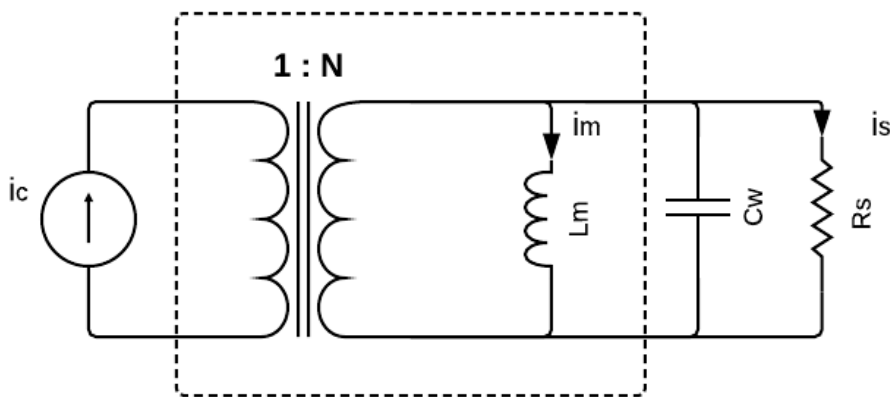


Figura 7 - Diagrama do circuito equivalente de um TC adaptado de [2].

O segundo termo em (10) também modela a incapacidade do TC de medir correntes contínuas. Se a corrente primária i_c contiver um componente CC, a

corrente de magnetização i_m aumentará até que o componente CC flua completamente por L_m . Assim, na configuração padrão, o transformador de corrente é incapaz de medir as correntes CC [2].

Transformadores de corrente são muito populares nas aplicações de conversão de energia devido a seu baixo custo e à capacidade de fornecer um sinal de saída diretamente compatível com um conversor analógico-digital. Eles também são muito utilizados em redes de distribuição de energia com frequência de linha de 50/60 Hz [2]. O sinal de tensão na saída é diretamente proporcional à corrente primária e não precisa utilizar um integrador, como no caso da bobina de Rogowski, não necessitam de fonte de energia externa, têm alta isolamento galvânica e têm longa vida útil com parâmetros invariantes [1].

2.3.3

Sensores de corrente elétrica baseados no efeito Faraday

Ondas de luz que se propagam por um meio apresentam um estado de polarização que é dado pelo vetor campo elétrico \mathbf{E} , em função do tempo e da posição. No caso mais genérico, o vetor campo magnético descreve uma elipse, sendo que a polarização circular é um caso particular no qual a elipse se torna um círculo, enquanto na polarização linear, a elipse se reduz a uma linha. O estado de qualquer polarização sempre pode ser descrito pela superposição de duas ondas de luz polarizadas ortogonalmente ou circularmente [2].

Um meio que altera o estado de polarização é chamado de birrefringente. Materiais que têm birrefringência circular mudam a polarização da luz polarizada linearmente e mantêm a polarização da luz polarizada circularmente. Materiais que têm birrefringência linear se comportam da maneira oposta. A birrefringência circular pode ser introduzida em um material com a aplicação de um campo magnético paralelo à direção de propagação da luz [2].

Se a birrefringência circular intrínseca de um meio é desprezível, o plano de rotação da polarização da luz polarizada linear é proporcional à integral do campo magnético \mathbf{H} aplicado ao longo do caminho s [2], ou seja,

$$\theta = V \int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s}, \quad (11)$$

onde V é a constante de Verdet, \mathbf{H} é o campo magnético e $d\mathbf{s}$ é o elemento de linha ao longo do caminho óptico dentro do material.

Sensores de corrente ópticos possuem diversas vantagens que os tornam atrativos para aplicações no setor de distribuição de energia elétrica, entre elas, isolamento de altos potenciais, não serem sensíveis a interferências eletromagnéticas, grande faixa dinâmica e ausência de efeitos de saturação, grande largura de banda e *design* leve e compacto. Essas vantagens proporcionam uma significativa redução de custos em comparação com transformadores de potência para alta tensão mas, para aplicações de baixas correntes, têm custo maior que outros tipos de sensores [1,2].

2.3.3.1 Polarímetro

Uma maneira simples de usar o efeito Faraday para medir corrente é representada na Figura 8. A luz polarizada linear é aplicada a uma bobina de fibra óptica com N voltas que envolve a corrente i_c a ser medida. A rotação θ da luz polarizada linear pode ser calculada usando a lei de Ampère por [2]

$$\theta = VNi_c \quad (12)$$

onde V é a constante de Verdet, que depende do comprimento de onda da luz e da temperatura.

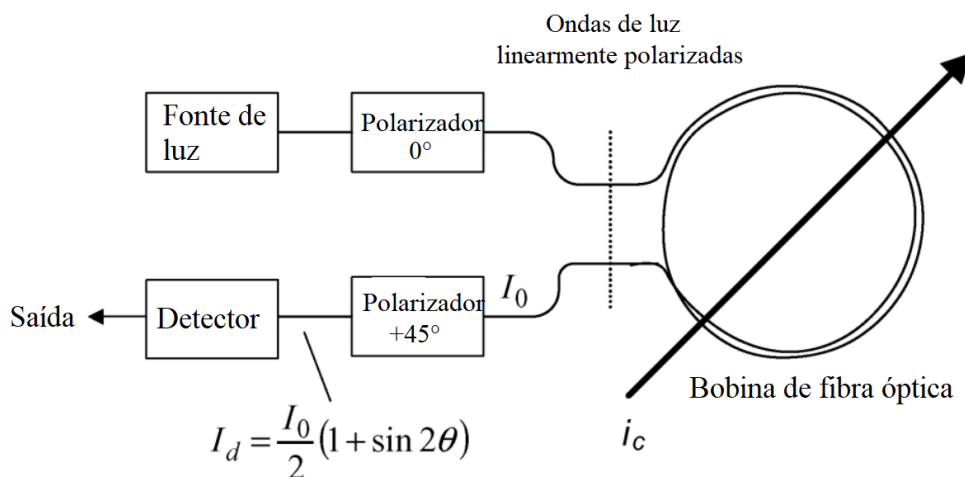


Figura 8 - Esquemático de uma forma simples de medir correntes por meio do efeito Faraday, utilizando um polarímetro óptico [2].

Uma vantagem do uso da bobina de fibra óptica é que apenas os campos magnéticos devido a correntes no interior da bobina são detectados, pois os campos magnéticos espúrios externos serão, em geral, cancelados. Além disso, a posição

do condutor no interior da bobina de fibra óptica não tem influência significativa na exatidão da medição. O circuito consiste em um polarizador em 45° em relação à direção de polarização original, de modo que a intensidade da luz de saída seja dada por [2]

$$I_d = \frac{I_0}{2} (1 + \sin 2\theta), \quad (13)$$

onde I_0 é a intensidade de luz de entrada. A linearidade deste princípio é limitada a pequenas rotações devido ao comportamento não-linear da função seno para grandes argumentos. [2]

Um problema dessa configuração é a dependência do sinal de saída com a intensidade da luz de entrada. Esse problema pode ser resolvido com a utilização de um divisor de feixe polarizador (*polarizing beam splitter*) em 45° que divide o feixe igualmente, conforme indicado na Figura 9. Nessa configuração é possível obter a saída independente de I_0 [2], ou seja,

$$S = \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} = \sin 2\theta \approx 2VNi_c. \quad (14)$$

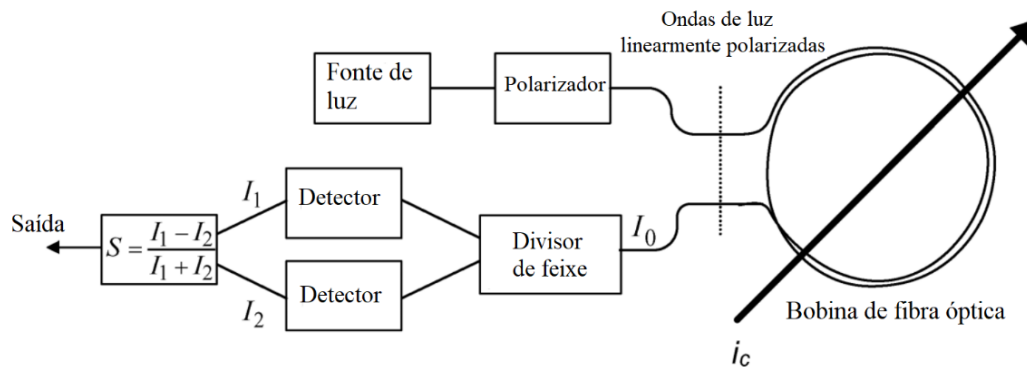


Figura 9 - Polarímetro óptico com divisor de feixe polarizador [2].

2.3.3.2 Interferômetro

Essa técnica é usada para medir o efeito Faraday por meio de dois feixes de luz de propagados em sentido contrário usando um interferômetro *Sagnac*. O interferômetro *Sagnac* mede com exatidão a defasagem entre duas ondas de luz linearmente polarizadas. Este método pode ser usado para medir correntes por meio da alimentação de duas ondas de luz polarizadas circularmente, por qualquer extremidade do cabo de fibra óptica que envolve a corrente a ser medida, conforme indicado na Figura 10 [2].

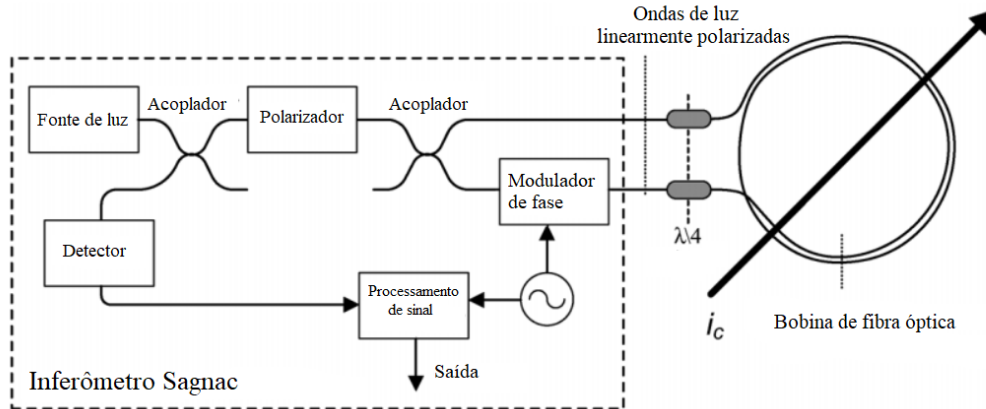


Figura 10 - Diagrama sistemático de um interferômetro *Sagnac* que mede a defasagem entre ondas polarizadas circularmente, que é proporcional ao campo magnético. Um modulador de fase é requerido para obter uma relação linear entre a defasagem e o sinal detectado adaptado de [2].

Na saída da bobina, a luz polarizada circularmente é convertida novamente em luz polarizada linearmente e pode ser processada pelo interferômetro *Sagnac*. Por fim, a defasagem entre as duas ondas de luz resulta em uma medida direta para a magnitude do campo magnético ou da corrente [2].

O interferômetro *Sagnac* polariza linearmente a fonte de luz e a divide em dois feixes iguais, que são convertidos em feixes polarizados circularmente usando quartos de onda ($\lambda/4$). Uma vez que os dois feixes de luz saem da bobina, tendo uma diferença de fase proporcional à corrente i_c pelo efeito Faraday, eles são convertidos de volta em ondas de luz linearmente polarizadas. O deslocamento de fase diferencial entre as ondas de luz polarizadas lineares retornando pode ser descrito por [27] apud [2]

$$\Delta\phi_S = VN \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = 2VN i_c \quad (15)$$

2.3.4

Sensores de corrente elétrica baseados em sensores de campo magnético

Um condutor, percorrido por uma corrente I , gera um campo magnético ao seu redor, conforme indicado na Figura 11. Sensores de campo magnético são capazes de detectar campos magnéticos estáticos e dinâmicos, tornando-os uma alternativa atraente para o desenvolvimento de instrumentos de medição capazes de detectar ambos os tipos de correntes, contínuas e alternadas [1,2].

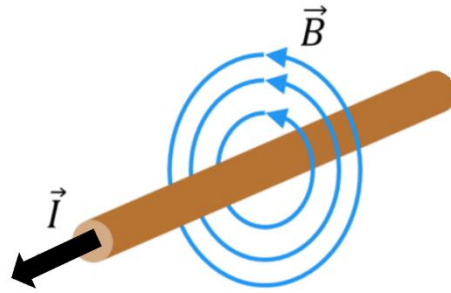


Figura 11 - Campo magnético, gerado pela corrente I , ao redor de um condutor retilíneo.

2.3.4.1 Efeito Hall

O efeito Hall define que, quando uma corrente I flui através de uma camada fina de um material condutor, que é atravessado por uma densidade de fluxo magnético B , uma tensão v é gerada perpendicularmente à tensão e à corrente, conforme a Figura 12 e a equação [2]

$$v = \frac{IB}{nqd}, \quad (16)$$

onde q é a carga dos portadores de corrente, n é a densidade de portadores e d é a espessura da placa. Essa equação é válida para materiais em que a condutividade elétrica ocorre tanto por portadores de cargas positivas quanto negativas, que é o caso de materiais condutores. No caso de semicondutores, a relação é mais complexa, por isso, as propriedades dos materiais são relacionadas ao coeficiente de Hall, R_H , dado por [2]:

$$R_H = \frac{1}{nq} \quad (17)$$

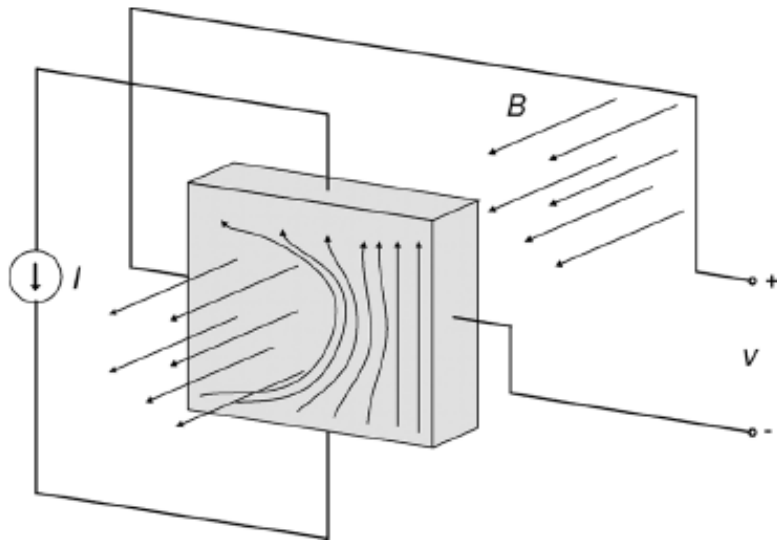


Figura 12 - De acordo com a Lei de Lorentz, o fluxo de corrente I através de uma fina placa de material condutor sofre uma força se um campo magnético B é aplicado. Logo, em uma das bordas da placa a densidade de portadores de carga é maior, resultando em uma diferença de potencial V , que é proporcional ao campo magnético B [2].

Este método tem como vantagem a medição de correntes contínuas de forma não invasiva. Em contrapartida, tem baixo nível de sinal de saída, pouca estabilidade em relação à temperatura e alta sensibilidade a cargas estáticas [28].

2.3.4.2 Fluxgate

O princípio de funcionamento do *fluxgate*, ilustrado na Figura 13, explora a relação não linear entre o campo magnético (H) no interior de um material ferromagnético e a densidade de fluxo magnético (B) [2].

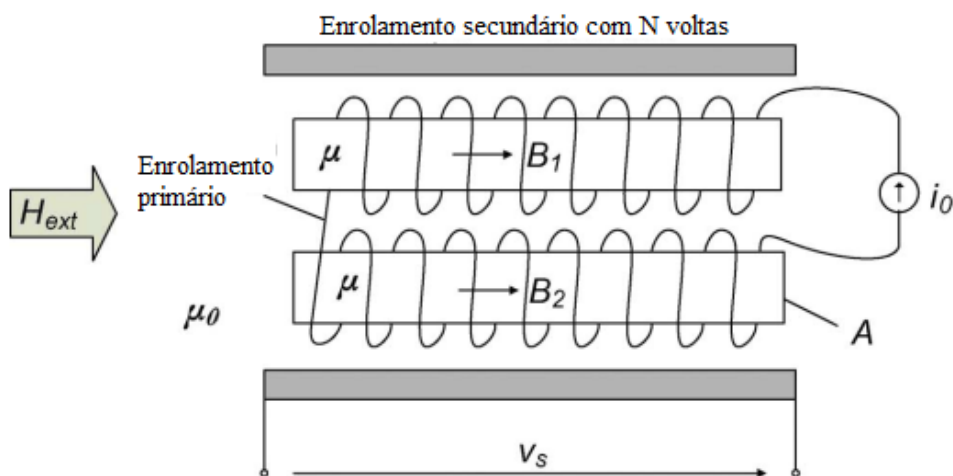


Figura 13 - Diagrama esquemático do princípio de funcionamento do *fluxgate* [2].

O enrolamento primário (*excitation winding*) dá origem a um campo magnético de excitação, H_0 , que magnetiza os dois núcleos, dispostos em paralelo, periodicamente entre valores positivos e negativos. Os campos de excitação nos núcleos têm sentidos opostos, de modo que o enrolamento secundário (*pickup winding*) não detecta o campo magnético gerado pelo enrolamento primário. A tensão v_s induzida no enrolamento secundário é dada pela diferença entre a taxa de variação da densidade de fluxo magnético nos dois núcleos [2], ou seja,

$$v_s = -2NA \left(\frac{dB_1}{dt} - \frac{dB_2}{dt} \right), \quad (18)$$

onde N é número de voltas no enrolamento primário e A é a área da seção transversal dos núcleos.

Ao se aplicar uma corrente alternada i_0 no enrolamento de excitação, a dependência com o tempo da variação da densidade de fluxo magnético B nos núcleos pode ser analisada em termos da permeabilidade magnética μ , dada por [2]

$$\mu = \frac{dB_{H_{ext} + H_0}}{d(H_{ext} + H_0)} \quad (19)$$

e μ é dependente do campo $H = H_{ext} + H_0$, devido ao comportamento não linear do núcleo, onde H_{ext} é o campo magnético externo e H_0 é o campo magnético de excitação [2]

Combinando as equações (18) e (19), tem-se

$$v_s = -2NA \left(\mu_1 \frac{d(H_{ext} + H_0)}{dt} - \mu_2 \frac{d(H_{ext} - H_0)}{dt} \right). \quad (20)$$

Logo, para um campo magnético externo estático, vem

$$v_s = -2NA \mu_d \frac{dH_0}{dt}, \quad (21)$$

onde $\mu_d = \mu_1 - \mu_2$.

A partir da equação (20) é possível inferir que o campo magnético externo H_{ext} é pequeno em comparação com o campo de excitação H_0 . Logo, a tensão v_s é proporcional ao campo externo e pode ser usada para medi-lo. [2]

Devido a sua alta precisão, *fluxgates* são frequentemente empregados em sistemas de calibração. O alto custo e o tamanho grande restringem o uso desse método a aplicações de alta precisão. [2]

2.3.4.3 Sensores Magneto Resistivos

A magnetorresistência consiste na variação da resistência elétrica de uma estrutura em função do campo magnético aplicado, e foi observada pela primeira vez por William Thomson (Lord Kelvin), em 1856. Essas estruturas (resistores) podem ser usadas como sensores de campo magnético [2,29].

Esses resistores são normalmente configurados em ponte para compensar os efeitos da temperatura. A aplicação mais comum desses sensores foi como a “cabeça” de leitura de dispositivos de gravação magnética, mas agora estão sendo estudados para outras aplicações em potencial [2].

As principais tecnologias baseadas na magnetorresistência são: anisotropic magnetoresistance (AMR), giant magnetoresistance (GMR) e tunneling magnetoresistance (TMR) e colossal magnetoresistance (CMR). Nesta seção será apresentada uma aplicação do sensor de corrente elétrica utilizando a magnetorresistência anisotrópica.

2.3.4.3.1 **Anisotropic Magneto Resistance (AMR)**

O princípio de funcionamento do AMR parte das características de resistência de materiais ferromagnéticos, tais como *permalloy* (liga níquel-ferro) e está relacionada com a magnitude e a direção do campo magnético aplicado. Em particular, uma corrente I que flui por um material ferromagnético sofre uma resistência que é dependente do ângulo entre a direção do fluxo de corrente e a direção da magnetização M [2]. A resistência é mínima quando a magnetização M é perpendicular à corrente e máxima quando a corrente I flui paralela à magnetização M [2].

Para tornar o AMR sensível à direção do campo magnético, a corrente I é forçada a fluir em um ângulo de 45° com a direção do campo, através de uma série de barras de alumínio depositadas numa tira de *permalloy*, conforme ilustrado na Figura 14. Essa estrutura, conhecida como *barber poles*, fornece um caminho de baixa impedância para a corrente e a direciona para fluir a 45° da magnetização inicial M_0 [2].

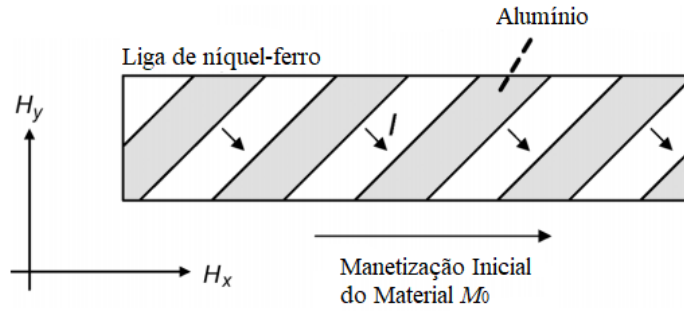


Figura 14 - Sensor AMR onde alumínio é vaporizado sobre a liga de níquel-ferro em um ângulo de 45° em relação a magnetização M_0 , de modo que a corrente I flua em 45° devido a menor resistência do alumínio em comparação à liga de níquel ferro. Adaptado de [2].

A Figura 15a mostra a variação na resistência $\Delta R/R$ em relação ao ângulo θ entre a magnetização M e a corrente I , sendo que a variação máxima dessa resistência é normalmente pequena, em torno de 2 % a 4 %. Na Figura 15b, uma tira ferromagnética é mostrada junto com a direção da corrente I e da magnetização M . A magnetização M é a superposição entre a direção da magnetização inicial M_0 e o campo magnético externo aplicado H_{ext} [2].

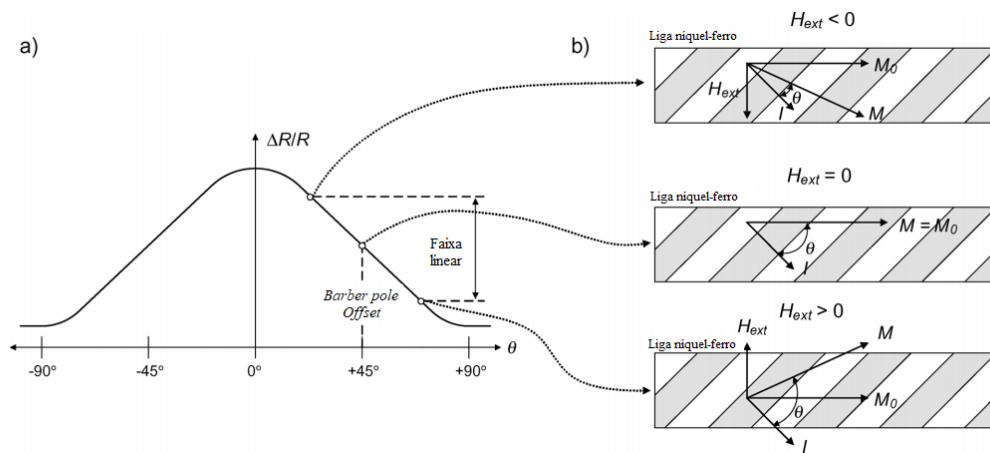


Figura 15 - (a) Variação da resistência em função do ângulo entre a magnetização do material M e a corrente I . (b) A aplicação de um campo magnético externo muda a direção da magnetização M , que é a superposição entre a magnetização inicial M_0 e a o campo magnético externo aplicado. Como a corrente flui a 45° , é possível distinguir quando o campo aplicado externo é positivo ou negativo [2].

Sensores AMR têm melhor resolução que sensores do tipo Hall e pequeno volume. As maiores desvantagens do AMR são a alta não linearidade e alta influência do efeito da temperatura, que pode ser compensando por uma configuração em ponte de Wheatstone [1,2].

2.3.4.3.2 Outros

Alguns outros sensores de campo magnético também têm potencial para o desenvolvimento de sensores de corrente como, por exemplo o TMR, GMI (*Giant magnetoimpedance*) e o SQUID (*Superconducting quantum interference detector*), mas por serem tecnologias ainda pouco exploradas nessa aplicação, não serão abordadas nessa dissertação [1,2].

2.4 Conclusão

De acordo com a revisão realizada nas subseções anteriores, observou-se que existem diversas formas de se medir corrente, em função do princípio físico utilizado, e a escolha da técnica a ser utilizada depende da aplicação.

Os resistores *shunt* são amplamente utilizados para medir correntes devido à sua simplicidade e razoável precisão. Entretanto, em correntes mais altas, tornam-se problemáticos devido às perdas de potência e ao aumento de tamanho. Uma alternativa é a detecção por meio das trilhas de cobre, que oferecem baixas perdas de energia e baixo custo. No entanto, apresentam limitações devido a efeitos de temperatura e a largura de banda é limitada devido à necessidade de uso de amplificadores de alto ganho [2].

Os sensores de corrente de efeito Hall oferecem uma alternativa com baixas perdas, isolamento galvânico, grande largura de banda e boa precisão, mas a um custo muito maior. Os sensores de corrente baseados em AMR de circuito fechado fornecem um desempenho semelhante, se não melhor, do que os sensores de efeito Hall, mas, até agora, estão disponíveis somente para faixas atuais de um ampere até centenas de amperes e são mais caros que os sensores de efeito Hall. Para aplicações de alto desempenho, *fluxgates* são usados, mas devido ao seu alto custo são adequados apenas para aplicações específicas. Para correntes contínuas muito altas, os sensores de corrente de fibra óptica são os mais indicados [2].

Os transformadores de corrente e as bobinas de Rogowski são técnicas populares para medir correntes alternadas e são amplamente utilizados em eletrônica de potência e distribuição de energia. Esses princípios podem ser adaptados para medir correntes de amperes até megaamperes, fornecendo alta precisão e isolamento galvânico a um custo relativamente baixo [2].

A conclusão deste capítulo se dá com duas tabelas. Na Tabela 1, é possível comparar o desempenho dos principais métodos para medir corrente apresentados, e na Tabela 2, uma comparação de tamanho, custo e limitações.

Tabela 1 - Comparação de desempenho adaptada de [2]

	Largura de banda	Corrente Contínua	Incerteza	Efeito da Temperatura [ppm/K]	Faixa de Operação	Perda de Energia
Resistor Shunt						
Coaxial	MHz	Sim	0,1% - 2%	25 - 300	kA	W - kW
SMD	kHz-MHz				MA - A	mW - W
<i>Copper Trace</i> ¹	kHz	Sim	0,5% - 5%	50 - 200	A - kA	mW
Transformador de Corrente	kHz-MHz	Não	0,1% - 1%	< 100	A - kA	mW
Bobina de Rogowski	kHz-MHz	Não	0,2% - 5%	50 - 300	A - MA	mW
Efeito Hall ¹	kHz	Sim	0,5% - 5%	50 - 1000	A - kA	mW
Fluxgate	kHz	Sim	0,001% - 0,5%	< 50	mA - kA	mW - W
AMR (<i>Closed-loop, core-less</i>)	kHz	Sim	0,5% - 2%	100 - 200	A	mW
GMR ¹ , AMR ¹ , Efeito Hall ¹ (<i>Open-loop, core-less</i>)	kHz	Sim	1% - 10%	200 - 1000	mA - kA	mW
Fibra Óptica ¹	kHz-MHz	Sim	0,1% - 1%	< 100	kA - MA	W

¹ Utilizando compensação de temperatura

Tabela 2 - Comparação de custo, tamanho e limitações adaptada de [2]

	Custo³ [USD]	Tamanho [mm³]	Limitações
Resistor Shunt	> 0,5	> 25	Uma sobrecorrente pode danificar permanentemente o resistor <i>shunt</i> . Grandes perdas de energia podem dificultar a medição de grandes correntes. Em aplicações de alta tensão a falta de isolamento elétrica é uma desvantagem.
<i>Copper Trace</i>	> 0,5	> 25	A exatidão é degradada pelo ruído devido à alta amplificação. Não é eletricamente isolado.
Transformador de Corrente	> 0,5	> 500	Um <i>offset</i> causado por uma corrente contínua pode saturar o material do núcleo. Para altas correntes a área da seção transversal do núcleo deve ser grande, a fim de evitar a saturação do mesmo.
Bobina de Rogowski	> 1	> 1000	A exatidão depende da posição do condutor. Dificuldade em medir baixas correntes devido à baixa sensibilidade. Um número alto de voltas reduz a largura de banda.
Efeito Hall ¹	> 4	> 1000	Correntes alternadas, em alta frequência, podem causar sobreaquecimento.
Fluxgate	> 10	> 1000	Circuito eletrônico complexo. O alto número de voltas pode reduzir a largura de banda.
AMR (<i>Closed-loop, core-less</i>)	> 5	> 1000	Susceptível a campos magnéticos espúrios.
GMR ¹ , AMR ¹ , Efeito Hall ¹ (<i>Open-loop, core-less</i>)	> 2	> 25	Muito susceptível a campos magnéticos externos.
Fibra Óptica ¹	> 1k	> 10 ⁶	Devido à alta complexidade não é apropriado para medições de baixas correntes. A flexão do cabo de fibra óptica deteriora a exatidão.

¹ Incluindo amplificação

² Incluindo sensor de temperatura

³ Em grandes quantidades

3

Projeto Conceitual do Amperímetro GMR

Este capítulo detalha como foi projetado o protótipo de amperímetro GMR, iniciando pelo conceito do fenômeno GMR, a avaliação dos modelos comerciais utilizados e a evolução do protótipo até o modelo final, utilizado nos ensaios experimentais.

3.1

Magnetômetro GMR

A magnetorresistência gigante é um fenômeno explicado pela mecânica quântica, caracterizado por uma variação significativa (diminuição) de resistência elétrica, tipicamente entre 10 e 80%, que ocorre quando camadas finas e empilhadas (multicamadas) de materiais ferromagnéticos e não magnéticos são expostas a um campo magnético (Figura 16). Foi descoberta em 1988, em trabalhos independentes, pelos físicos Albert Fert e Peter Grünberg que, em 2007, receberam o Prêmio Nobel de Física por seus trabalhos [30–32].

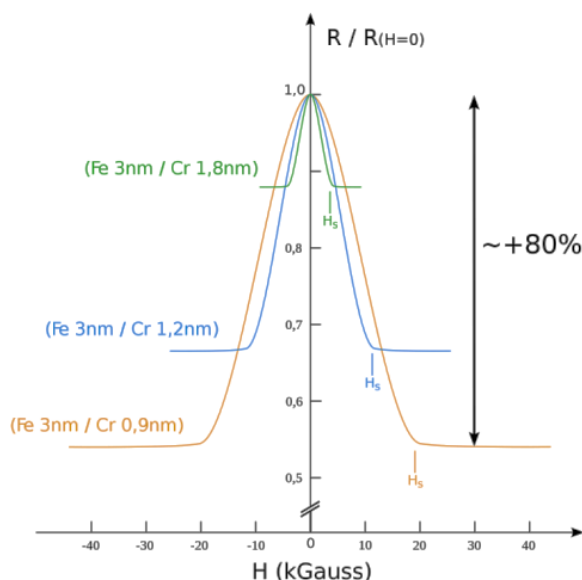


Figura 16 - Resultados encontrados por Albert Fert e Peter Grünberg [31].

Os sensores GMR são normalmente configurados em ponte para reduzir os efeitos da temperatura. A tecnologia GMR tem baixo custo de produção e pequeno tamanho. As desvantagens são alta não linearidade, histerese e influência da temperatura [2].

Podem ser aplicados como sensores de posição industriais e automotivos, de velocidade, de corrente elétrica, em armazenamento de dados e em dispositivos médicos [30–32].

3.1.1 Princípio de funcionamento

A variação na resistência da multicamada ocorre quando o campo magnético aplicado alinha os momentos magnéticos das camadas ferromagnéticas, conforme ilustrado na Figura 17 [31,32].

Na ausência de campo magnético, as magnetizações das camadas ferromagnéticas são antiparalelas. Com a aplicação de um campo magnético H , maior que o campo de saturação H_s , as magnetizações são alinhadas paralelamente, minimizando a resistência elétrica da multicamada [31]. Para campos magnéticos menores que o campo de saturação, a resistência é inversamente proporcional ao campo.

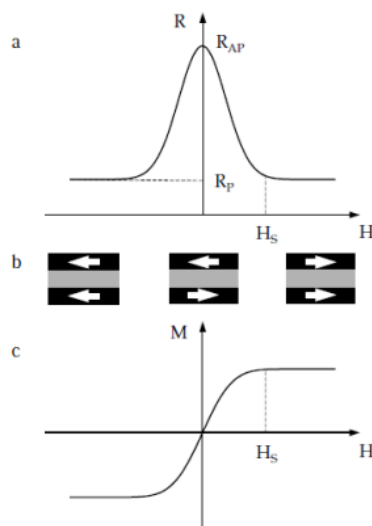


Figura 17 - Representação esquemática do efeito GMR. (a) Variação da resistência de uma multicamada magnética em função do campo aplicado. (b) Configurações de magnetização (indicada pelas setas) na multicamada. (c) Curva de magnetização [31].

A magnitude do efeito é definida como

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{R_{AP} - R_P}{R_P}, \quad (22)$$

onde R_{AP} e R_P são as resistências para alinhamento antiparalelo e paralelo, respectivamente.

3.1.2 Origem do GMR

A resistência elétrica é causada devido a colisões entre portadores de carga (elétrons no caso de metais) e outros portadores ou átomos. Um elétron se movendo através de um metal perfeito e à temperatura zero absoluto não sofrerá colisões, de modo que teria resistência nula. No entanto, imperfeições existem e temperaturas acima do zero absoluto fazem com que os átomos vibrem. Essas vibrações e imperfeições causam colisões, aumentando a resistência [33]

A aplicação de um campo magnético também pode variar a resistência de um material, uma vez que a força magnética tenderá a aumentar o número de colisões entre as cargas [33].

O GMR pode ser entendido qualitativamente usando o modelo de Mott, introduzido em 1936 para explicar o aumento da resistência de materiais ferromagnéticos, quando aquecidos acima da temperatura de Curie [31,34].

Mott definiu que a condutividade elétrica em metais pode ser descrita em termos de dois canais de condução (*spin channels*) independentes, correspondentes aos elétrons *up-spin* e *down-spin* [31].

Pela teoria de Mott, assume-se que a dispersão é forte para os elétrons com rotação antiparalela à direção de magnetização e é fraca para elétrons com rotação paralela ao sentido de magnetização. Para as camadas magnéticas alinhadas paralelamente, os elétrons *up-spin* passam pela estrutura quase sem espalhamento, pois sua rotação é paralela à magnetização das camadas. Ao contrário, os elétrons *down-spin* são espalhados fortemente em ambas as camadas ferromagnéticas, porque sua rotação é antiparalela à magnetização das camadas, conforme ilustrado na Figura 18 [31].

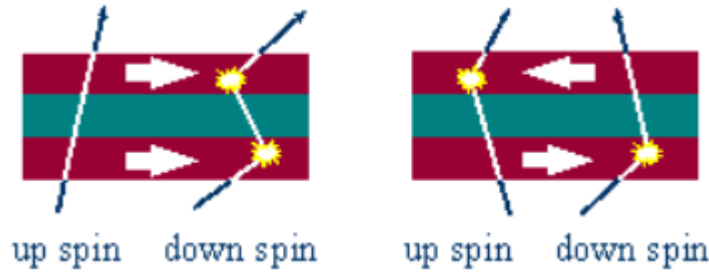


Figura 18 - Ilustração do espalhamento dos elétrons para magnetização paralela e antiparalela [31].

Quando a condução ocorre em paralelo para os dois canais de rotação, a resistividade total da multicamada (determinada principalmente pela alta condutividade dos elétrons *up-spin*) é baixa. Para as multicamadas alinhadas antiparalelas, tanto os elétrons *up-spin* como *down-spin* são espalhados fortemente no interior de uma das camadas ferromagnéticas, porque dentro de uma das camadas a rotação é antiparalela à direção de magnetização. Portanto, neste caso, a resistividade total da multicamada é alta [31].

3.1.3 Tipos de GMR

O efeito GMR pode ser observado em diversas estruturas (Figura 19): (a) multicamadas magnéticas, (b) pseudo-válvula de spin, (c) válvula de spin, e (d) GMR granular.

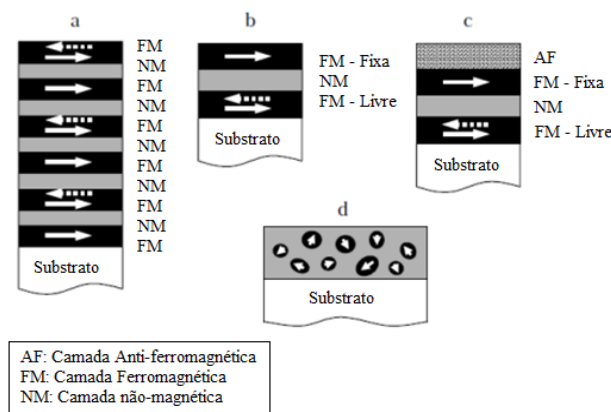


Figura 19 - Estruturas nas quais o efeito GMR é observado: (a) multicamadas magnéticas, (b) pseudo-válvula de spin, (c) válvula de spin, e (d) GMR granular. Adaptado de [31].

Nesta dissertação, somente será detalhado o funcionamento do GMR por meio da válvula de *spin*.

Na válvula de *spin*, um condutor fino separa duas camadas ferromagnéticas. Uma das camadas ferromagnéticas tem sua magnetização fixada por uma camada antiferromagnética (Figura 20a). A magnetização da camada magnética livre é orientada por um campo externo aplicado. Se a camada ferromagnética livre for magnetizada na direção oposta à camada fixada, a resistência perpendicular às camadas é grande (Figura 20b). A resistência é baixa quando o campo magnético externo orienta a magnetização da camada livre de modo que esteja na mesma direção que a camada fixa (Figura 20c). Além disso, um campo externo muito forte pode liberar a camada ferromagnética fixada e alterar permanentemente o comportamento do sensor, conforme Figura 20d [2].

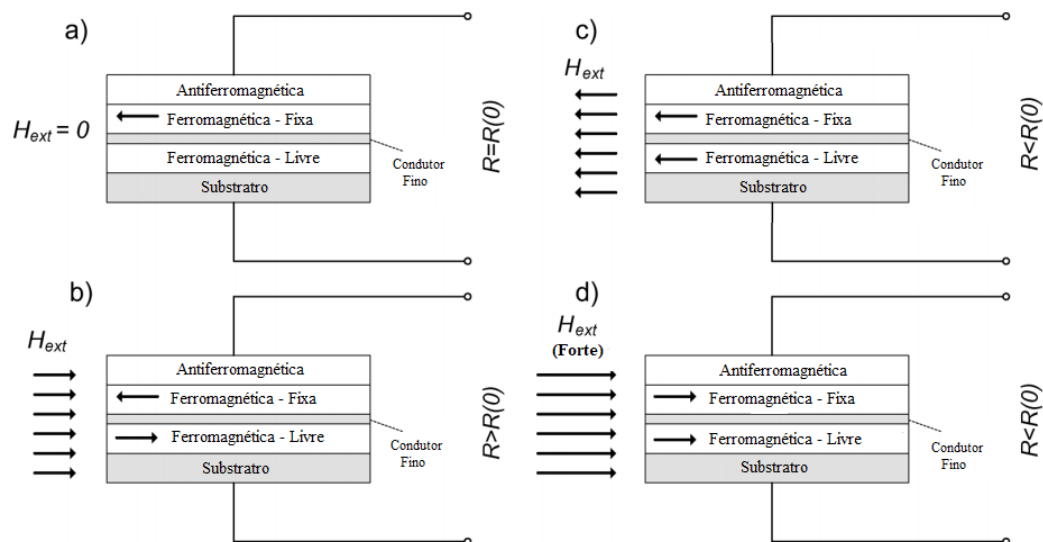


Figura 20 - Princípio básico no funcionamento do GMR baseado na válvula de *spin*.

3.1.4 Modelos comerciais

Para o desenvolvimento desta dissertação foram utilizados modelos comerciais de sensores GMR, fabricados pela NVE Corporation e, nesta seção, suas características serão apresentadas.

No Quadro 1 a seguir é possível observar as vantagens dos sensores GMR da NVE em relação a sensores AMR e de efeito Hall [30].

Quadro 1 - Vantagens dos sensores GMR da NVE em relação a sensores AMR e de efeito Hall [30].

Benefícios	GMR	HALL	AMR
Tamanho	Pequeno	Pequeno	Grande
Nível de Sinal	Grande	Pequeno	Médio
Sensibilidade	Alta	Baixa	Alta
Estabilidade com a Temperatura	Alta	Baixa	Média
Consumo de Energia	Baixo	Baixo	Alto
Custo	Baixo	Baixo	Alto

3.1.4.1 Materiais

Um diferencial dos sensores produzidos pela *NVE Corporation* são os materiais utilizados, de fabricação própria, e baseados em níquel, ferro, cobalto e cobre. Diversas ligas destes materiais são depositadas em camadas tão finas quanto 1,5 nm até 18 μm [30].

Como explicado na seção anterior, alguns modelos de GMR dependem de manter uma das camadas magnéticas internamente magnetizada, ou fixada, permitindo que a outra camada rotacione para que se dê o efeito GMR. Nessa configuração, um campo externo tão pequeno como 200 gauss pode alterar esta camada fixa e prejudicar permanentemente o seu funcionamento. Uma das vantagens dos materiais NVE é que, em sua maioria, dependem do acoplamento ferromagnético entre as camadas, portanto, não podem ser danificados com a aplicação de campos magnéticos externos extremamente grandes [30].

A Figura 21 mostra uma curva característica típica do material GMR multicamada padrão da NVE. Este comportamento é seguido pela maioria dos sensores GMR da NVE, que fornecem uma saída linear (98% de linearidade) de 10% a 70% do valor de fundo de escala, efeito GMR de 13% a 16%, coeficiente de temperatura estável (0,14% / ° C) e tolerância à temperatura (+150 ° C) e grande faixa de campo magnético (0 a ± 300 gauss) [30].

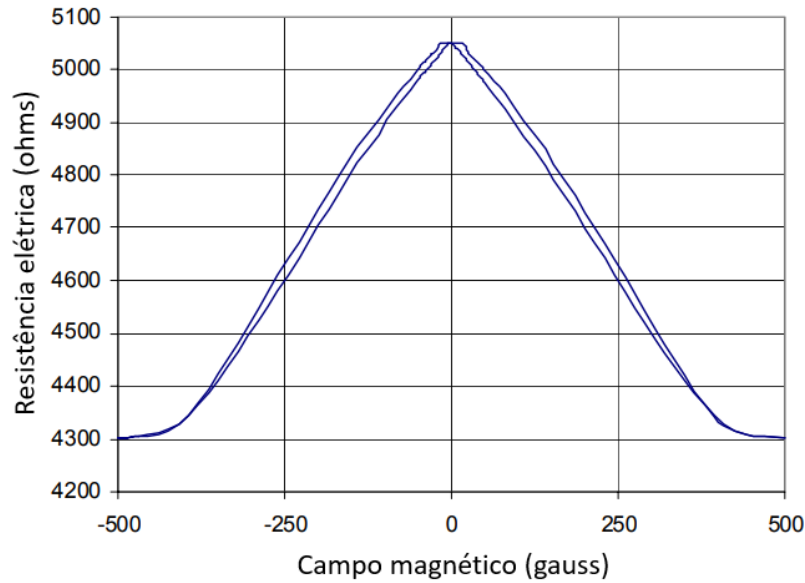


Figura 21 - Curva característica típica da resistência em função do campo magnético do material GMR multicamada padrão da NVE [30].

Observe que a característica de saída é *omnipolar*, o que significa que o material fornece a mesma mudança de resistência para um campo magnético com sentido positivo em relação ao eixo do sensor e para um campo com sentido negativo.

3.1.4.2 **Design**

A NVE fabrica três tipos básicos de elementos de sensor: magnetômetros, que detectam a intensidade do campo magnético aplicado; gradiômetros (ou sensores diferenciais), que detectam a diferença na intensidade do campo magnético aplicada em dois pontos discretos no elemento sensor; e válvula de *spin*, que altera a saída com a diferença angular entre a camada fixada e a camada livre do material GMR enquanto o dispositivo é exposto a um campo magnético saturante. Nesse projeto foram utilizados magnetômetros e seu *design* e estrutura, projetados para tirar proveito das características dos materiais sensores GMR, serão descritos a seguir. [30].

O sensor é configurado em ponte de Wheatstone, representada pelos quatro resistores na Figura 22, para fornecer compensação de temperatura, em um circuito integrado de aproximadamente 350 μm por 1400 μm [30].

Conforme pode ser observado na Figura 22, o GMR é sensível em uma direção no plano do CI, com queda de sensibilidade em função do cosseno do ângulo entre o sensor e o eixo de sensibilidade.

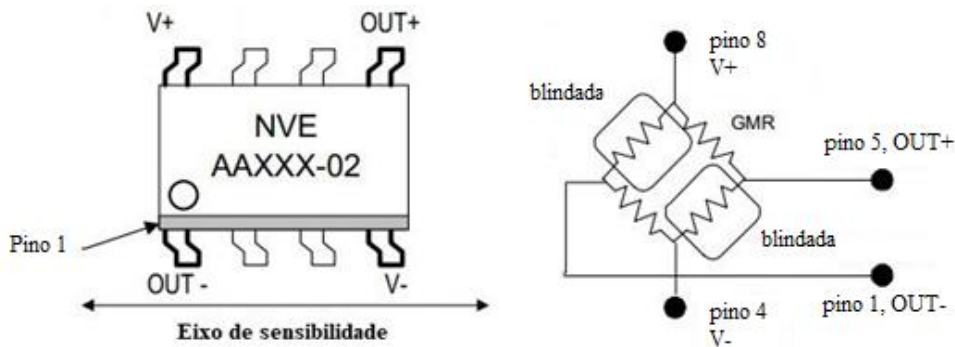


Figura 22 - Diagrama funcional do GMR adaptado de [30].

A Figura 23 apresenta uma fotomicrografia de um elemento sensor fabricado pela NVE. Os concentradores de fluxo (*flux concentrators*) atendem a dois propósitos. Primeiro, é possível observar que dois resistores são “cobertos” por esta estrutura, que funciona como blindagem, impedindo que campos magnéticos externos os afetem. Logo, na presença de campo magnético externo, os resistores posicionados no centro da estrutura ilustrada na Figura 23 apresentam uma diminuição da resistência, enquanto que os posicionados sob o concentrador de fluxo permanecem constantes, desequilibrando a ponte e gerando uma queda de tensão na saída [30].

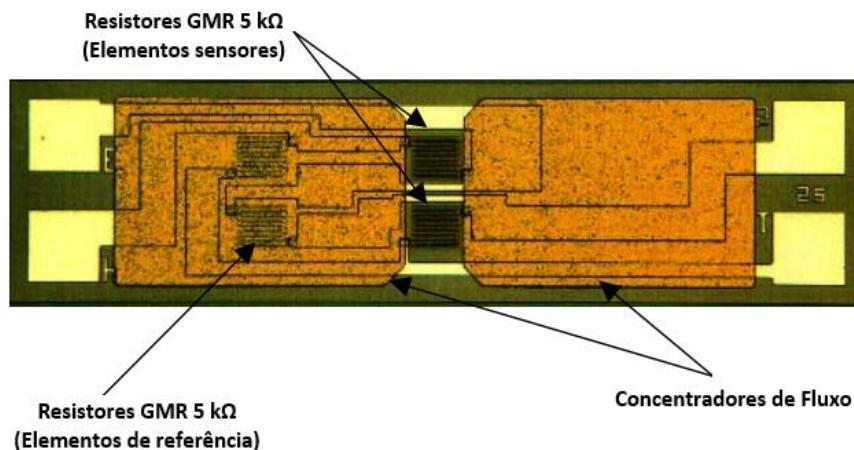


Figura 23 - Fotomicrografia de um elemento do sensor NVE adaptada de [30]

O segundo propósito dos concentradores de fluxo é variar a sensibilidade do elemento sensor de produto para produto – por meio da variação do comprimento e do espaçamento entre os concentradores – visto que trabalham formando um caminho de baixa relutância para os elementos sensores colocados entre eles. A Figura 24 mostra a curva característica para alguns dos produtos da NVE de diferentes sensibilidades, que são dadas pela inclinação de cada linha [30]. Analisando essas curvas, é possível observar que existe um compromisso entre a sensibilidade e a faixa de operação linear, isto é, à medida que a sensibilidade aumenta, a faixa linear diminui. Essa relação foi de fundamental importância para escolha do modelo utilizado, de modo que atendesse à faixa de medição proposta (-20 A a +20 A) com a maior sensibilidade possível.

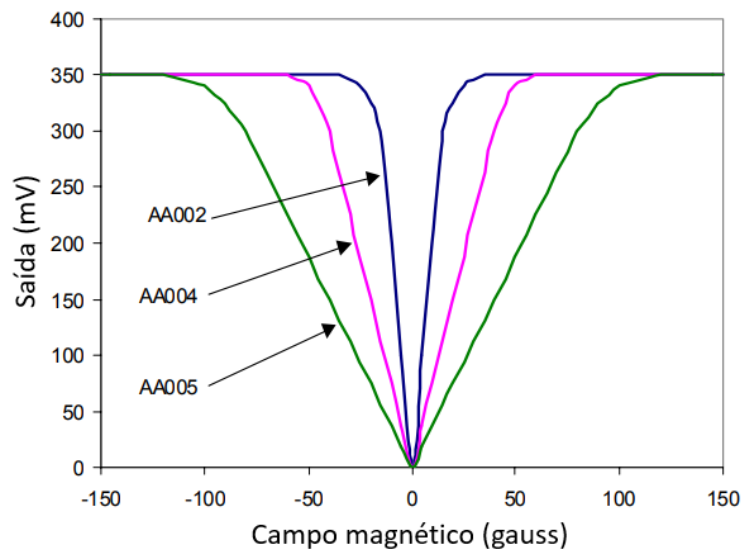


Figura 24. Sensibilidade de alguns produtos da NVE adaptado de [30].

3.1.4.3 AA Analog Sensors

Os sensores GMR da *NVE* são caracterizados por alta sensibilidade aos campos magnéticos aplicados, excelente estabilidade em relação à temperatura, baixo consumo de energia e pequeno tamanho, com saídas insensíveis a frequências de até 1 MHz, [30].

Existem três famílias de sensores básicos da *NVE*, AA, AAH e AAL, que utilizam materiais diferentes e cujas diferentes características são descritas no Quadro 2, na Tabela 3 e na Figura 25 [30].

Quadro 2 - Características dos magnetômetros GMR adaptado de [30].

Parâmetro	Série AA	Série AAH	Série AAL
Sensibilidade	Grande	Muito Grande	Grande
Faixa de Operação (Campo Magnético)	Grande	Pequena	Média
Histerese	Médio	Grande	Pequena
Faixa de Temperatura	Grande	Muito Grande	Muito Grande

Tabela 3 - Algumas características dos magnetômetros GMR adaptado de [30].

Modelo	Faixa Linear (Oe)		Sensibilidade (mV/V-Oe)		Campo de Saturação (Oe)	Não Linearidade Máxima (% Uni.)	Histerese Máxima (% Uni.)	Temperatura Máxima de Operação (°C)	Resistência (ohms)
	Min	Max	Min	Max					
AA005-02	10,0	70,0	0,45	0,65	100,0	2	4	125	5 k ±20%
AAH002-02	0,6	3,0	11,0	18,0	6,0	6	15	150	2 k ±20%
AAL002-02	1,5	10,5	3,0	4,2	15,0	2	2	150	5,5 k ±20%

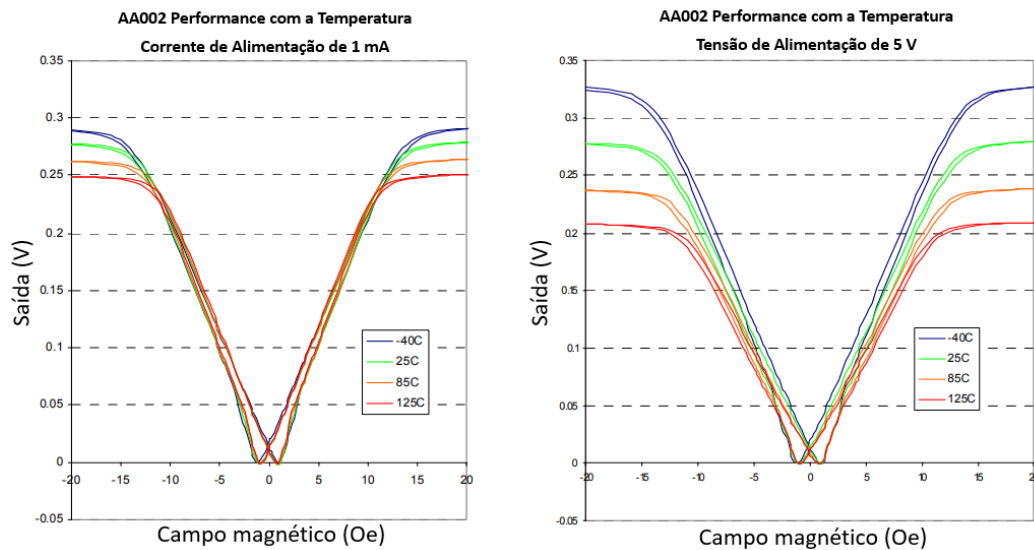


Figura 25 - Curvas características mostrando a variação com a temperatura com alimentação por corrente e por tensão para o modelo AAL002 de sensores GMR adaptado de [30].

3.2 Modelagem teórica do amperímetro GMR

O campo magnético gerado por uma corrente elétrica passando por um condutor, medido a uma distância r , é calculado pela lei de Biot-Savart por [3]

$$H = \frac{I}{500r}, \quad (23)$$

onde I é a corrente elétrica em amperes, r é a distância entre o condutor e o sensor em metros e H é o campo magnético em oersteds ($1 \text{ Oe} = 1000/4\pi \text{ A/m}$).

Percebe-se que, para estimar a corrente elétrica a partir do campo magnético medido, é necessário saber a distância entre o sensor e o condutor, o que nem sempre é viável. Assim, foi proposta uma configuração com dois sensores GMR, mantidos a uma distância fixa um do outro [35].

Com esta configuração, mostrada na Figura 26, obtém-se um sistema (24) com duas equações e duas incógnitas, sendo então possível estimar a corrente I , independentemente da distância dos sensores ao condutor, e também estimar as distâncias r_1 e r_2 entre os sensores e o condutor.

$$\begin{cases} H_1 = \frac{I}{500r_1} \\ H_2 = \frac{I}{500r_2} = \frac{I}{500(r_1 + d)} \end{cases} \quad (24)$$

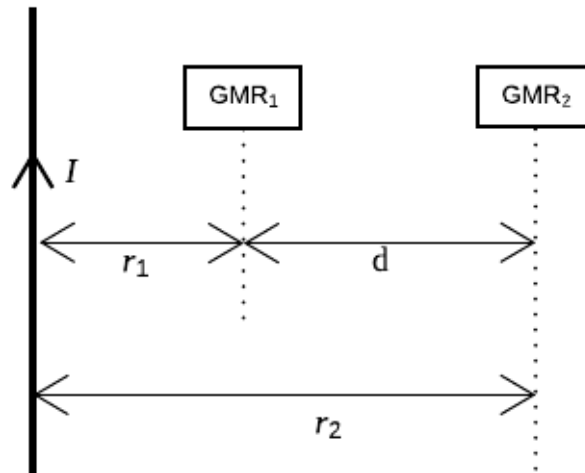


Figura 26 - Posicionamento dos 2 magnetômetros GMRs em relação ao condutor cuja corrente se deseja medir.

Conforme observado na Figura 21, a resistência do GMR varia somente com o módulo do campo e tem comportamento não linear próximo a $H = 0 \text{ Oe}$. Logo, foi necessário polarizar os GMRs em um ponto da faixa de operação linear de modo que, mantendo os sensores fixos, correntes elétricas em um sentido aumentem o campo aplicado ao sensor, enquanto que no sentido oposto diminuam esse campo.

Duas formas de polarização foram utilizadas, por uso de um ímã permanente e de um solenoide, conforme ilustrado na Figura 27. Inicialmente, um ímã

permanente era posicionado próximo aos sensores, mas essa técnica se mostrou pouco eficiente, pois era difícil encontrar uma posição que polarizasse igualmente os dois sensores, e pequenas variações no posicionamento do ímã alteravam o ponto de polarização. A solução encontrada foi posicionar os sensores no interior de um solenoide, alimentado por uma fonte de corrente contínua, e variar a corrente até alcançar a polarização no ponto desejado.

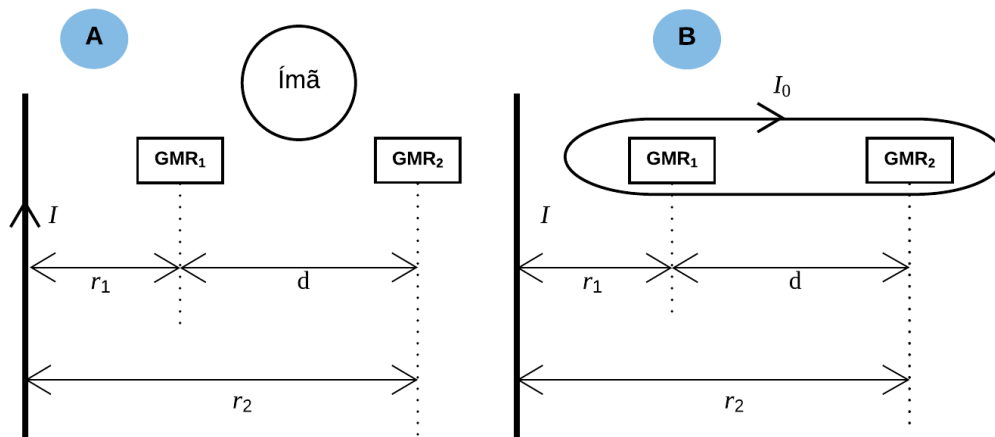


Figura 27 - Na figura A, polarização na faixa de operação linear por meio do posicionamento de um ímã próximo aos GMRs e, na figura B, posicionando os GMRs no interior de um solenoide.

O protótipo foi projetado de forma que o condutor cuja corrente se deseja estimar esteja posicionado perpendicularmente à placa onde estão os GMRs, de forma a maximizar o campo que afeta os sensores.

3.2.1 Trabalhos anteriores: contextualização

a) Versão 1

Em uma primeira etapa, para validação do modelo, dois sensores GMR modelo AA005-02 foram fixados em uma placa de circuito universal, a 3 cm de distância um do outro, e com 1 cm de distância entre o primeiro sensor e o condutor, Figura 28.

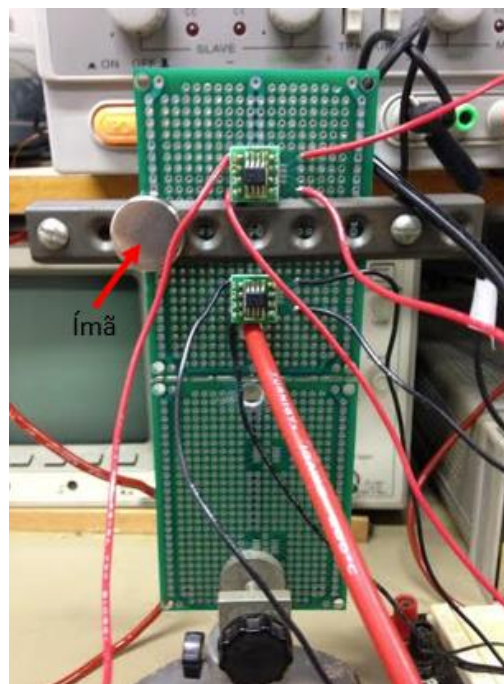


Figura 28 - Sensores GMR fixados na placa de circuito universal, com ímã posicionado para polarização e condutor por onde flui a corrente que se deseja medir.

A polarização, no centro da faixa de operação linear, foi feita utilizando um ímã permanente. A alimentação foi efetuada de forma direta por meio de uma fonte de tensão de 10 V e a saída medida por um voltímetro, conforme Figura 29.

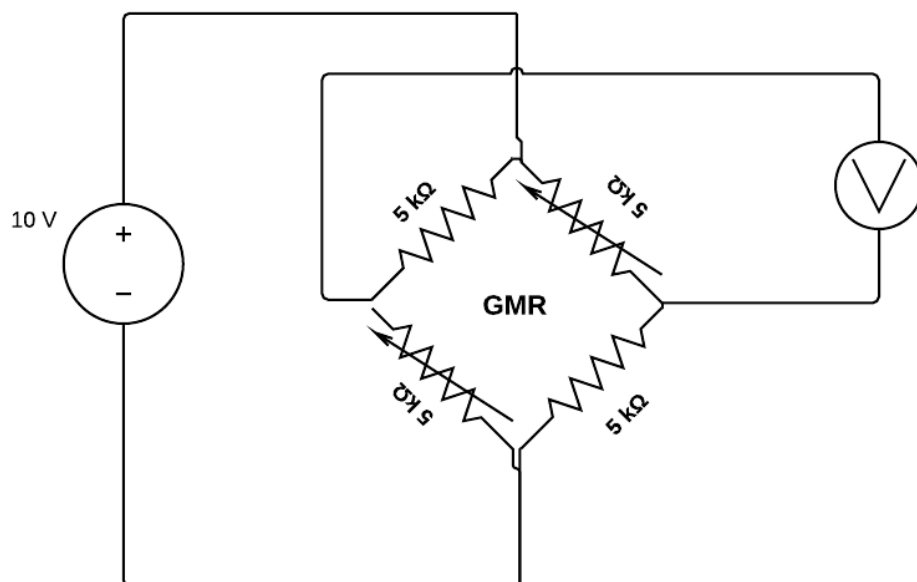


Figura 29 - Diagrama esquemático do circuito eletrônico do sensor GMR alimentado por tensão.

A utilização desta topologia foi ineficiente, pois os valores medidos na saída da ponte oscilavam muito e as variações, devido à alteração da corrente no condutor, eram de valores pequenos demais para a resolução do voltímetro utilizado.

Analisando as características deste modelo de GMR percebeu-se que a alimentação por tensão apresenta um coeficiente térmico considerável, $-0,1 \text{ }^\circ\text{C}$, fazendo com que pequenas variações na temperatura ambiente se confundam com as variações das correntes a serem medidas.

Examinando o comportamento dos sensores da mesma série (Figura 25), verificou-se que, realizando a alimentação por corrente, os resultados são mais precisos e com menor histerese. Portanto, na segunda versão, o circuito foi modificado de forma a ser alimentado por corrente.

b) Versão 2

Nesta etapa a alimentação dos GMRs foi realizada por meio de fontes de corrente de 2 mA, baseadas em amplificadores operacionais LM741, a fim de reduzir as variações do sinal de saída, conforme apresentado na Figura 30.

A fim de melhorar a relação sinal-ruído, as saídas da ponte foram conectadas a um amplificador de instrumentação INA129, com ganho 50 V/V. Outra vantagem obtida com o uso desse amplificador foi a possibilidade de fazer o ajuste da tensão de *offset* causada pela polarização com o ímã, por meio de um pino de referência do amplificador, de modo que, quando não esteja circulando corrente no condutor, a saída do circuito seja nula.

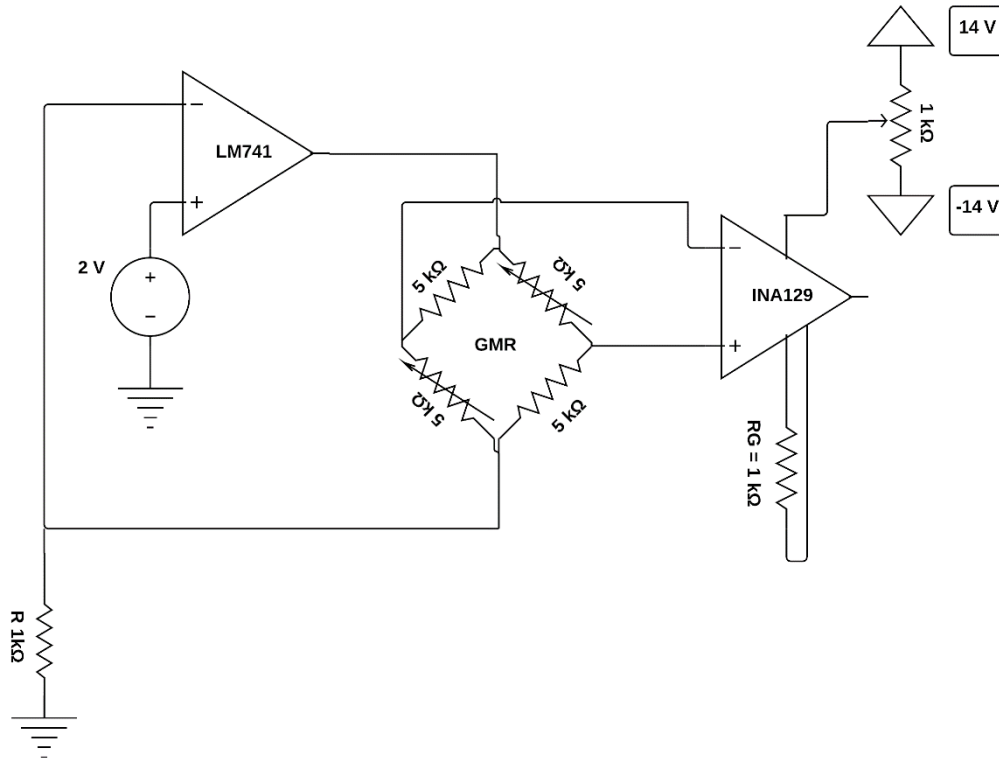


Figura 30 - Diagrama esquemático do sensor GMR alimentado por corrente.

O circuito foi duplicado, sendo um para cada GMR usado. As saídas dos amplificadores foram lidas com uma placa de aquisição de dados da *National Instruments*, modelo NI-USB-6229. O circuito funcionou como esperado, sendo encontrada uma relação linear entre a corrente no condutor e as saídas de tensão dos INAs.

A calibração do amperímetro (estimativa das correntes que fluem no condutor a partir das tensões de saída do circuito) foi realizada utilizando um programa de ajuste de curvas desenvolvido no *Matlab*. As correntes estimadas pelo programa forneceram resultados consistentes, isto é, foram aproximadas das correntes nominais, com incerteza expandida de $\pm 0,53$ A (95,45% de confiança), como pode ser verificado na Figura 31.

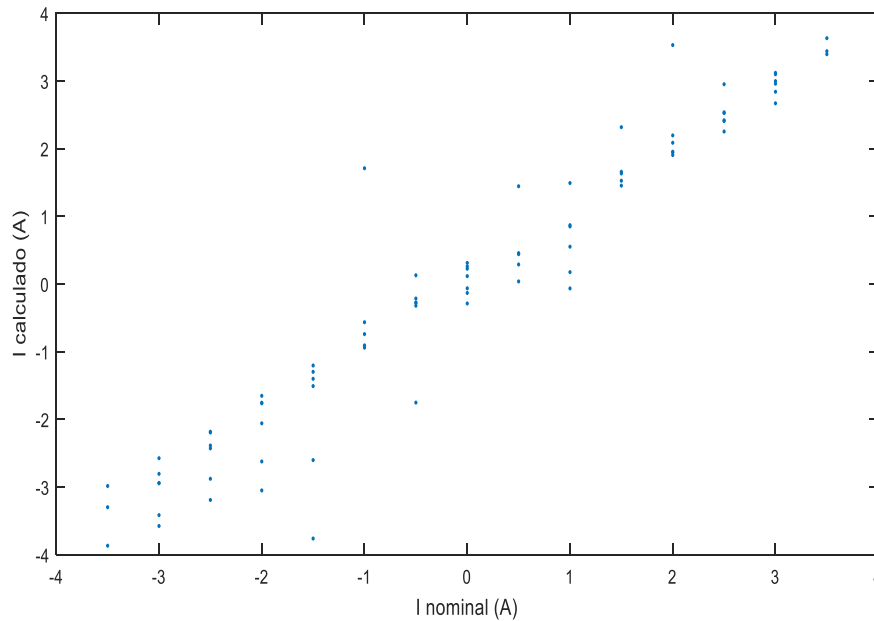


Figura 31 - Resultado da estimativa da corrente a partir das tensões de saída em função de seus respectivos valores nominais para a versão 2.

Maiores detalhes desta versão podem ser analisados em [4], anexo 1 desta dissertação.

c) Versão 3

A fim de melhorar o desempenho do protótipo, obtendo uma análise mais exata e precisa, nesta versão, foram utilizados sensores GMR de maior sensibilidade, da família AAH002.

A topologia do circuito de condicionamento de sinal é a mesma da versão 2, com os resistores ajustados para uma corrente de alimentação de 6 mA e ganho de 20 V/V.

Os resultados desta versão, apresentados na Figura 32, foram piores que o da anterior. Esse comportamento pode ser justificado devido ao fato deste modelo de GMR possuir altíssima sensibilidade e grande histerese e, desse modo, ser muito sensível a interferências magnéticas externas.

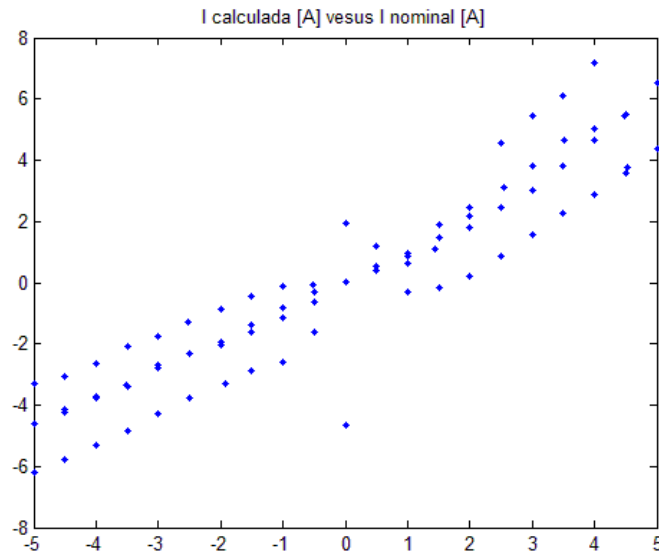


Figura 32 - Resultado da estimativa da corrente a partir das tensões de saída em função de seus respectivos valores nominais para a versão 3.

d) Versão 4

A versão 4 não apresentou nenhuma alteração na topologia do circuito eletrônico, modelo dos GMRs e no *design* do protótipo em relação à versão 2. Algumas melhorias foram feitas na bancada de testes, com a utilização de uma placa de madeira onde o condutor permanece fixado e uma estrutura para melhor posicionamento da placa de circuito impresso, conforme ilustrado na Figura 33.

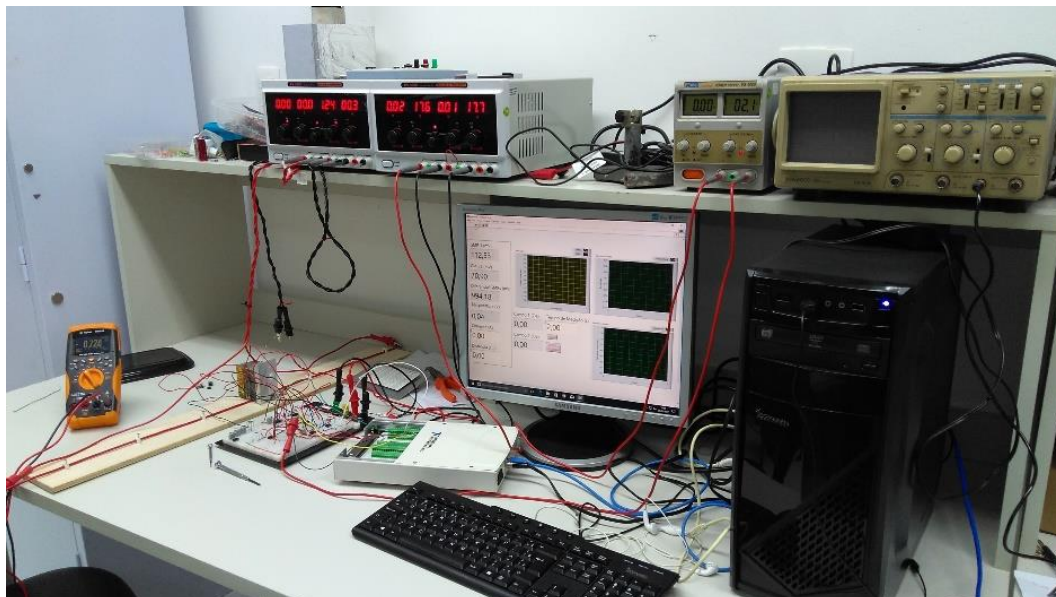


Figura 33 - Bancada experimental aperfeiçoada, com o condutor fixado a uma placa de madeira.

O objetivo foi avaliar o desempenho da calibração do amperímetro, comparando a técnica utilizada nas versões anteriores, ajuste de curvas, com redes neurais artificiais.

A utilização das redes neurais se mostrou muito mais eficiente que o ajuste de curvas, e os resultados podem ser vistos em mais detalhes no anexo 2 [5].

e) Versão 5

A versão 5 apresentou três grandes alterações: o uso de um solenoide para polarização dos sensores, a inclusão de uma leitura diferencial da saída dos sensores e variação da distância entre o primeiro sensor e condutor.

A calibração do amperímetro foi, novamente, realizada por meio de redes neurais, com a adição de uma segunda rede para estimar a distância entre o instrumento e o condutor. Apesar das melhorias, os resultados foram menos precisos que os obtidos na versão 4. Esse comportamento pode ser justificado pela inclusão de diferentes distâncias. Mais detalhes encontram-se no anexo 3 [6].

3.2.2 Conclusão

Analizando o desempenho das versões anteriores, visando à implementação de uma nova versão mais robusta, alguns problemas e limitações foram observados:

- **Efeitos de histerese**

Observou-se que os resultados dos testes realizados apresentavam efeitos de histerese significativos. Analisando o catálogo de sensores da NVE, optou-se por utilizar na próxima versão o modelo AAL002-02, que oferece como vantagens ter metade da histerese em relação ao AA005-02, além de maior sensibilidade.

- **Retirada do *offset***

Em versões anteriores, a remoção do *offset* era realizada por meio da aplicação de uma tensão (ajustada por um potenciômetro) ao pino de referência do amplificador de instrumentação. Essa técnica não se mostrou eficaz, por limitar o ganho e o potenciômetro não ter precisão suficiente para zerar completamente o *offset*.

Além disso, essa remoção utilizando o pino de referência do amplificador de instrumentação é realizada **após** a amplificação, que é realizada no primeiro estágio interno do mesmo e, com isso, há um limite intrínseco para a tensão que pode ser removida.

A solução proposta para resolução deste problema é gerar essa tensão de referência utilizando um conversor D/A, e removê-la antes do amplificador de instrumentação por meio de um amplificador somador não-inversor que será explicado posteriormente.

- **Limitação do ganho**

O ganho máximo aplicado anteriormente era limitado a 50 V/V. O objetivo da nova topologia é usar o maior ganho possível, de modo a melhorar a relação sinal/ruído. Essa limitação do ganho se deve a duas causas: tensão de *offset* e tensão de modo comum.

A estratégia para melhorar a remoção da tensão de *offset* foi descrita no tópico anterior, e descreve-se aqui a limitação de ganho relacionada à tensão de modo comum.

Em um amplificador, o sinal de entrada diferencial V_{Id} é

$$V_{Id} = V_+ - V_- \quad (25)$$

O sinal de entrada de modo comum V_{Icm} é definido como sendo a média entre os sinais de entrada V_+ e V_- , ou seja,

$$V_{Icm} = \frac{(V_+ + V_-)}{2}. \quad (26)$$

Em amplificadores reais, o sinal de saída V_{out} é dependente de V_{Icm} ,

$$V_{out} = A_d(V_+ - V_-) + A_{cm} \frac{(V_+ + V_-)}{2}. \quad (27)$$

Amplificadores de diferenças conseguem amplificar o sinal de interesse e concomitantemente atenuar a interferência de modo comum, melhorando a relação sinal/ruído. Idealmente são sensíveis apenas à diferença entre os sinais de entrada.

Porém, conforme pode ser observado na equação (27), os amplificadores reais também são sensíveis à componente de modo comum [36].

O amplificador de instrumentação (Figura 34) é um amplificador de diferenças aperfeiçoado, que utiliza mais dois AmpOps como seguidores de tensão (com ganho) no estágio de entrada. Aplicar todo o ganho de tensão neste primeiro estágio facilita a tarefa do segundo estágio, que passa a ser responsável apenas por fazer a diferença entre os sinais de entrada e rejeitar o modo comum [36].

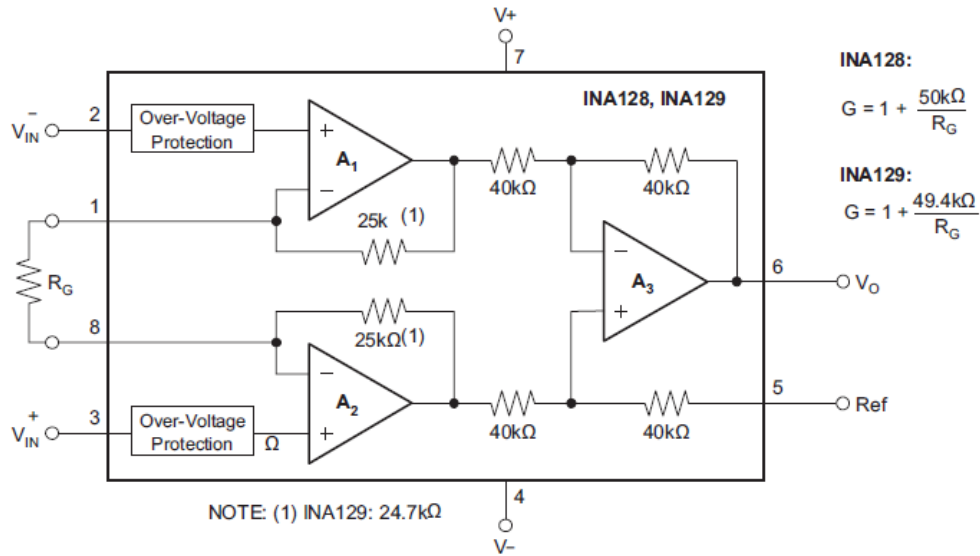


Figura 34 - Diagrama esquemático, simplificado, do INA129.

Um problema dessa configuração é a amplificação do sinal de modo comum no primeiro estágio, podendo saturar os amplificadores A_1 e A_2 ou, mesmo que os AmpOps não saturarem, o amplificador diferencial A_3 terá que lidar com sinais de modo comum maiores [36].

Na Versão 5, com uma corrente de 3 mA, a tensão de modo comum com a ponte em equilíbrio é

$$V_{Icm} = \frac{V_+ + V_-}{2} = \frac{7,5 + 7,5}{2} = 7,5 \text{ V} \quad (28)$$

O objetivo para a próxima versão é que a alimentação do sensor seja configurada de forma que a tensão de modo comum seja próxima a zero.

- **Solenóide**

A utilização do solenóide para polarização dos GMRs se mostrou mais prática e precisa, em relação à utilização de ímãs permanentes. Entretanto, algumas melhorias ainda podem ser implementadas, como o aumento do número de voltas, consequentemente diminuindo a corrente necessária.

- **Montagem em *protoboard***

Por fim, tendo em vista que a montagem do circuito em *protoboard* é mais susceptível a ruídos intrínsecos e à captação de interferências eletromagnéticas, a nova versão foi implementada em circuito impresso.

O Capítulo 4 apresentará em mais detalhes as alterações da nova topologia.

4 Amperímetro GMR

4.1 Hardware analógico

4.1.1 Circuito Eletrônico

O circuito analógico desenvolvido para excitação e leitura dos GMRs pode ser dividido em 5 módulos: regulador de tensão, fontes de corrente para alimentação dos GMRs, amplificador somador não-inversor para retirada do *offset* do campo de polarização, amplificador de instrumentação e fonte de corrente para alimentação do solenoide.

Visando cumprir os critérios anteriormente mencionados e atender às limitações dos componentes utilizados, de forma a garantir que a sensibilidade do sensor seja a máxima possível e operação na faixa linear, definiu-se que a alimentação dos GMRs será feita por fontes de corrente de 2 mA e a polarização por meio de um campo de 6 Oe, gerado por um solenoide.

Na Figura 35 pode-se observar o diagrama de blocos de todas as etapas.

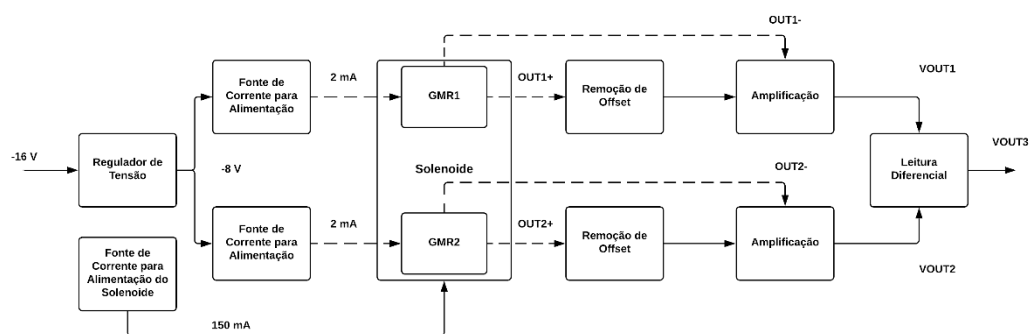


Figura 35 - Diagrama de blocos dos módulos do circuito de excitação e leitura dos GMRs.

A seguir serão detalhados os 5 módulos que compõem o circuito.

a) Regulador de Tensão

Um regulador de tensão é utilizado a fim de se obter um nível de tensão estável para implementação das fontes de corrente que alimentam os GMRs. O modelo escolhido foi o LM337, fabricado pela *Texas Instruments*, cujo diagrama esquemático do circuito pode ser visto na Figura 36.

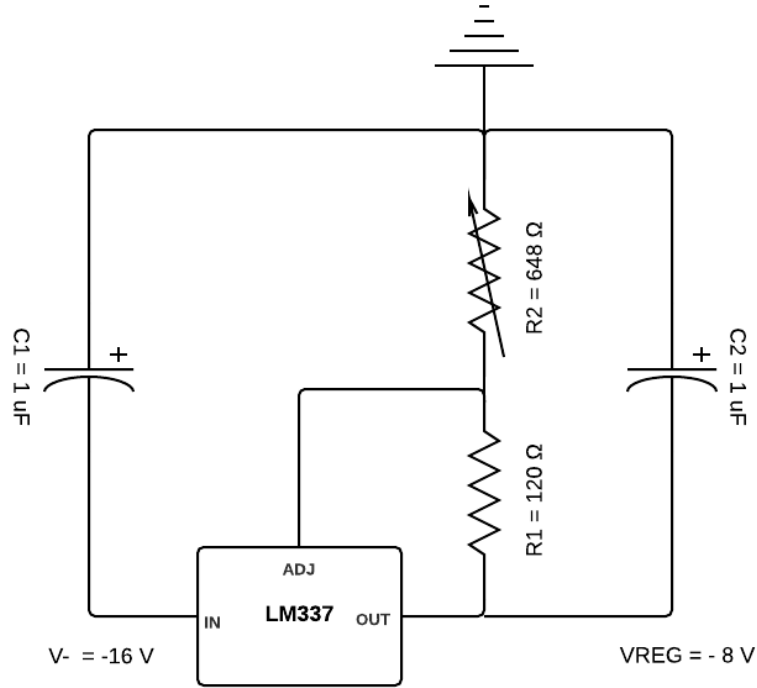


Figura 36 - Diagrama esquemático do regulador de tensão.

De acordo com o *datasheet*, a tensão regulada é definida por

$$V_{REG} = -1,25 \left(1 + \frac{R_2}{120} \right) + (-I_{ADJ} \cdot R_2). \quad (29)$$

A corrente I_{ADJ} é muito pequena (100 μ A, segundo o *datasheet*), de modo que o segundo termo da equação (29) pode ser desprezado, ou seja, de forma aproximada tem-se que

$$V_{REG} = -1,25 \left(1 + \frac{R_2}{120} \right). \quad (30)$$

Por sua vez, optou-se por ajustar $V_{REG} = -8$ V, para alimentação da fonte de corrente implementada para excitação dos GMRs. Consequentemente, fez-se:

$$R_2 = \left(\frac{V_{REG}}{-1,25} - 1 \right) \cdot 120 = \left(\frac{-8}{-1,25} - 1 \right) \cdot 120 = 648 \, \Omega. \quad (31)$$

Para compensar aspectos não ideais dos componentes e permitir um ajuste mais preciso de V_{REG} , na montagem, a resistência R_2 é definida por um potenciômetro e os capacitores C_1 e C_2 , indicados na Figura 36, foram feitos iguais a 1 μ F, seguindo sugestões do *datasheet*, a fim de se obter uma maior estabilidade da tensão de saída.

b) Fonte de corrente para alimentação dos GMRs

A alimentação dos GMRs é realizada por meio de fontes de corrente constante de 2 mA, implementadas com amplificadores operacionais (LM358) e transistores (BC547), conforme Figura 37.

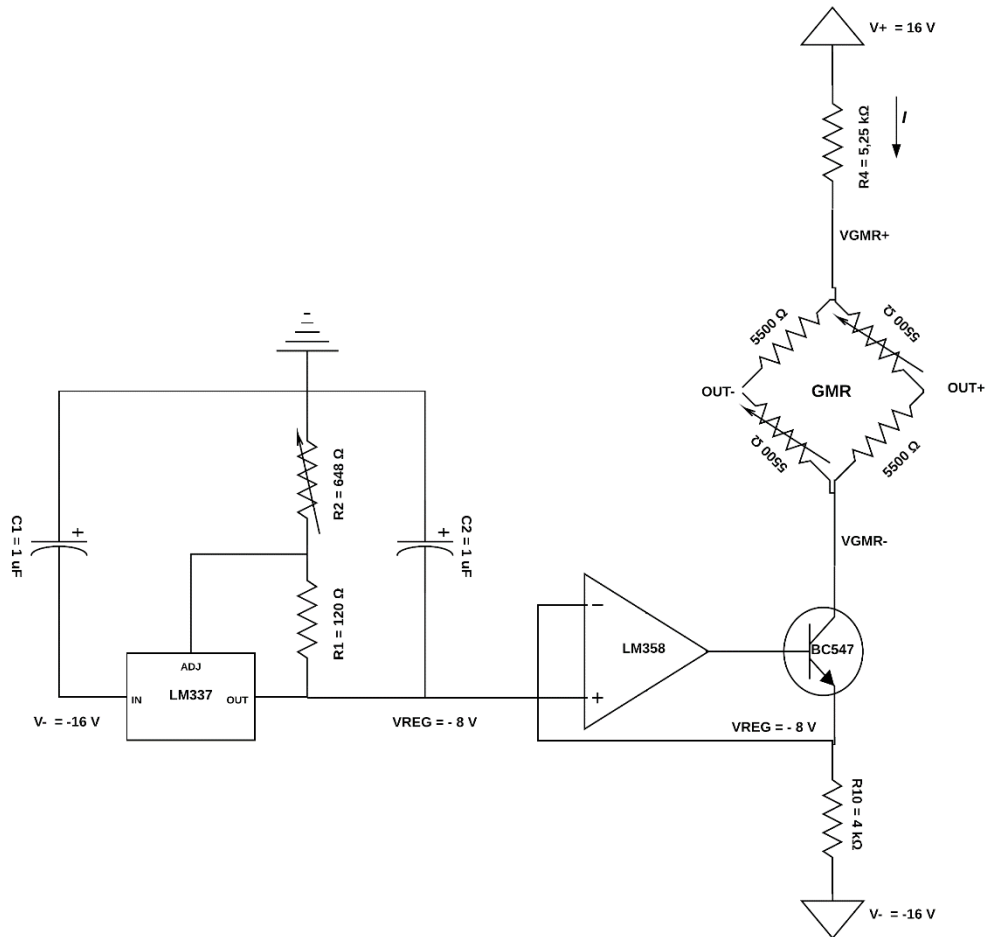


Figura 37 - Diagrama esquemático da fonte de corrente para alimentação de um GMR, implementada em duplicata no circuito final.

A corrente I que flui pelo GMR (representado na Figura 37 pela ponte de 4 resistores de $5,5 \text{ k}\Omega$) é definida por

$$I = \frac{V_{\text{REG}} - V_-}{R_{10}} \quad (32)$$

$$R_{10} = \frac{V_{\text{REG}} - V_-}{I} = \frac{-8 \text{ V} - (-16 \text{ V})}{2 \text{ mA}} = 4 \text{ k}\Omega \quad (33)$$

Conforme foi descrito no capítulo anterior, um dos objetivos desta versão é aumentar o ganho do sinal de saída dos GMRs. Por sua vez, a análise das topologias anteriores, indicou que o ganho de no máximo 50 V/V era, em parte, uma limitação imposta pela tensão de modo comum, que no circuito da Figura 37 é dada pela média entre as tensões $\text{OUT}+$ e $\text{OUT}-$, as quais são conectadas as entradas de um amplificador de instrumentação.

Para que esta tensão de modo comum seja próxima a zero, é necessário que a tensão no pino de alimentação positiva do GMR seja

$$V_{\text{GMR}+} = 5,5 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ mA} = 5,5 \text{ V}, \quad (34)$$

de modo que as correntes de 1 mA que passam em cada braço da ponte de resistores, passando em resistores de $5,5 \text{ k}\Omega$, tornem nula a tensão de modo comum.

Por sua vez, tem que

$$V_{\text{GMR}+} = V_+ - R_4 \cdot I. \quad (35)$$

Ou seja, pode-se definir R_4 por meio de

$$R_4 = \left(\frac{V_+ - V_{\text{GMR}+}}{I} \right) = \left(\frac{16 \text{ V} - 5,5 \text{ V}}{2 \text{ mA}} \right) = 5,25 \text{ k}\Omega. \quad (36)$$

Por fim,

$$V_{\text{GMR}-} = V_{\text{GMR}+} - R_{\text{GMR}} \cdot I = 5,5 \text{ V} - (5,5 \text{ k}\Omega \cdot 2 \text{ mA}) = - 5,5 \text{ V} \quad (37)$$

onde R_{GMR} é a resistência equivalente da ponte de resistores que representa o sensor GMR, na situação de equilíbrio.

c) Retirada do *offset*

Um dos requisitos de funcionamento do protótipo é a polarização dos GMRs em uma faixa de operação linear. Este procedimento faz com que uma tensão de *offset* seja gerada nas saídas dos sensores, com valor proporcional ao campo de polarização H_{pol} . De modo a obter uma saída nula quando a corrente que se deseja medir possuir valor zero, essa tensão precisa ser removida.

A solução proposta nesta versão remove este *offset* antes da amplificação pelo amplificador de instrumentação, utilizando um *buffer* de tensão e um amplificador somador não inversor (Figura 38), que subtrai a tensão de *offset* de uma das saídas do GMR. O *buffer* é utilizado para evitar que se tenha um divisor de tensão de entre o GMR e a resistência de entrada do somador.

Conforme apresentado no capítulo anterior, o GMR possui duas resistências que variam em função do campo e duas magneticamente blindadas (Figura 22). A tensão no terminal de alimentação positiva do GMR, V_{GMR+} , é fixa e igual a 5,5 V. Além disso, como a ponte resistiva está sempre balanceada em virtude de sua antissimetria, a corrente de 2 mA divide-se igualmente e a tensão do terminal de saída negativa da ponte, $OUT-$, também é fixa e nula (devido à queda de tensão fixa de 5,5 V no resistor GMR blindado). Assim, somente a saída positiva da ponte, $OUT+$, apresenta variação com o campo magnético externo, sendo então a escolhida como entrada do circuito de remoção de *offset*.

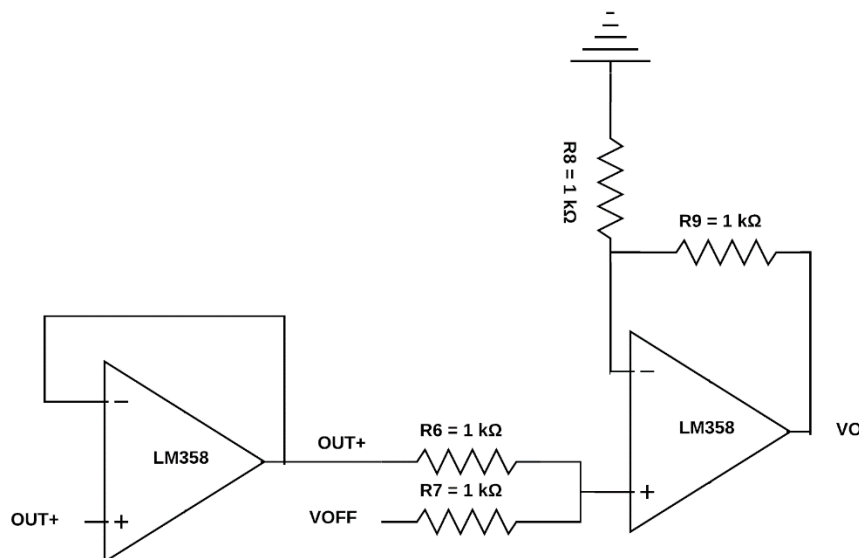


Figura 38 - Diagrama esquemático do amplificador somador não-inversor.

Tem-se que

$$V_O = 2 \left(\frac{V_{OUT+} + V_{off}}{2} \right) = V_{OUT+} + V_{off}. \quad (38)$$

Portanto, para se ter $V_O = 0$,

$$V_{off} = -V_{OUT+}(H_{pol}). \quad (39)$$

d) Amplificação

As saídas dos GMRs, após a retirada do *offset*, são amplificadas. A amplificação foi realizada utilizando amplificadores de instrumentação modelo INA129, da *Texas Instruments* (já mostrado na Figura 34), que, por meio do ajuste de um único resistor externo, é capaz de definir ganhos de 1 V/V a 10000 V/V.

Em uma terceira etapa, a fim de obter uma saída com menor efeito de interferência magnética, outro amplificador de instrumentação foi utilizado para fazer a leitura diferencial das saídas de dois estágios responsáveis por implementar magnetômetros GMR, de modo a se implementar um sistema de medição gradiométrica.

Gradiômetros são filtros espaciais utilizados para atenuar níveis de interferência em medições de campos magnéticos e são soluções mais simples e baratas do que a utilização de câmaras blindadas [37,38].

Gradiômetros de primeira ordem utilizam dois sensores de campo magnético, sendo que um deles é posicionado muito perto da fonte de interesse e o outro separado de uma distância d do primeiro, denominada linha de base [37,38].

A leitura de cada sensor será composta pelo sinal de interesse somado à interferência magnética. Entretanto, considerando que a interferência magnética do sinal de interesse seja uniformemente distribuída na região de medição, ao realizar a leitura diferencial entre as saídas de ambos os sensores, idealmente, a interferência é cancelada e o sinal de saída obtido é associado exclusivamente ao campo produzido pela fonte de interesse [37,38].

A Figura 39 apresenta o circuito completo de amplificação, incluindo os três amplificadores de instrumentação, com ganhos de aproximadamente 495 V/V, 727 V/V e 2 V/V para, respectivamente, GMR₁, GMR₂ e saída gradiométrica.

Os ganhos foram escolhidos de forma a maximizar as saídas dos GMRs, melhorando a relação sinal/ruído. Com a escolha de ganhos distintos a saída diferencial é desbalanceada e provavelmente perde eficiência no cancelamento de interferências eletromagnéticas, mas, ainda assim, espera-se que sua utilização possa trazer benefícios na solução do problema inverso, a ser descrita no capítulo 5.

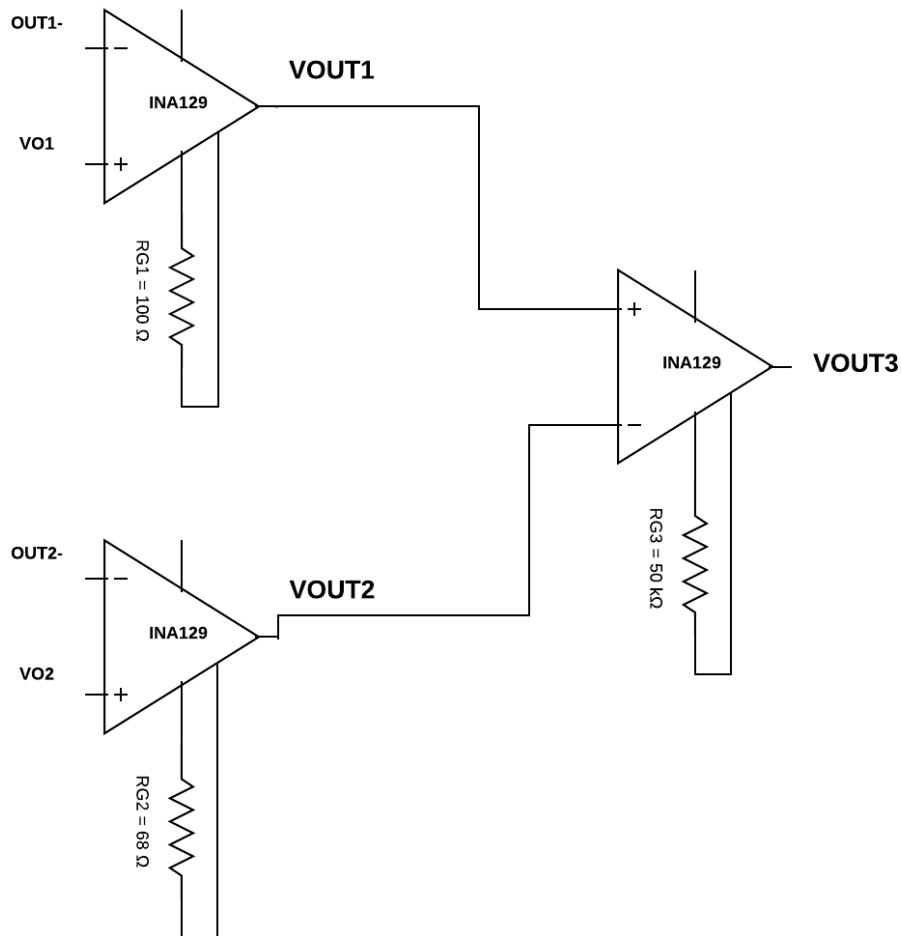


Figura 39 - Estágio de amplificação.

e) Fonte de corrente para alimentação do solenoide

Para polarizar os sensores na faixa linear foi utilizado um solenoide com 60 espiras (3 camadas com 20 espiras cada), com 3,5 cm de comprimento e 1,0 cm de largura. Os sensores são polarizados em aproximadamente 6 Oe, sendo necessária uma corrente de 150 mA, que nesta versão do protótipo é gerada por uma fonte de

bancada externa de alta precisão, com 6,5 dígitos, modelo B2962A da *Keysight*, segundo o diagrama da Figura 40.

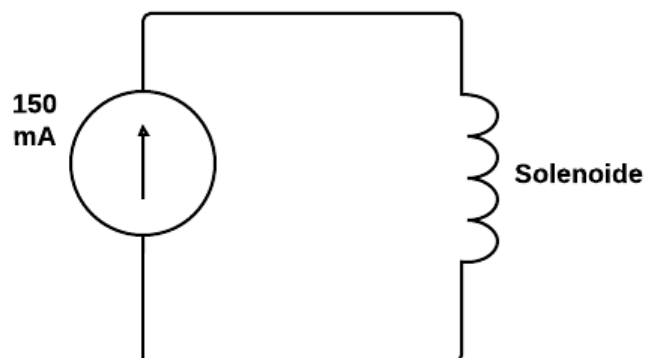
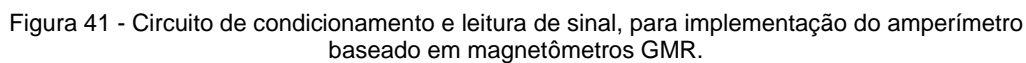


Figura 40 - Fonte de corrente para alimentação do solenoide.

Na Figura 41 é possível observar o circuito completo, com todas as etapas descritas nesta seção.



4.1.1.1

Para reduzir o nível de ruído e a influência de aspectos espúrios comuns a montagens efetuadas em *protoboards*, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso para montagem do circuito. Esta placa contém todos os módulos do circuito de condicionamento de sinais, descritos na seção 4.1.1, além de uma região especificamente projetada para o enrolamento do solenoide (Figura 42).



Figura 42 - Placa de circuito impresso.

Para a montagem, preferiu-se que a maioria dos componentes utilizados fossem SMD (*Surface Mount Device*), por possuírem menor área e serem mais robustos a choques mecânicos e vibrações, proporcionando maior segurança e estabilidade à placa.

O circuito é alimentado por uma fonte externa simétrica, de ± 16 V. Seguindo orientações dos *datasheets*, capacitores de *bypass* foram adicionados aos terminais de alimentação dos amplificadores (INA129 e LM358).

4.1.2 Simulação em SPICE

Antes de ser implementado efetivamente, o circuito descrito na seção anterior foi simulado no TopSPICE. Visto que o *software* não possui modelo do sensor GMR, fez-se necessário desenvolver uma expressão que modelasse a variação de uma resistência em função do campo magnético, de modo equivalente ao comportamento apresentado pelos sensores utilizados.

Uma função senoidal foi escolhida de forma que sua amplitude representasse a variação do campo em função da variação da corrente e o nível DC o *offset* gerado pela polarização em 6 Oe.

O campo máximo percebido pelos GMRs devido à variação da corrente é

$$H_1 = \frac{\pm I_{max}}{500 d_1} = \frac{\pm 3}{500 \times 0,01} = \pm 0,6 \text{ Oe} \quad (40)$$

e

$$H_2 = \frac{\pm I_{max}}{500 d_2} = \frac{\pm 3}{500 \times 0,02} = \pm 0,3 \text{ Oe}. \quad (41)$$

onde a corrente I_{max} é expressa em amperes (A) e a distância d em metros (m).

Por sua vez, a sensibilidade típica dos GMRs utilizados, modelo AAL002-02, é

$$S' = 3,5 \frac{\frac{mV}{V}}{Oe}. \quad (42)$$

Consequentemente, com uma queda de tensão de 11 V entre os terminais de alimentação dos GMRs, dada pela corrente de 2 mA, tem-se

$$S = 3,5 \frac{\frac{mV}{V}}{Oe} \cdot 11 \text{ V} = 38,5 \frac{mV}{Oe}. \quad (43)$$

Logo, a relação da variação das resistências com o campo pode ser modelada como

$$\begin{aligned} \Delta R_{GMR1} &= \frac{38,5 \text{ mV/Oe}}{1 \text{ mA}} [0,6 \sin(wt) + 6] \text{ Oe} \\ &= (23,1 \sin(wt) + 231) \Omega \end{aligned} \quad (44)$$

e

$$\begin{aligned} \Delta R_{GMR2} &= \frac{38,5 \text{ mV/Oe}}{1 \text{ mA}} [0,3 \sin(wt) + 6] \text{ Oe} \\ &= (11,5 \sin(wt) + 231) \Omega. \end{aligned} \quad (45)$$

Na simulação, as resistências das equações (44) e (45) foram então representadas por fontes de tensão senoidal, conforme a Figura 43.

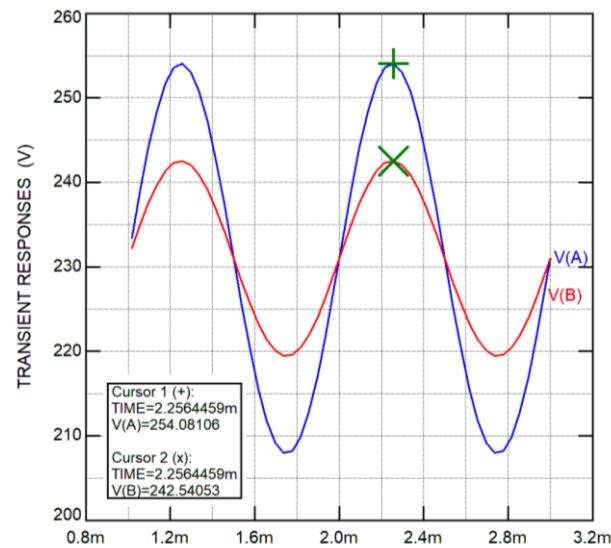


Figura 43 - Modelagem dos sensores GMR como fontes de tensão senoidais, onde a amplitude representa a variação devido à corrente no condutor e o *offset* associado a variação devido à polarização.

Nos subitens a seguir são apresentados os resultados das simulações referentes a cada módulo descrito na seção anterior.

a) Regulador de Tensão

Considerando uma tensão de entrada de -16 V, e definindo o resistor R_2 de acordo com a equação (31), obtém-se a tensão regulada esperada de -8 V, conforme indicado na Figura 44.

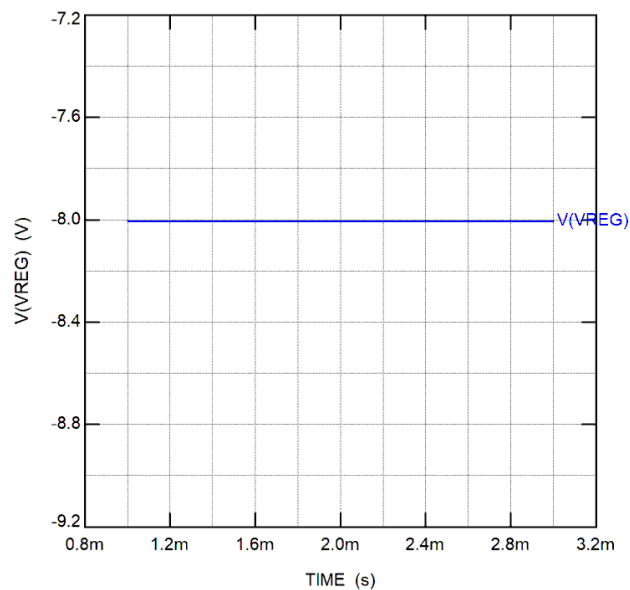


Figura 44 - Simulação do regulador de tensão.

b) Fontes de Corrente para Alimentação dos GMRs

A corrente I que flui pelos GMRs foi estabelecida através da equação (32), pelos resistores R_5 e R_{10} . As curvas vermelhas e ciano, ilustradas na Figura 45, representam respectivamente as alimentações positivas e negativas dos GMRs, definidas pelas equações (34) e (37).

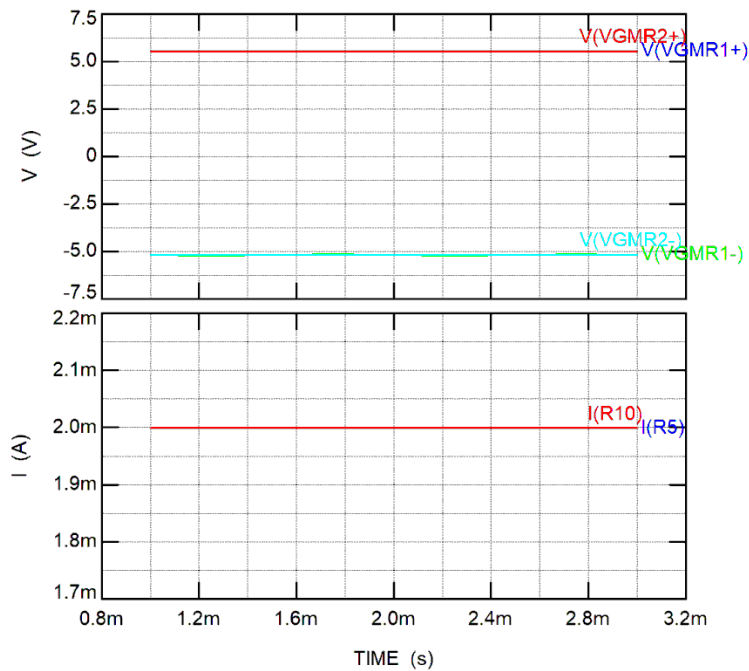


Figura 45 – Corrente de alimentação dos GMRs e tensões V_{GMR+} e V_{GMR-} .

É possível notar a excelente adequação dos resultados simulados na Figura 45, com suas respectivas previsões teóricas.

c) Retirada do *offset*

Na Figura 46 é possível observar as tensões nos terminais de saída dos GMRs, assim como a diferença entre elas. Percebe-se também que as saídas positivas estão deslocadas, devido ao *offset* de polarização, conforme esperado.

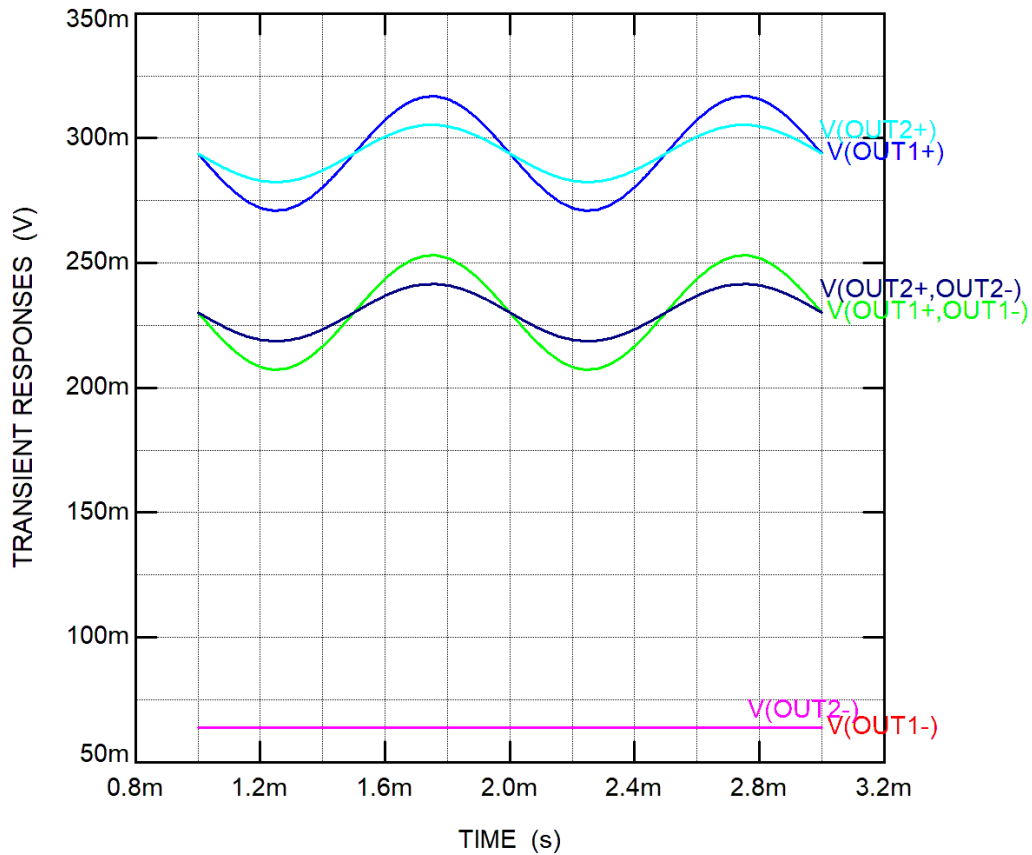


Figura 46 - $V(OUT1+)$ e $V(OUT1-)$ são as saídas do GMR 1, ambas referenciadas ao terra, e $V(OUT1+, OUT1-)$ é a diferença entre essas tensões. Por sua vez, $V(OUT2+)$ e $V(OUT2-)$ são as saídas do GMR 2, ambas referenciadas ao terra, e $V(OUT2+, OUT2-)$ é a diferença entre essas tensões.

Conforme explicado anteriormente, na seção 4.1.1, a tensão negativa, $OUT-$ é fixa e a tensão positiva $OUT+$ varia com o campo magnético externo, logo, $OUT+$ é utilizada como entrada dos somadores que retiram o *offset* de polarização. As saídas dos somadores, $Vo1$ e $Vo2$, são ilustradas na Figura 47.

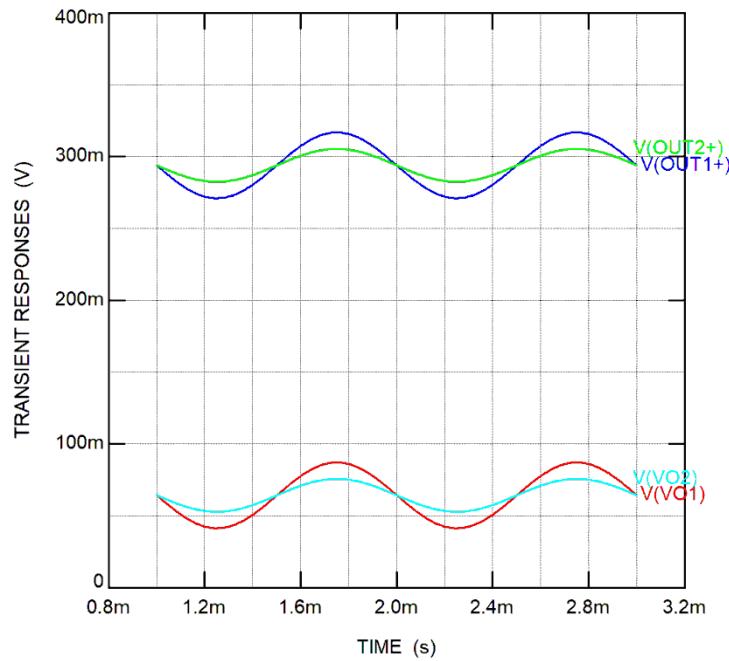


Figura 47 - Saídas positivas dos GMRs 1 e 2, OUT1+ e OUT2+, e saídas dos somadores que retiram o *offset* de polarização, VO1 e VO2.

Na próxima etapa, amplificação, espera-se que o resultado da subtração realizada pelos INAs entre as saídas dos somadores, obtidas nesta seção, e as saídas negativas dos GMRs, resultem em sinais sem *offset*, isto é, centrados em zero.

d) Amplificação

Por fim, as saídas dos somadores e as saídas negativas dos GMRs são conectadas aos amplificadores de instrumentação. Na Figura 48 nota-se que a diferença entre eles resulta em sinais com tensão de modo comum próximas a zero e sem *offset*, corroborando as especificações propostas para o circuito, no início deste capítulo.

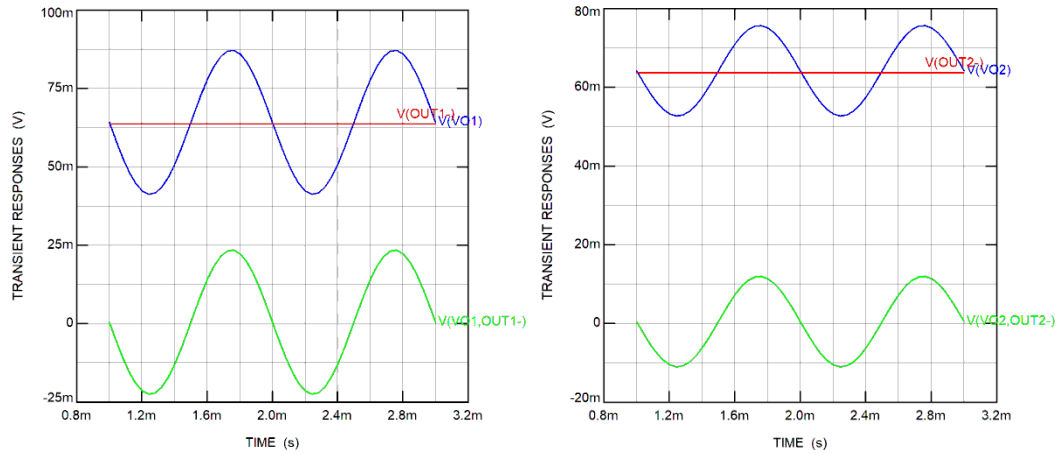


Figura 48 - Saídas dos somadores não inversores, VO1 e VO2, e as saídas negativas dos GMRs, OUT1- e OUT2-, e, em verde, a diferença entre elas, mostrando uma tensão de modo comum próxima a zero nos amplificadores de instrumentação.

As tensões nas saídas dos três amplificadores de instrumentação utilizados são apresentadas na Figura 49. Conforme previsto nas seções anteriores, a tensão de modo comum é próxima a zero, as saídas dos amplificadores inversores e estão no mesmo nível DC e, portanto, as saídas após a amplificação tem *offset* próximo a zero.

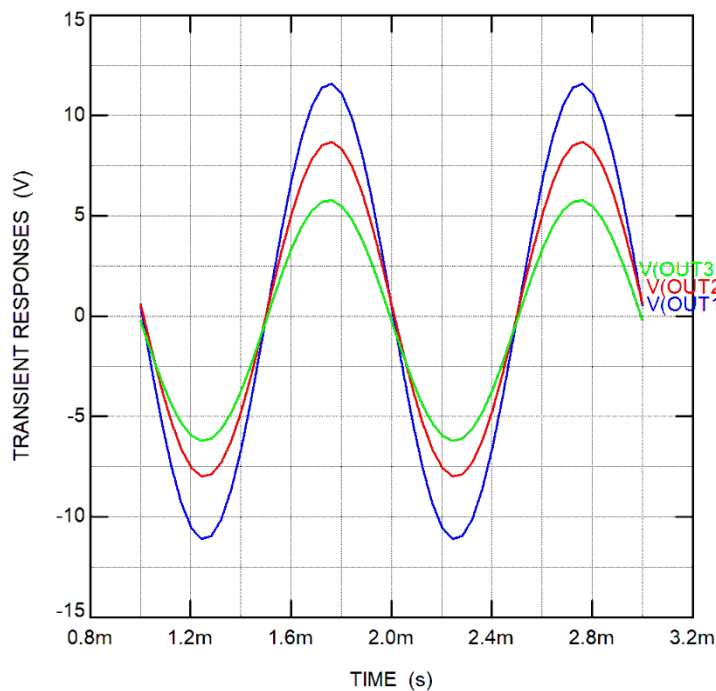


Figura 49 - Saídas dos amplificadores de instrumentação.

Para melhor interpretação dos resultados, a Figura 50 apresenta um gráfico dos níveis de tensão obtidos na simulação (Figura 49) em função da corrente elétrica no condutor. Na Figura 49, a curva verde refere-se a saída do amplificador de instrumentação colocado no estágio de saída do circuito de transdução do sensor GMR₁. A curva azul refere-se a saída do amplificador de instrumentação colocado no estágio de saída do circuito de transdução do sensor GMR₂. A curva amarela refere-se a saída do amplificador de instrumentação responsável por efetuar a leitura diferencial entre as saídas dos circuitos de transdução de GMR₁ e GMR₂.

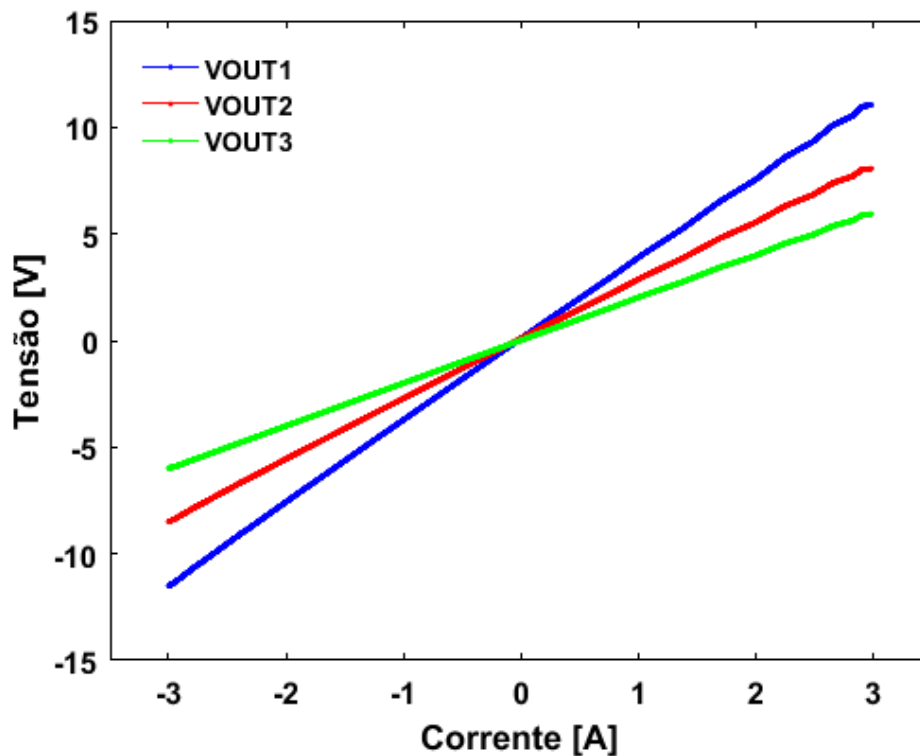


Figura 50 - Saídas de tensões simuladas em função da corrente no condutor.

4.2 Hardware Digital

Aquisição de dados (DAQ) é o processo de medição de um fenômeno elétrico ou físico [39]. Para minimizar os erros referentes às flutuações dos sensores ou interferências externas, de forma a medir dados mais consistentes, utilizou-se a placa de aquisição de dados da *National Instruments*, modelo NI-USB-6001, com 14 bits de resolução e taxa de amostragem de 20 kS/s. O modelo selecionado apresenta baixo custo, associado a boas características para a aplicação implementada nessa dissertação, permitindo a aquisição de dados com frequência

de amostragem satisfatória, exatidão e precisão, além de possibilitar aplicação de algoritmos de processamento de sinal aos dados adquiridos.

Esta placa de aquisição foi utilizada como parte de um sistema desenvolvido para ler, armazenar e processar os dados referentes às saídas de tensão dos 3 amplificadores de instrumentação do circuito de condicionamento de sinal (Figura 51), controlar uma fonte de corrente para variar a corrente a ser medida (de modo a automatizar os ensaios em bancada), gerar saídas analógicas para zerar os *offsets* de polarização, além de visualizar os gráficos das saídas instantâneas e adquiridos.

Um programa, desenvolvido na plataforma *LabView*, faz a comunicação entre a placa, o computador e a fonte de corrente. Em um primeiro momento, o usuário define o valor da tensão de *offset*, que será colocada em uma saída analógica conectada a uma das entradas do somador não inversor, visando zerar o *offset* causado pela polarização, Figura 52.

Posteriormente, o usuário pode definir a frequência de aquisição, o tempo de medição, o intervalo de tempo entre as medições e a variação da corrente a cada nova medição (passo). Por sua vez, o número de leituras é definido pelo produto entre a frequência de aquisição e o tempo de medição.

Ao atingir o número de leituras, o programa calcula a média desses valores, informa o resultado, aguarda o intervalo de tempo entre as medições (definido pelo usuário) e reinicia o processo para o próximo valor de corrente. Os dados, aqui representados, foram adquiridos por um período de 1 s, com frequência de aquisição de 5 kHz, com intervalo de 1 s entre as medições e passos de 0,1 A.

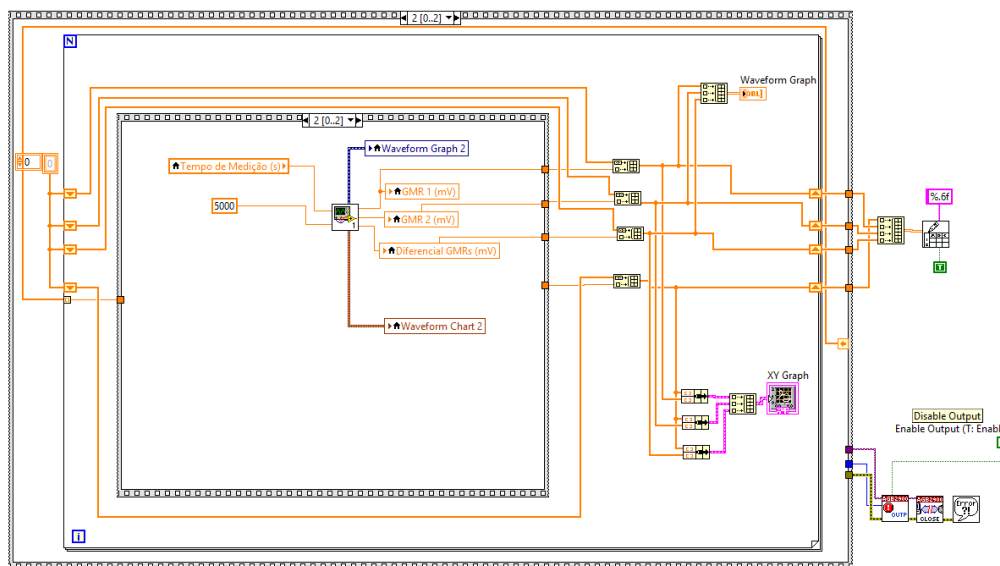


Figura 51 - Diagrama de blocos do programa *LabView*.

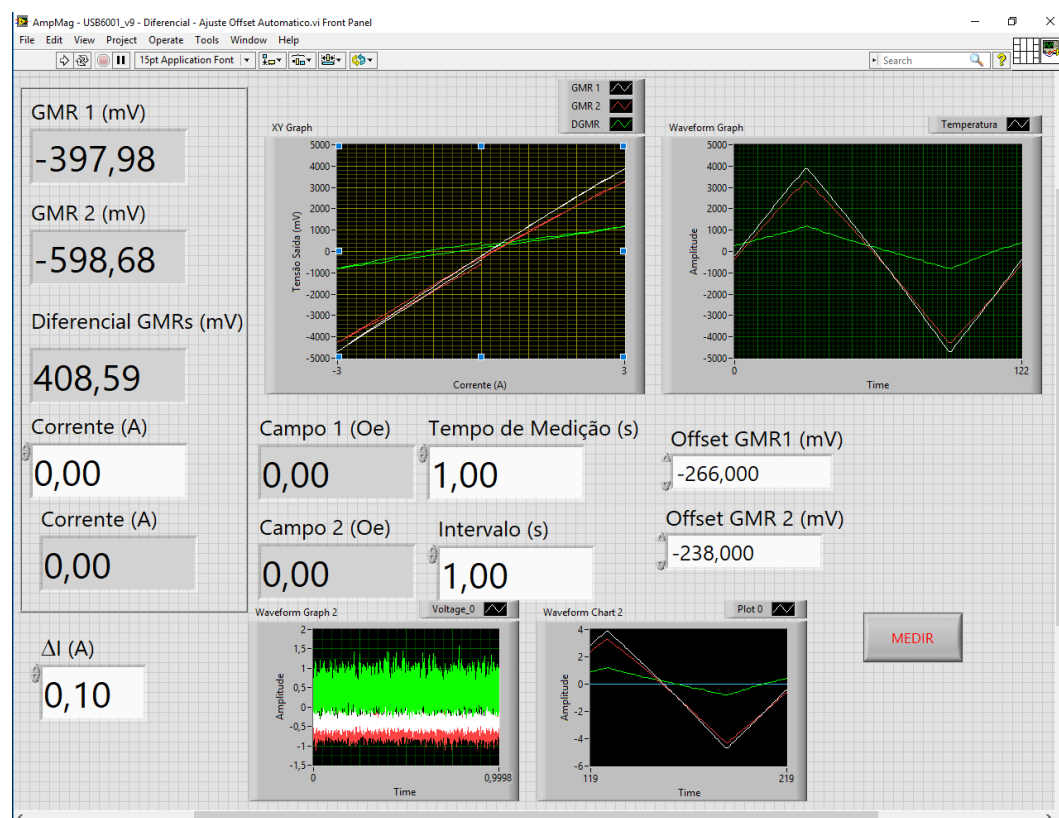


Figura 52 - Painel frontal, onde o usuário define os parâmetros de interesse e visualiza os resultados.

5 Resultados

Neste Capítulo, apresentam-se inicialmente os resultados dos ensaios utilizando o amperímetro descrito no Capítulo 4, e em seguida os métodos de solução do problema inverso, que visa estimar a corrente elétrica e a distância a partir das tensões medidas.

5.1 Ensaio

Para a realização dos ensaios utilizou-se uma bancada experimental, composta pela junção dos hardwares analógico e digital, discutidos respectivamente nas seções 4.1 e 4.2. Além disso, também foi desenvolvida uma estrutura para fixar o condutor e a placa de circuito impresso, conforme mostrado na Figura 53.

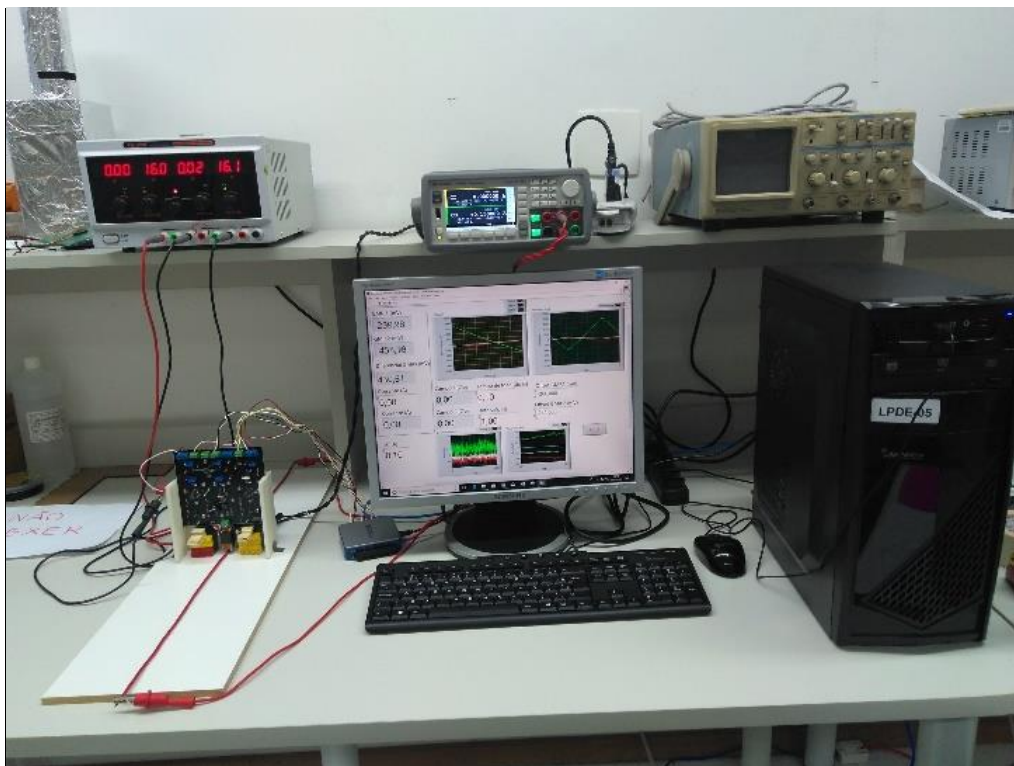


Figura 53 - Bancada experimental.

Para estudar o efeito da histerese e eventuais flutuações, foram feitos 60 ciclos de medição. Em cada um desses ciclos, a corrente elétrica a ser medida começa em 0 A, sendo aumentada gradativamente até 3 A, posteriormente reduzida até -3 A e por fim aumentada até 0 A, sempre em passos de 0,1 A. A variação da corrente é feita por meio de comandos enviados pelo programa *LabView* desenvolvido para a fonte de corrente B2962A, da *Keysight*.

Os ensaios foram realizados para seis distâncias distintas - entre o condutor e o sensor mais próximo, variando de 1 a 2 cm, em passos de 0,2 cm e com 10 repetições para cada distância.

Analisando os resultados dos ensaios nas Figura 54 e, verifica-se que, ainda que tenham melhorado em relação às versões anteriores do amperímetro GMR, ainda é possível observar efeitos de histerese e que, apesar de oferecer uma maneira mais prática para o ajuste de *offset*, a resolução do conversor D/A utilizado não foi suficiente para zerar completamente o *offset* de polarização.

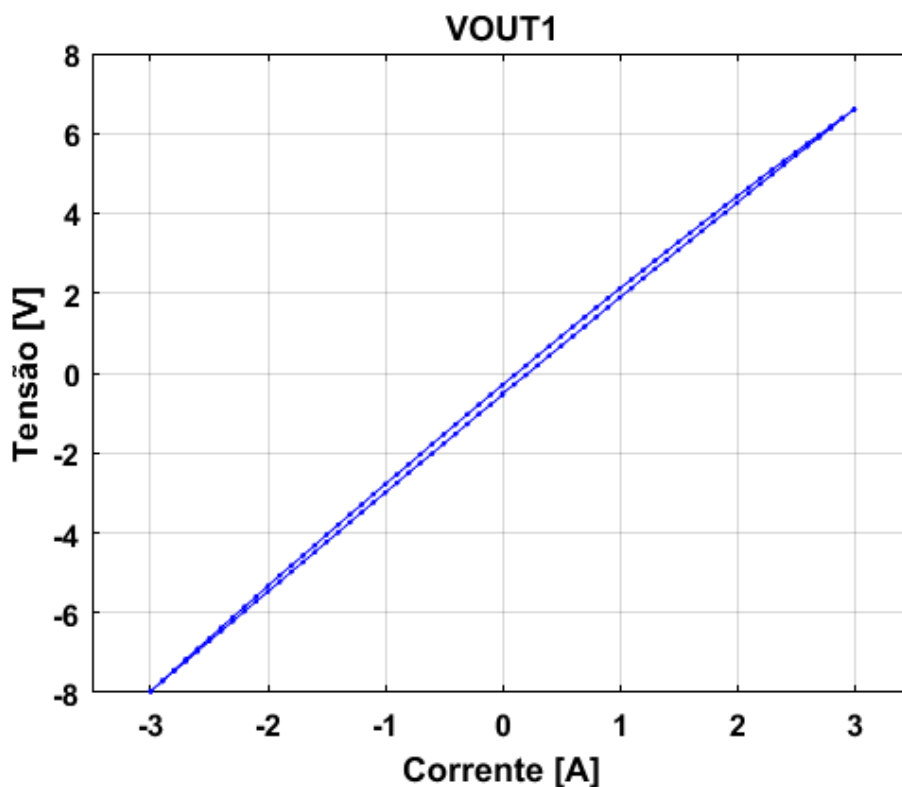


Figura 54 - Resultados de um ciclo de ensaio para o GMR1, para uma distância de 1 cm entre o primeiro GMR e o condutor.

Considerando que o DAQ tem 14 bits e valor de fundo de escala de 10 V, sua resolução pode ser calculada por

$$R = \frac{10 \text{ V}}{2^{14} - 1} = 0,61 \text{ mV} \quad (46)$$

Multiplicando a resolução encontrado pelos valores de ganho, 495 V/V e 727 V/V, espera-se que, devido a resolução D/A, sejam observados *offsets* de 311,95 mV e 443,47 mV. Os resultados calculados têm a mesma ordem de grandeza que os obtidos experimentalmente e, portanto, justificam tal comportamento.

Para formar uma base de dados mais consistente para as técnicas de calibração do amperímetro, a serem descritas na próxima seção, uma etapa de pré-processamento de dados é realizada. Neste intuito, para cada ciclo de testes é feita a média dos valores repetidos de corrente, Figura 55, o que possibilita melhorias na histerese e, posteriormente, o coeficiente linear da reta de tendência ($V_{OUT1} = 2,43.I - 0,51$) é retirado para zerar o *offset*, conforme apresentado na Figura 56.

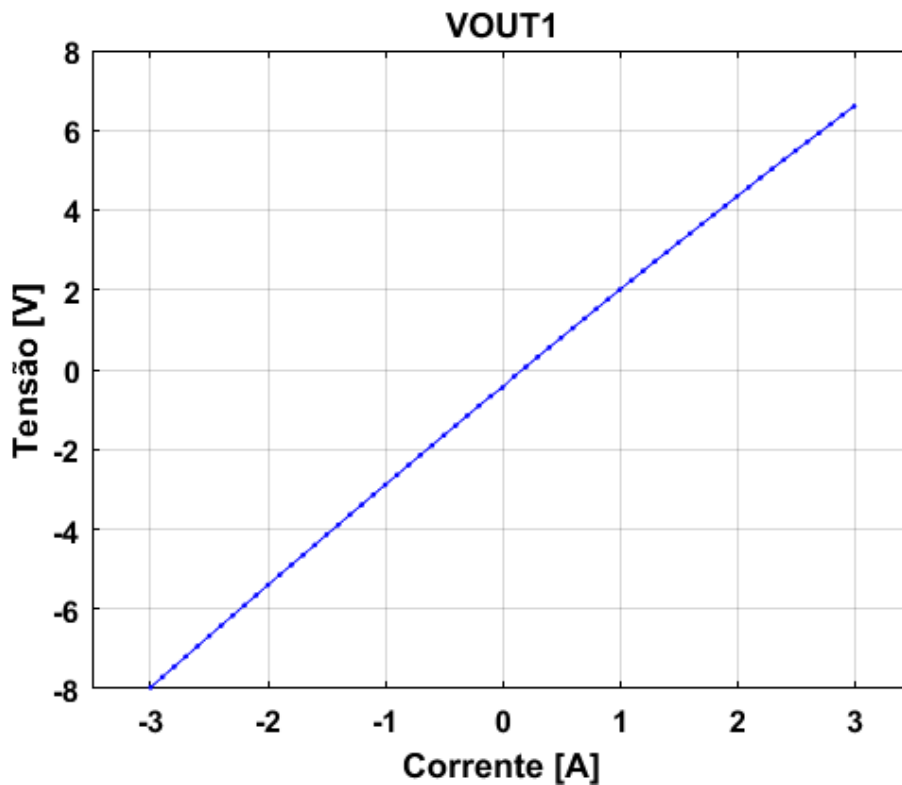


Figura 55 - Resultados de um ciclo de ensaio para o GMR1, para uma distância de 1 cm entre o primeiro GMR e o condutor, após a média.

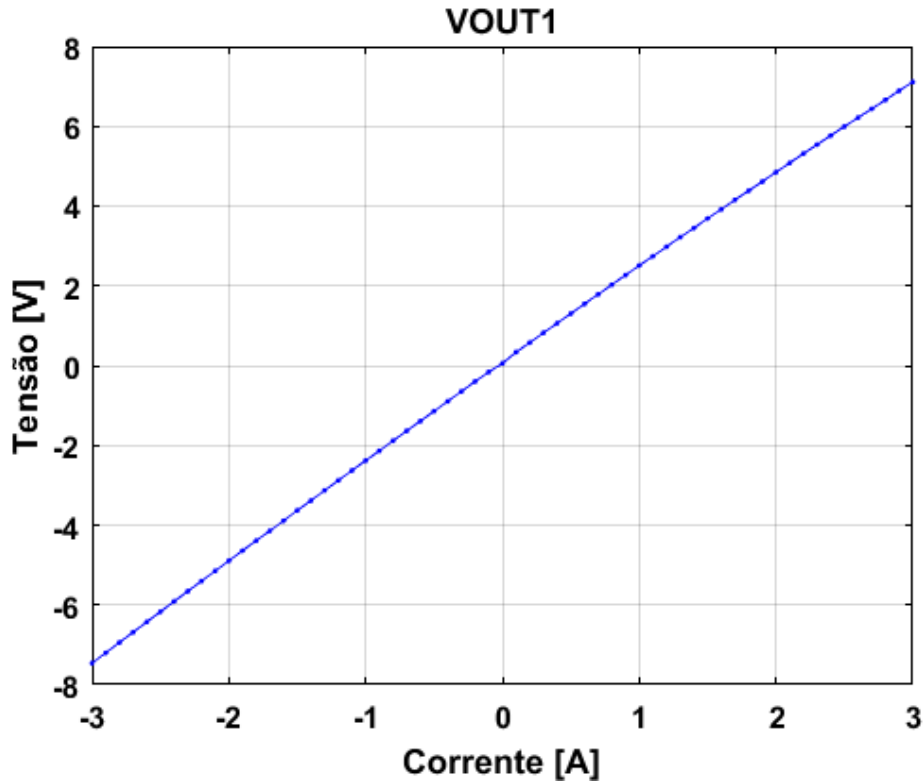


Figura 56 - Resultados de um ciclo de ensaio para o GMR1, para uma distância de 1 cm entre o primeiro GMR e o condutor, após a remoção do coeficiente linear da reta de tendência.

Examinando os gráficos na Figura 56 é possível observar que os resultados não são coerentes com os resultados simulados (Figura 50).

Uma explicação para essa discrepância é o fato das sensibilidades reais dos GMRs apresentarem valores diferentes da sensibilidade típica que foi utilizada nos cálculos da simulação.

Realizou-se então uma análise a fim de estimar a sensibilidade experimental dos GMRs, definida por

$$S_{\text{exp}} = \frac{\text{Inclinação da reta de tendência } \left(\frac{\text{mV}}{\text{Oe}} \right)}{\frac{\text{Ganho } \left(\frac{\text{V}}{\text{V}} \right)}{\text{Queda de tensão no GMR (V)}}}. \quad (47)$$

A inclinação da reta de tendência é obtida dos gráficos das saídas dos GMRs em função dos respectivos campos magnéticos gerados pela corrente no condutor (Figura 57).

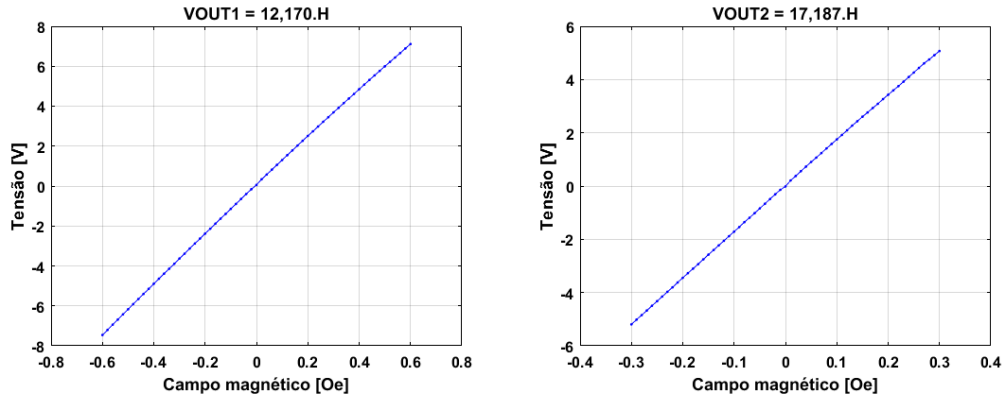


Figura 57 - Saída de tensão dos GMRs em função do campo magnético gerado devido a corrente que passa no condutor.

Assim, tem-se que

$$S_{\text{expGMR1}} = \frac{12,170 \left(\frac{\text{V}}{\text{Oe}} \right)}{495 \left(\frac{\text{V}}{\text{V}} \right)} = 2,24 \frac{\text{mV/V}}{\text{Oe}} \quad (48)$$

$$S_{\text{expGMR2}} = \frac{17,187 \left(\frac{\text{V}}{\text{Oe}} \right)}{727 \left(\frac{\text{V}}{\text{V}} \right)} = 2,15 \frac{\text{mV/V}}{\text{Oe}}. \quad (49)$$

Note que os valores experimentais obtidos nas equações (48) e (49) são substancialmente diferentes do valor típico de sensibilidade informado no *datasheet* $3,5 \frac{\text{mV}}{\text{V}}$. Dessa forma, refazendo a simulação, para os valores de sensibilidade obtidos nas equações (48) e (49), observa-se que os novos resultados de simulação obtidos (Figura 58 e Figura 59) corroboram os resultados experimentais (Figura 54 e Figura 55) e comprovam que os valores de sensibilidade são diferentes da sensibilidade típica, sendo inclusive, menores que o valor mínimo de sensibilidade especificado no *datasheet* do fabricante $(3,0 \frac{\text{mV}}{\text{V}})$.

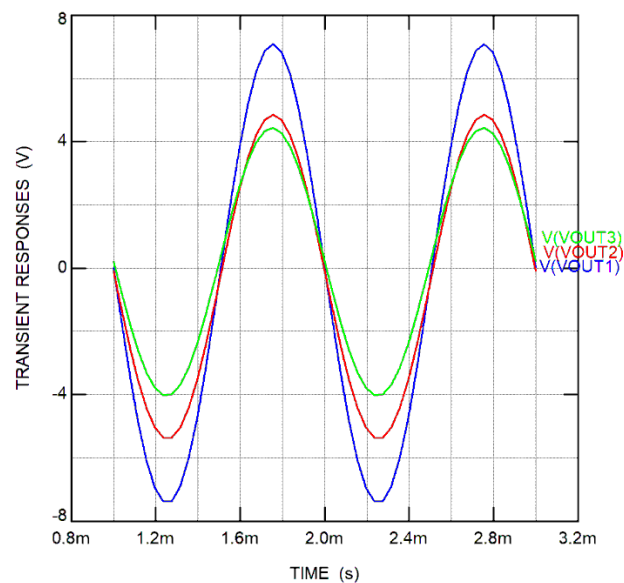


Figura 58 - Saídas do circuito, com valores de sensibilidade ajustados.

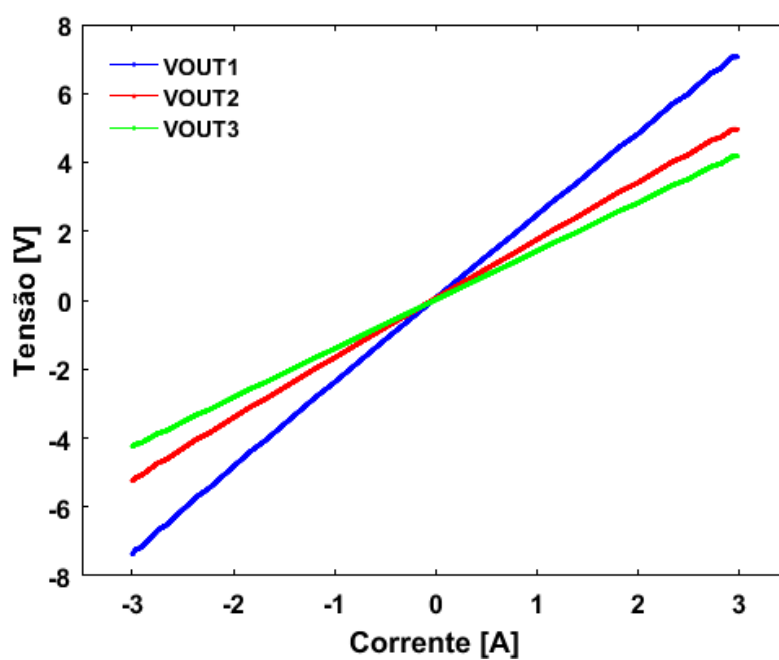


Figura 59 - Saídas de tensões simuladas, utilizando a sensibilidade experimental, em função da corrente no condutor.

A Tabela 4 compara os resultados obtidos experimentalmente, Figura 56 com os simulados, Figura 59.

Tabela 4 - Comparação das sensibilidades simuladas com as obtidas experimentalmente.

	Sensibilidade simulada (mV/A)	Sensibilidade experimental (mV/A)
GMR₁	2419,4	2434
GMR₂	1708,7	1718,7
ΔGMR	1412,7	1407,4

5.2

Solução do Problema Inverso

O objetivo desta seção é a solução do problema inverso (calibração), ilustrado na Figura 1Figura 60, para o protótipo desenvolvido, isto é, dadas as tensões de saída medidas, estimar a corrente elétrica que flui pelo condutor e a distância r_1 , entre o GMR₁ e o condutor.

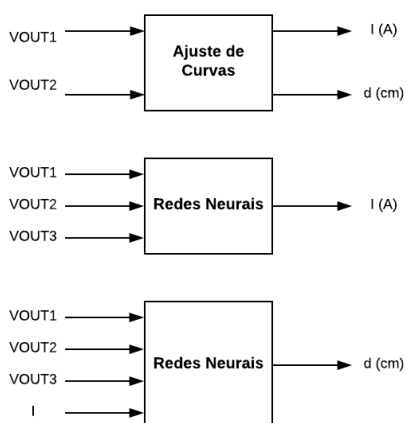


Figura 60 – Diagrama de blocos do problema inverso.

Nas próximas subseções serão apresentadas duas técnicas para resolução deste problema, assim como a avaliação e comparação dos resultados obtidos, por meio da incerteza expandida, U , definida por

$$U = k \cdot u \quad (50)$$

onde $k = 2$ é o fator de abrangência (para 3600 amostras e 95,45% de confiança), e u é a incerteza-padrão, calculada como o desvio padrão amostral [40] dos erros aleatórios entre as correntes estimadas pelo amperímetro e as correntes aplicadas

pela fonte controlada. Outras fontes de incerteza não foram consideradas nesta dissertação.

5.2.1 Ajuste de curvas

Para o ajuste de curvas (regressão não-linear) foi desenvolvido um programa no Matlab, utilizando a função *lsqcurvefit*, que ajusta os parâmetros do problema, minimizando o erro entre os dados teóricos e experimentais [41].

5.2.1.1 Modelagem

Dado o arranjo do sistema, as tensões de saída do circuito podem ser deduzidas a partir da corrente e de diversos parâmetros descritos a seguir.

As equações (51) a (53) apresentam, para um sensor n , o cálculo passo a passo da tensão de saída no circuito (V_{OUTn}) em função da corrente (I), da distância entre o GMR_n e o condutor (r_n), da sensibilidade do sensor (K_n), da tensão de offset no sensor devido a fatores internos (V_{0n}) e do ganho do INA (G_n). Nas equações abaixo, H_n representa o campo magnético no qual o sensor se encontra e V_{OUTn} representa a n -ésima tensão de saída do circuito, que é medida pelo sistema de aquisição de dados.

Conforme descrito no capítulo 3, o campo magnético percebido pelos GMRs é composto por duas parcelas: o campo magnético gerado pela corrente que flui pelo condutor e o campo magnético gerado pelo solenoide para polarização dos sensores na faixa de operação linear. Entretanto, como a tensão de *offset* é removida pelo amplificador somador não-inversor e, teoricamente, não contribui para a tensão de saída final, o campo magnético percebido pelos GMRs, nesta seção, será descrito por

$$H_n = \frac{I}{2\pi r_n}. \quad (51)$$

Logo, as tensões de saída dos GMRs são obtidas por meio do produto do campo magnético H_n pela sensibilidade K_n , em mV/Oe , adicionadas a uma tensão de *offset* causado por fatores internos V_{0n} ,

$$V_{GMR_n} = K_n H_n + V_{0_n} = K_n \left(\frac{I}{2\pi r_n} \right) + V_{0_n}. \quad (52)$$

Então, as tensões de saídas dos circuitos são expressas pelo produto das tensões de saída V_{GMR_n} pelos seus respectivos ganhos, G_n ,

$$V_{OUT_n} = V_{GMR_n} G_n = \left[K_n \left(\frac{I}{2\pi r_n} \right) + V_{0_n} \right] G_n. \quad (53)$$

Como são dois sensores, o equacionamento indica a existência de 6 parâmetros, não incluindo a corrente I e as distâncias r_1 e r_2 .

5.2.1.2 Resolução

Para valores nulos de corrente, analisando a equação (51), o campo magnético não pode ser determinado. Dessa forma, foi necessária uma primeira etapa de tratamento de dados, para remoção das correntes elétricas nulas da base de dados.

Utilizando os dados dos ensaios realizados e o equacionamento analítico, a função *lsqcurvefit* permite encontrar os valores dos parâmetros que melhor se adequam ao problema, de forma a gerar uma função que siga o fenômeno e melhor se aproxime dos dados experimentais, em termos do erro quadrático médio. Para isso, é necessário escolher valores iniciais para os parâmetros a serem otimizados, bem como limites (superiores e inferiores) para os parâmetros que modelam o problema [41].

As Tabelas 5 e 6 apresentam, respectivamente, os valores iniciais e limites escolhidos, e os valores dos parâmetros estimados pelo ajuste.

Tabela 5 - Valores iniciais e limites superiores e inferiores dos parâmetros do algoritmo de ajuste não-linear.

Parâmetros	Valores iniciais	Limite inferior	Limite superior
K_1	20 mV/Oe	15 mV/Oe	35 mV/Oe
K_2	20 mV/Oe	15 mV/Oe	35 mV/Oe
V_{01}	0	-0,1 V	0,1 V
V_{02}	0	-0,1 V	0,1 V
G_1	727 V/V	680 V/V	780 V/V
G_2	495 V/V	450 V/V	550 V/V

Tabela 6 - Valores estimados dos parâmetros do algoritmo de ajuste não-linear.

Parâmetros	Valores estimados
K_1	16,92 mV/Oe
K_2	31,16 mV/Oe
V_{01}	-0,6 mV
V_{02}	-0,4 mV
G_1	698 V/V
G_2	536 V/V

Os valores estimados para os parâmetros são coerentes com os valores esperados, e as variações observadas, em relação aos valores definidos anteriormente, podem ser atribuídas ao fato de que o ajuste é um problema de otimização multivariável, no qual dois pares dos parâmetros entram de forma multiplicativa, de modo que o problema é subdeterminado, isto é, existem infinitas possíveis soluções com o mesmo resultado.

Após a obtenção dos parâmetros, o programa foi utilizado para calcular os coeficientes angular e linear que permitem estimar a tensão de saída em função apenas da corrente no condutor e da distância.

$$V_n = a_n \cdot \frac{I}{r_n} + b_n \quad (54)$$

Utilizando esses parâmetros, é possível calcular as equações (55) e (56) da tensão de saída nos circuitos em função da corrente no condutor e da distância entre o condutor e o GMR_1 .

Para o sensor 2, a distância r_2 foi substituída por (r_1+d) , sendo d a distância entre os sensores (1 cm). Desta forma, fica simplificada a solução do problema inverso – obtenção da corrente a partir das tensões de saída nos sensores.

$$V_1 = 23,6 \cdot \frac{I}{r_1} - 0,45 \quad (55)$$

$$V_2 = 33,4 \cdot \frac{I}{r_1 + 0,01} + 0,21 \quad (56)$$

A corrente I pode então ser estimada por:

$$I = \frac{d \cdot (V_2 - b_2) \cdot (V_1 - b_1)}{a_1 \cdot (V_1 - b_1) - a_2 \cdot (V_2 - b_2)} \quad (57)$$

Por fim, para verificar a confiabilidade do sistema, foram calculados, para os diferentes valores de tensões de saída do circuito, a distância entre o sensor e o condutor e os valores de corrente.

A Figura 61 mostra o gráfico dos valores de corrente calculados por meio da equação (57) em função das correntes nominais, obtidas experimentalmente.

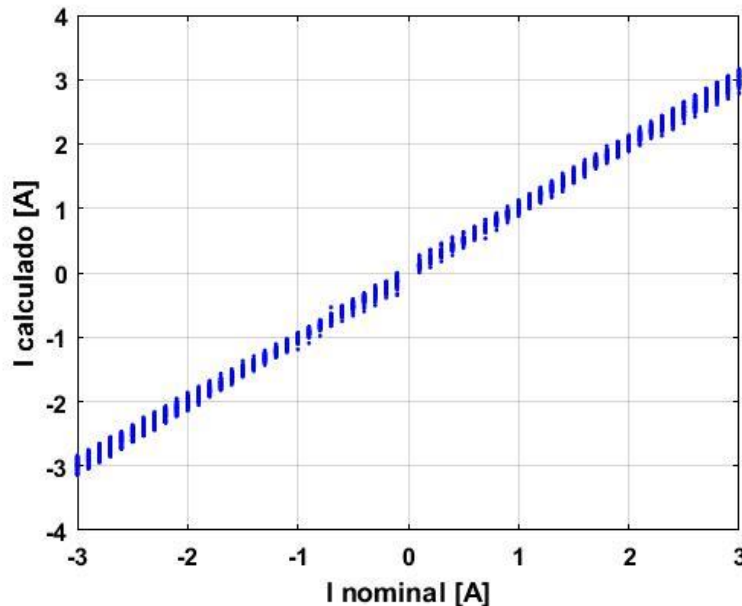


Figura 61 - Correntes elétricas de saída estimadas pelo ajuste em função das correntes elétricas nominais.

A obtenção dos valores de correntes elétricas a partir dos níveis de tensão obtidos pelo protótipo do amperímetro forneceu resultados consistentes, isto é, as correntes inferidas foram aproximadas às correntes nominais, com incerteza expandida de 0,120 A, equivalente a 4% do valor de fundo de escala (3 A), com nível de confiança de 95,45%.

Uma vez obtidos os valores de corrente, também é possível estimar as distâncias r_1 , por meio da equação (57), conforme apresentado na Figura 62.

$$r_1 = \frac{I \cdot a_1}{V_1 - b_1} \quad (58)$$

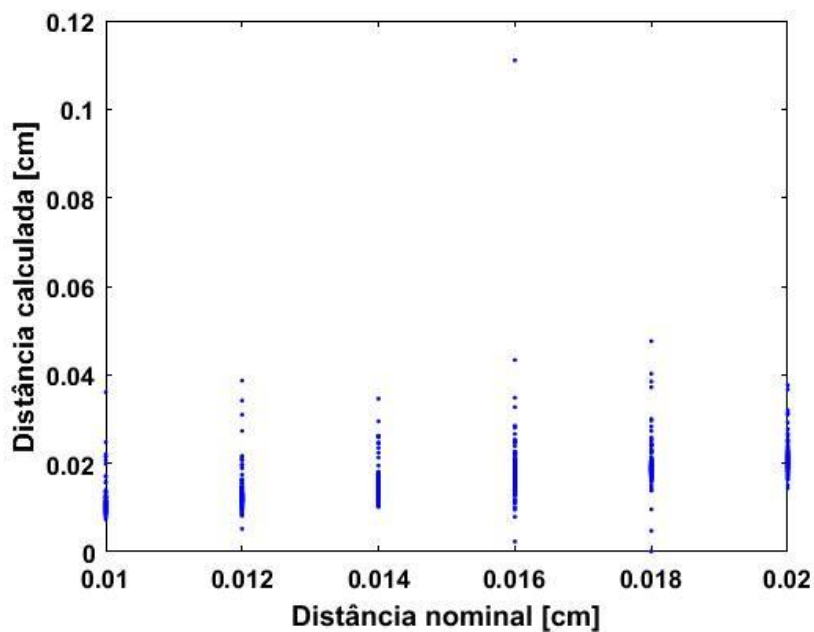


Figura 62 - Distância calculada pelo ajuste em função das distâncias nominais, obtidas experimentalmente.

Apesar de não ser o objetivo principal do protótipo, estimar a distância ajuda a corroborar o *design* do protótipo e os valores de corrente elétrica estimados pelas técnicas de calibração.

O ajuste estimou a distância, em média, de 1,56 cm, com incerteza expandida de 0,52 cm.

5.2.2 Redes neurais

5.2.2.1 Rede neural para corrente

Para estimar a corrente elétrica foi implementada uma rede neural *feed-forward* para aproximação de funções, com duas camadas, utilizando o MATLAB (*Neural Network Fitting Tool*) [42].

Foram testadas duas configurações de redes, sendo a primeira com duas entradas (V_{out1} e V_{out2}) e a segunda com três (V_{out1} , V_{out2} e V_{out3}). Ambas utilizam a função de transferência *sigmoidal* para ativação dos neurônios da camada escondida e função de transferência linear para ativação do neurônio da camada de saída.

A fim de poder fazer uma análise comparativa com os resultados obtidos na seção anterior, os dados obtidos nos ensaios experimentais, descritos na seção 5.1 passam por uma etapa de tratamento para remoção dos dados referentes aos valores de correntes elétricas nulas. A base de dados finais é aleatoriamente dividida em três conjuntos: treinamento (70%), validação (20%) e teste (10%).

O algoritmo de treinamento utilizado foi o Levenberg-Marquardt backpropagation. O treinamento é realizado por, no máximo, 1000 épocas e é interrompido quando o MSE (*Mean Squared Error*) de validação não diminui por 6 épocas seguidas [42].

A fim de determinar o número de neurônios da camada escondida, 1000 redes foram treinadas, com o número de neurônios variando de 5 a 100 e, para cada número de neurônios a rede era treinada 50 vezes. A métrica utilizada para o desempenho da rede com o aumento do número de neurônios foi o RMSE (*Root Mean Squared Error*), para validação e treinamento (média dos valores obtidos nas 50 redes), Figura 63.

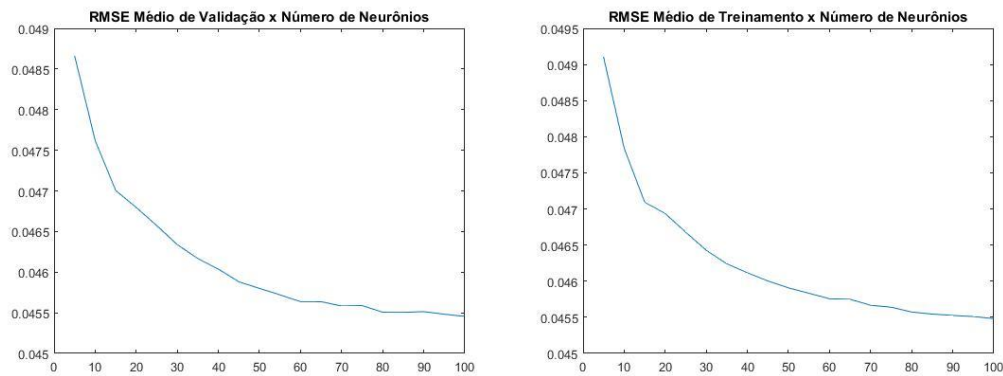


Figura 63 - Avaliação do RMSE de validação, à direita, e treinamento, à esquerda, em função do número de neurônios para a rede com duas entradas, V_{out1} e V_{out2} .

Com base nos resultados obtidos, Figura 63, observou-se que um número pequeno de neurônios na camada escondida apresenta resultados satisfatórios para resolução do problema, optando-se por utilizar 20 neurônios para os testes finais, pois a melhora dos resultados com um número maior de neurônios é pouco significativa.

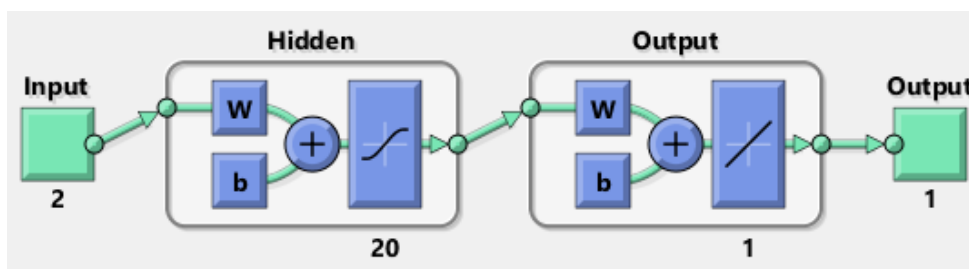


Figura 64. Exemplo da topologia da rede para duas entradas, V_{out1} e V_{out2} .

Por fim, a rede é treinada por 50 vezes, e aquela com melhor RMSE de validação é escolhida para teste. A seguir são apresentados os resultados para as redes com duas e três entradas.

A análise de regressão, Figuras Figura 65 e Figura 66, indica que os dados estimados pela rede são altamente correlatados com os dados experimentais, com valores de R maiores que 0,999 para validação, treinamento e teste, para ambas as configurações de rede.

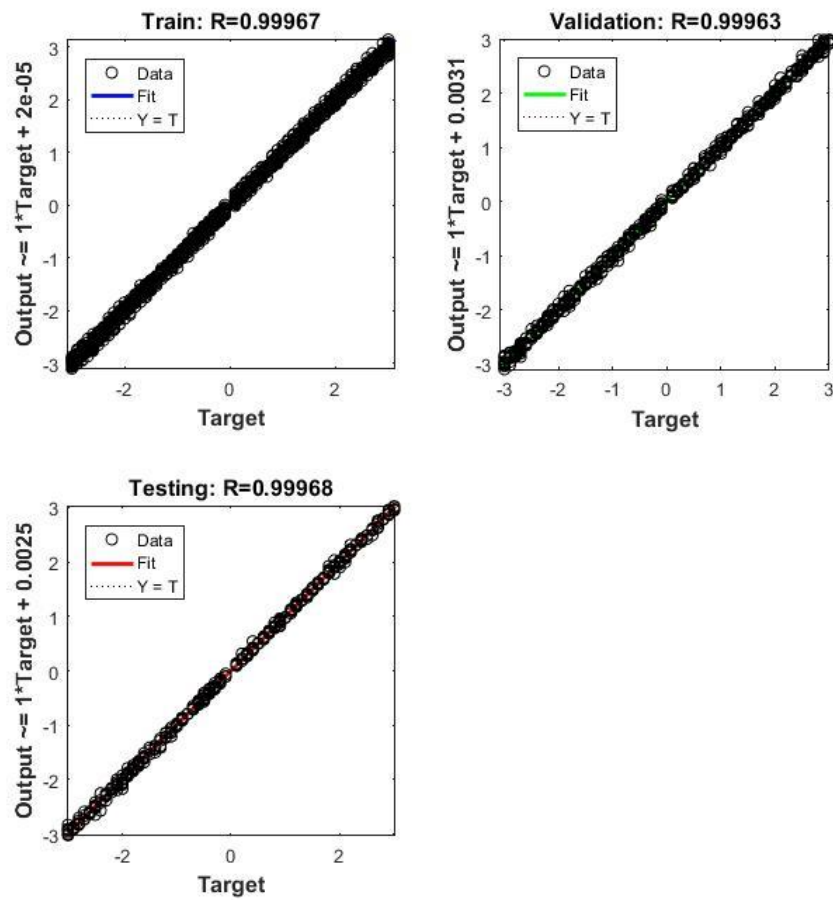


Figura 65 - Análise de regressão para rede neural com duas entradas, V_{out1} e V_{out2} .

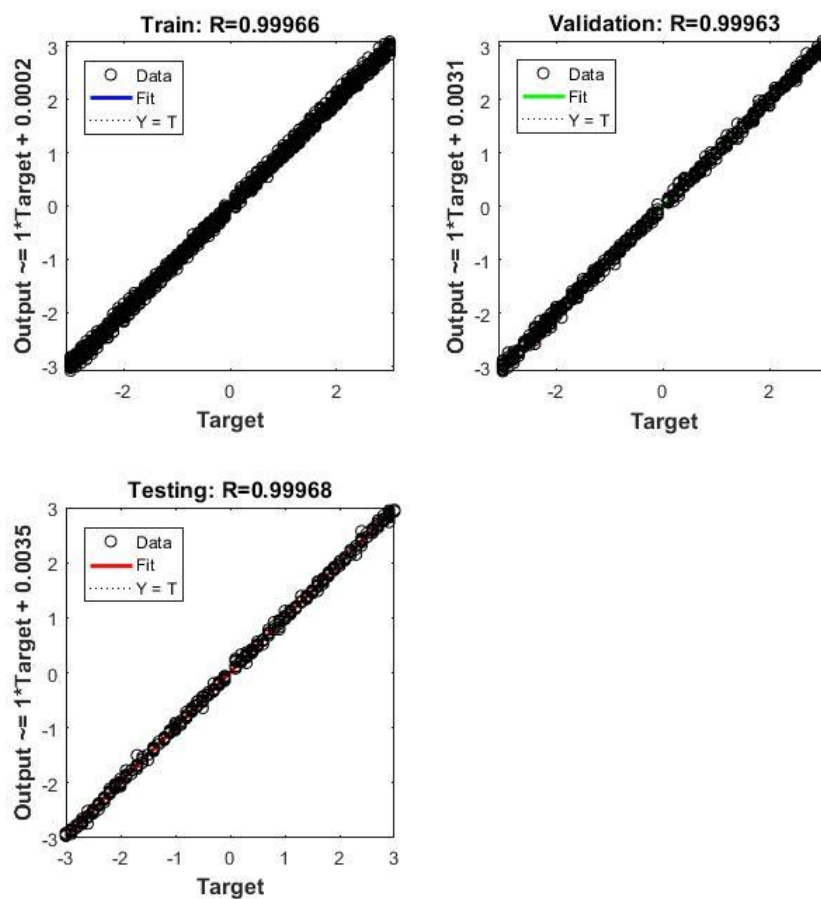


Figura 66 - Análise de regressão para rede neural com três entradas, V_{out1} , V_{out2} e V_{out3} .

A Tabela 7 apresenta os resultados da incerteza expandida, considerando somente a componente de incerteza do tipo A, em amperes e percentual em relação ao valor de fundo de escala (3 A), para ambas as redes com nível de confiança de 95,45%.

Tabela 7 - Incerteza expandida, considerando somente a componente de incerteza do tipo A, em função do número de entradas na rede neural.

Entradas	U	
V_{out1} e V_{out2}	0,091 A	3,06%
V_{out1} , V_{out2} e V_{out3}	0,094 A	3,12%

5.2.2.2 Rede neural para distância

Para estimar a distância foi implementada uma rede neural *feed-forward* para reconhecimento de padrões e classificação, com duas camadas, utilizando o MATLAB (*Neural Network Pattern Recognition and Classification Tool*) [43].

Assim como nas redes para estimar a corrente, foram testadas duas configurações de redes, sendo a primeira com três entradas (V_{out1} , V_{out2} e I) e a segunda com quatro (V_{out1} , V_{out2} e V_{out3} e I). Para os dois casos, os testes foram realizados utilizando as correntes nominais e as correntes estimadas na seção anterior. Ambas utilizam a função *sigmoidal* para ativação dos neurônios da camada escondida e a função *softmax* para ativação do neurônio da camada de saída [43].

A base de dados é a mesma utilizada na seção anterior e também é aleatoriamente dividida em três conjuntos: treinamento (70%), validação (20%) e teste (10%).

O algoritmo de treinamento utilizado foi o *conjugate gradient backpropagation*. O treinamento é realizado por, no máximo, 1000 épocas e é interrompido quando o CE (*cross-entropy error*) de validação não diminui por 6 épocas seguidas [43].

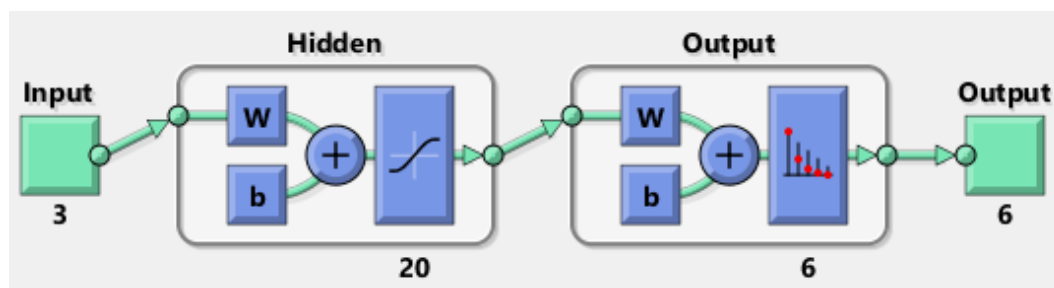


Figura 67 - Exemplo da topologia da rede para três entradas, V_{out1} , V_{out2} e I .

A rede é treinada por 10 vezes, e aquela com maior percentual de padrões classificados corretamente é escolhida para teste. A seguir são apresentados os resultados para as redes com três e quatro entradas.

A avaliação da classificação é feita através de uma matriz de confusão. Na matriz de confusão, as classes, 1 a 6, representam as seis distâncias utilizadas nas medições (1,0, 1,2, 1,4, 1,6, 1,8 e 2,0 cm). A diagonal principal, em verde, indica o número de casos classificados corretamente e, os fora da diagonal, em vermelho, os

casos classificados erroneamente. A célula em azul corresponde à porcentagem total de casos classificados corretamente e erroneamente [43].

(a)

		Confusion Matrix						
Output Class	1	590 16.4%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	100% 0.0%
	2	6 0.2%	585 16.3%	1 0.0%	6 0.2%	1 0.0%	0 0.0%	97.7% 2.3%
	3	4 0.1%	14 0.4%	588 16.3%	19 0.5%	4 0.1%	0 0.0%	93.5% 6.5%
	4	0 0.0%	0 0.0%	8 0.2%	528 14.7%	10 0.3%	0 0.0%	96.7% 3.3%
	5	0 0.0%	1 0.0%	3 0.1%	33 0.9%	558 15.5%	22 0.6%	90.4% 9.6%
	6	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	14 0.4%	27 0.8%	578 16.1%	93.4% 6.6%
		98.3% 1.7%	97.5% 2.5%	98.0% 2.0%	88.0% 12.0%	93.0% 7.0%	96.3% 3.7%	95.2% 4.8%
		Target Class						

(b)

		Confusion Matrix						
Output Class	1	593 16.5%	2 0.1%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	99.7% 0.3%
	2	7 0.2%	593 16.5%	0 0.0%	2 0.1%	1 0.0%	0 0.0%	98.3% 1.7%
	3	0 0.0%	1 0.0%	591 16.4%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	99.8% 0.2%
	4	0 0.0%	4 0.1%	9 0.3%	588 16.3%	6 0.2%	0 0.0%	96.9% 3.1%
	5	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	7 0.2%	578 16.1%	2 0.1%	98.5% 1.5%
	6	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	3 0.1%	15 0.4%	598 16.6%	97.1% 2.9%
		98.8% 1.2%	98.8% 1.2%	98.5% 1.5%	98.0% 2.0%	96.3% 3.7%	99.7% 0.3%	98.4% 1.6%
		Target Class						

Figura 68 - Matriz de confusão para (a) rede neural com três entradas, V_{out1} , V_{out2} e I ; (b) rede neural com quatro entradas, V_{out1} , V_{out2} , V_{out3} e I , utilizando as correntes elétricas nominais.

(a)

		Confusion Matrix						
Output Class	1	587 16.3%	8 0.2%	0 0.0%	1 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	98.5% 1.5%
	2	2 0.1%	560 15.6%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	99.6% 0.4%
	3	1 0.0%	21 0.6%	587 16.3%	22 0.6%	6 0.2%	0 0.0%	92.2% 7.8%
	4	0 0.0%	0 0.0%	1 0.0%	508 14.1%	15 0.4%	0 0.0%	96.9% 3.1%
	5	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	32 0.9%	513 14.2%	21 0.6%	90.6% 9.4%
	6	10 0.3%	11 0.3%	12 0.3%	37 1.0%	66 1.8%	579 16.1%	81.0% 19.0%
		97.8% 2.2%	93.3% 6.7%	97.8% 2.2%	84.7% 15.3%	85.5% 14.5%	96.5% 3.5%	92.6% 7.4%
		Target Class						

(b)

		Confusion Matrix						
Output Class	1	579 16.1%	5 0.1%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	99.1% 0.9%
	2	9 0.3%	556 15.4%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	0 0.0%	98.4% 1.6%
	3	2 0.1%	27 0.8%	578 16.1%	22 0.6%	3 0.1%	0 0.0%	91.5% 8.5%
	4	0 0.0%	0 0.0%	3 0.1%	498 13.8%	4 0.1%	0 0.0%	98.6% 1.4%
	5	8 0.2%	8 0.2%	17 0.5%	54 1.5%	540 15.0%	36 1.0%	81.4% 18.6%
	6	2 0.1%	4 0.1%	2 0.1%	26 0.7%	53 1.5%	564 15.7%	86.6% 13.4%
		96.5% 3.5%	92.7% 7.3%	96.3% 3.7%	83.0% 17.0%	90.0% 10.0%	94.0% 6.0%	92.1% 7.9%
		Target Class						

Figura 69 - Matriz de confusão para (a) rede neural com três entradas, V_{out1} , V_{out2} e I ; (b) rede neural com quatro entradas, V_{out1} , V_{out2} , V_{out3} e I , utilizando as correntes elétricas estimadas.

Os resultados comprovam que ambas as redes conseguem estimar a distância de forma correta para mais de 92% em todos os casos.

Embora a rede neural realize, originalmente, uma classificação entre as seis distâncias medidas, é possível calcular a incerteza expandida, considerando

somente a componente de incerteza do tipo A, entre as distâncias reais e as classificadas.

Tabela 8 - Incerteza expandida, considerando somente a componente de incerteza do tipo A, em função do número de entradas na rede neural.

Entradas	<i>U</i>
V_{out1} , V_{out2} e $I_{nominal}$	0,11 cm
V_{out1} , V_{out2} , V_{out3} e $I_{nominal}$	0,07 cm
V_{out1} , V_{out2} e $I_{estimada}$	0,20 cm
V_{out1} , V_{out2} , V_{out3} e $I_{estimada}$	0,18 cm

6

Discussão, conclusões e trabalhos futuros

6.1

Discussão e conclusões

A medição de corrente elétrica é importante em diversos setores da indústria e diversos métodos de medição foram desenvolvidos para atender a essas necessidades. Tendo em vista a revisão dos principais métodos, apresentada no Capítulo 2, magnetômetros GMR apresentam uma solução de baixo custo e alta sensibilidade para o desenvolvimento de um amperímetro, capaz de medir correntes contínuas de forma não invasiva.

Nesse contexto, com base em aspectos teóricos, da medição de campo magnético e dos GMRs comerciais utilizados, o Capítulo 3 apresentou o projeto teórico do protótipo, e algumas limitações observadas em resultados experimentais anteriores.

O Capítulo 4 descreveu a idealização do circuito eletrônico, de forma a atender aos requisitos apresentado nos Capítulo 3 e solucionar as limitações observadas em protótipos anteriores. Uma simulação computacional em TopSpice do circuito eletrônico proposto, que demonstra adequação com a proposta teórica, assim como sua implementação em PCB e a estruturação da bancada experimental, incluindo o sistema de aquisição de dados.

O Capítulo 5 explicou a metodologia utilizada para realização dos ensaios experimentais, o processamento dos dados e a utilização da base de dados obtidas nos ensaios nas técnicas de calibração do protótipo: ajuste de curvas e redes neurais artificiais. As Tabelas 9 e 10 resumem os resultados encontrados, avaliados em termos da incerteza expandida, considerando somente a componente de incerteza do tipo A, com nível de confiança de 95,45%.

Tabela 9 - Comparação dos resultados obtidos para a estimativa da corrente elétrica.

Método	Entradas	U	
Ajuste de Curvas	V_{out1} e V_{out2}	0,120 A	4,00%
Rede Neural	V_{out1} e V_{out2}	0,091 A	3,06%
	V_{out1} , V_{out2} e V_{out3}	0,094 A	3,12%

Tabela 10 - Comparação dos resultados obtidos para a estimativa da distância.

Método	Entradas	U (cm)
Ajuste de Curvas	V_{out1} e V_{out2}	0,52
Rede Neural	V_{out1} , V_{out2} e $I_{nominal}$	0,11
	V_{out1} , V_{out2} , V_{out3} e $I_{nominal}$	0,07
	V_{out1} , V_{out2} e $I_{estimada}$	0,20
	V_{out1} , V_{out2} , V_{out3} e $I_{estimada}$	0,18

Analisando os resultados, observa-se que, para ambos casos, a utilização de redes neurais se mostrou mais eficiente, com incertezas do tipo A próximas a 3%, considerando o valor de fundo de escala de 3 A.

Embora ainda sejam necessárias melhorias, o protótipo de amperímetro projetado e implementado nesta dissertação corrobora a viabilidade do desenvolvimento de um instrumento prático para medição de correntes elétricas contínuas, com faixa de operação de 0 a 20 A. Apesar de só terem sido realizados ensaios com medições de correntes contínuas, o protótipo foi projetado de forma que também seja possível a medição de correntes alternadas. O protótipo tem como grande vantagem a não invasividade, que permite que as medições sejam feitas à distância e sem a necessidade de interrupção do circuito para inserção do amperímetro em série (em particular no caso de correntes contínuas), aumentando a segurança para o usuário e propiciando um resultado mais exato.

6.2 Trabalhos futuros

Visando ao afeiçoamento do protótipo, de modo a melhorar as incertezas obtidas, torná-lo mais compacto e portátil, as seguintes análises e estudos são propostos como trabalhos futuros:

- A fim de obter uma estimativa mais precisa da sensibilidade, em relação à obtida experimentalmente na seção 5.1, caracterizar previamente os sensores GMR, utilizando uma bobina de Helmholtz.
- Implementar e testar o Circuito de Reset, proposto em [44] e integrá-lo ao circuito atual, como alternativa para a retirada do *offset* utilizando o conversor D/A.
- Avaliar a possibilidade de melhoria no circuito de condicionamento de sinais como, por exemplo, a inclusão na PCB de uma fonte de corrente dedicada para a alimentação do solenoide.
- Analisar o benefício do uso do terceiro amplificador de instrumentação (leitura gradiométrica), visto que a inclusão dos níveis de tensão obtidos por nessa etapa não representou um ganho incremental significativo para a estimativa da corrente elétrica. A não utilização dessa etapa pode contribuir para miniaturização e diminuição de custos do protótipo.
- Realizar simulações e ensaios com correntes alternadas nas frequências industriais típicas (50 Hz e 60 Hz) e com correntes contínuas de maior intensidade, variando de 0 a 20 A. Os ensaios apresentados nesta dissertação foram restritos a correntes contínuas até 3 A por limitação dos equipamentos disponíveis, mas o projeto conceitual do amperímetro previu esta maior faixa de medição.
- Caracterizar metrologicamente o protótipo utilizando um laboratório da Rede Brasileira de Calibração (RBC) acreditado para calibração de amperímetros, a fim de determinar as características estáticas e dinâmicas que determinarão a qualidade do mesmo, tais como sensibilidade e linearidade, além da comparação desses resultados com amperímetros comerciais.

- [1] RIPKA, P. Electric current sensors: A review. **Measurement Science and Technology**, v. 21, n. 11, 112001, 2010.
- [2] ZIEGLER, S.; Woodward R. C.; Iu H. H. e Borle L. J. Current Sensing Techniques: A Review. **IEEE Sensors Journal**, v. 9, n. 4, p. 354–376, 2009.
- [3] HALLIDAY, D.; RESNICK, R. **Fundamentos de Física - Eletromagnetismo**. 8.ed. Rio de Janeiro: LTC, 2010.
- [4] CARVALHO, M. C.; SCHUINA S.; BARBOSA C. R. H.; SILVA E. C. e GUSMÃO L. A. P. Contactless Ammeter Based on GMR Sensors. **Anais do 8º Congresso Brasileiro de Metrologia**, Bento Gonçalves, 2015. v. 1. p. 1-5.
- [5] NEVES, C. S.; MAGALHÃES D P.; BARBOSA C. R. H. e OLIVEIRA E. C. A contactless ammeter based on GMR magnetometers. **Proceedings of the Joint IMEKO TC-TC7-TC13 Symposium**, Rio de Janeiro, 2017. v. 1. p. 1-4.
- [6] NEVES, C. S.; MAGALHÃES D P. e BARBOSA C. R. H. GMR Sensors an Neural Networks Applied to the Contactless Measurement of Direct Electrical Currents. **Anais do XII Congresso Internacional de Metrologia Elétrica**, Fortaleza, 2017. v.1 p. 1-4.
- [7] National Instruments. **Medições de corrente: Guia Prático**. Disponível em: <<http://www.ni.com/tutorial/7114/pt/>>. Acesso em: 16 feb. 2017.
- [8] INMETRO. **Sistema Internacional de Unidades**, 2006.
- [9] BIPM. **Bureau International des Poids et Mesures**. Disponível em: <<https://www.bipm.org/en>>. Acesso em: 21 jan. 2018.
- [10] BIPM. **Practical realizations of the definitions of some important units**. Disponível em: <<https://www.bipm.org/en/publications/mises-en-pratique/electrical-units.html>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [11] BIPM. **Draft of the ninth SI Brochure**. p. 1–30, 2015.

- [12] BIPM. **Information for users about the proposed revision of the SI.** Disponível em: <<https://www.bipm.org/utis/common/pdf/SI-statement.pdf>>. Acesso em: 15 mar. 2018.
- [13] BIPM. **Draft Resolution A.** Disponível em: <<https://www.bipm.org/utis/en/pdf/CGPM/Draft-Resolution-A-EN.pdf>>. Acesso em: 11 feb. 2018.
- [14] BIPM. **A concise summary of the International System of Units, SI.** Disponível em: <<https://www.bipm.org/utis/en/pdf/si-revised-brochure/Draft-Concise-summary-2018.pdf>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [15] BIPM. **Resolution 1 of the 24th CGPM.** Disponível em: <<https://www.bipm.org/en/CGPM/db/24/1/>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [16] BIPM. **Resolution 1 of the 25th CGPM.** Disponível em: <<https://www.bipm.org/en/CGPM/db/25/1/>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [17] NEWELL D. B.; CABIATI, F.; FISCHER, J.; FUJII, K.; KARSHENBOIM, S. G.; MARGOLIS, H. S.; de MIRANDÉS, E.; MOHR, P. J., NEZ, F., PACHUCKI, K.; QUINN, T. J.; TAYLOR, B. N.; WANG, M.; WOOD, B. M. e ZHANG, Z. The CODATA 2017 Values of h , e , k , and N_A for the Revision of the SI. *Metrologia*. v. 55, n. 1, L13, 2018.
- [18] LANDIM, R. P.; CARVALHO, H. R. O novo SI e o seu impacto na metrologia elétrica no Brasil. **Anais do 9º Congresso Brasileiro de Metrologia**, Fortaleza, 2017. v.1 p. 1-11.
- [19] INMETRO. **Conheça o Inmetro.** Disponível em: <<http://www.inmetro.gov.br/inmetro/oque.asp>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [20] INMETRO. **Divisão de Metrologia Elétrica.** Disponível em: <<http://www.inmetro.gov.br/metcientifica/eletrica/index.asp>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [21] INMETRO. **Laboratório de Metrologia em Padronização Elétrica - Lampe.** Disponível em: <<http://www.inmetro.gov.br/metcientifica/eletrica/lampe.asp>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [22] INMETRO. **Laboratório de Calibração em Metrologia Elétrica - Lacel.** Disponível em:

- <<http://www.inmetro.gov.br/metcientifica/eletrica/lacel.asp>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [23] INMETRO. **Laboratório de Metrologia Elétrica Quântica - Lameq**. Disponível em: <<http://www.inmetro.gov.br/metcientifica/eletrica/lameq.asp>>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [24] BIPM. **Calibration and Measurement Capabilities**. Disponível em: <https://kcdb.bipm.org/AppendixC/country_list_search.asp?CountSelected=BR&sservice=EM/DC.3.2>. Acesso em: 11 apr. 2018.
- [25] RIPKA, P. Current sensors using magnetic materials. **Journal of Optoelectronics and Advanced Materials**, v. 6, n. 2, p. 587–592, 2004.
- [26] RAY, W. F.; HEWSON, C. R. High performance Rogowski current transducers. **Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference**. (Cat. No.00CH37129), v. 5, n. C, p. 3083–3090, 2000.
- [27] BOHNERT, K.; GABUS, P.; NEHRING, J. e BRANDLE, H. Temperature and vibration insensitive fiber-optic current sensor. **Journal of Lightwave Technology**, v. 20, n. 2, p. 267–276, 2002.
- [28] LENZ, J.E. A review of magnetic sensors. **Proceedings of the IEEE**, v. 78, n. 6, p. 973, 1990.
- [29] CLASS FOR PHYSICS OF THE ROYAL SWEDISH ACADEMY OF SCIENCES. The Discovery of Giant Magnetoresistance. 2007.
- [30] NVE Corporation. **AA and AB-Series Analog Sensors**, 2018
- [31] CHANG, L.; WANG M.; LIU L.; LUO S. e XIAO, P. **A brief introduction to giant magnetoresistance**, China:Hycorelle Co., Ltd., 2014.
- [32] ENNEN, I.; KAPPE, D.; REMPEL, T.; GLENSKE, C. e HÜTTEN, A. Giant Magnetoresistance: Basic Concepts, Microstructure, Magnetic Interactions and Applications. **Sensors**, v. 16, n. 6, p. 904, 2016.
- [33] Magnetoresistance and Giant Magnetoresistance. Disponível em: <http://www.rpi.edu/dept/phys/ScIT/InformationStorage/magres/magnetism_b.html>.

- [34] RIFAI, D.; Abdalla, A. N.; Ali, K. e Razali, R. Giant magnetoresistance sensors: A review on structures and non-destructive eddy current testing applications. **Sensors**, v. 16, n. 3, p. 298, 2016.
- [35] STEFANI FILHO, C. L.; BARBETA, V. B. Amperímetro DC não invasivo utilizando sensor GRM. **Revista Pesquisa & Tecnologia FEI**, v. 21, p. 5, 2001.
- [36] SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. **Microeletrônica**. 5. ed.
- [37] RIVEROS, P. A. D. **Desenvolvimento e caracterização de gradiômetros GMI de alta sensibilidade**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2017.
- [38] SILVA, E. C. **Desenvolvimento de Transdutor Baseado na Fase da Magnetoimpedância Gigante para Medição de Campos Biomagnéticos**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2010..
- [39] National Instruments. **O que é aquisição de dados?** Disponível em: <<http://www.ni.com/data-acquisition/what-is/pt/>>. Acesso em: 15 mar. 2018.
- [40] INMETRO. **Guia para a expressão de incerteza de medição**. 2008.
- [41] MATHWORKS. **lsqcurvefit**. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/optim/ug/lsqcurvefit.html?requestedDomain=true>>. Acesso em: 9 apr. 2018.
- [42] MATHWORKS. **Fit Data with a Shallow Neural Network**. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/nnet/gs/fit-data-with-a-neural-network.html#f9-33554>>. Acesso em: 15 jan. 2017.
- [43] MATHWORKS. **Classify Patterns with a Shallow Neural Network**. Disponível em: <<https://www.mathworks.com/help/nnet/gs/classify-patterns-with-a-neural-network.html>>. Acesso em: 17 jan. 2017.
- [44] MAGALHÃES, D. P. **Aprimoramento de amperímetros sem contato por aproximação baseados em sensores GMR**. Projeto Final (Engenharia Elétrica) – PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2017.

Anexo 1

Artigo CBM 2015

Amperímetro Sem Contato Baseado em Sensores GMR

Contactless Ammeter Based on GMR Sensors

M. C. Carvalho ¹, C. Schuina ¹, C. R. Hall Barbosa ², E C Silva ¹, L A P Gusmão ¹

¹ Departamento de Engenharia Elétrica; ² Programa de Pós-graduação em Metrologia,
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 22541-900, Brasil

E-mail: hall@puc-rio.br

Resumo: Amperímetros do tipo alicate são tradicionalmente usados em aplicações de engenharia elétrica associadas a medições não invasivas de correntes elétricas. Tais dispositivos inferem a corrente a partir da medição do campo magnético gerado pela mesma. Amperímetros baseados em sensores do tipo bobina são restritos à medição de correntes alternadas. Entretanto, existem versões capazes de medir correntes contínuas, baseadas em sensores de efeito Hall. Este artigo apresenta o projeto e desenvolvimento de um protótipo de amperímetro sem contato baseado em magnetômetros comerciais do tipo magnetorresistência gigante, capaz de medir correntes elétricas alternadas e contínuas e inferir a distância entre o sensor e o condutor.

Palavras-chave: amperímetro, sem contato, magnetorresistência gigante, GMR.

Abstract: Clamp ammeters are traditionally used in electrical engineering applications associated with non-invasive measurements of electrical currents. Such devices infer the current based on the measurement of the magnetic field that it generates. Ammeters based on coil sensors are restricted to the measurement of alternating currents. However, there are commercial versions able of measuring direct currents, based on Hall effect sensors. This manuscript presents a prototype of a contactless ammeter based on commercial giant magnetoressistance magnetometers, able to measure alternating and direct electrical currents and to infer the distance between the sensor and the electrical current conductor.

Keywords: ammeter, contactless, giant magnetoressistance, GMR.

1. INTRODUÇÃO

Amperímetros são instrumentos destinados à medição da corrente elétrica em condutores. Tais dispositivos são essenciais em diversas aplicações e possuem características específicas dependentes do princípio físico utilizado para sua implementação. Amperímetros convencionais devem ser inseridos em série com o elemento em que se deseja medir a corrente, constituindo assim uma forma de medição invasiva [1].

Neste caso, há o problema da falta de praticidade, pois muitas vezes é necessário medir a corrente em um circuito que não é facilmente alterável. Por exemplo, amperímetros *shunt* requerem que um resistor conhecido seja inserido em série com o condutor, sendo que a diferença de potencial nesse resistor será proporcional à corrente elétrica que flui pelo condutor, conforme definido pela Lei de Ohm. Além da necessidade de interromper o circuito, tal técnica de medição também afeta o valor do mensurando.

Por outro lado, também é possível fazer medições não invasivas de corrente, a fim de superar as desvantagens anteriormente destacadas. Uma corrente elétrica passando por um fio gera um campo magnético circular ao seu redor, cuja intensidade varia com a intensidade da corrente e com a distância do condutor ao ponto de medição [1]. Logo, conhecendo-se o campo magnético gerado pela corrente em um ponto do espaço e a distância desse ponto ao fio pelo qual ela passa, é possível estimar o valor dessa corrente.

Os amperímetros do tipo alicate são baseados neste princípio, sendo tradicionalmente usados em aplicações de engenharia elétrica para medição de correntes alternadas. Tais medições podem ser feitas por meio do posicionamento de uma bobina ao redor do condutor elétrico que, quando percorrido por uma corrente elétrica alternada, produzirá um campo magnético alternado. Por sua

vez, este campo induzirá uma tensão elétrica nos terminais da bobina sensora, conforme a lei de *Faraday-Lenz*. Há uma proporcionalidade direta entre a intensidade da corrente e a tensão resultante nos terminais da bobina, sendo possível inferir a corrente elétrica.

Entretanto, no caso de correntes contínuas não há indução de corrente elétrica na bobina, pois o campo magnético circunferencial é contínuo, sendo necessário medir diretamente o campo magnético contínuo, com o auxílio de algum magnetômetro e associar a magnitude deste campo magnético à magnitude da corrente elétrica primária. O magnetômetro tradicionalmente utilizado nesta aplicação é o sensor de efeito *Hall* que, quando sujeito a um campo magnético, apresenta uma diferença de potencial proporcional a este. Tal sistema pode medir correntes contínuas, mas possui problemas como baixo nível de tensões de saída, pouca estabilidade em relação à temperatura e alta sensibilidade a cargas estáticas [1].

Assim, este artigo apresenta um protótipo de amperímetro sem contato baseado em magnetômetros comerciais do tipo magnetorresistência gigante (GMR). Tal protótipo é implementado com o objetivo de realizar medições de corrente CC e CA com alta resolução, em relação à apresentada por amperímetros alicate *clamp* baseados em bobinas e em sensores Hall. O sistema proposto foi desenvolvido com o intuito de também permitir inferir a distância entre o condutor e o sensor.

2. SENSOR GMR

Magnetômetros GMR são baseados em elementos sensores cuja resistência elétrica varia consideravelmente com o campo magnético ao qual são submetidos [2-4]. Consequentemente, é possível estimar o campo por meio da resistência do elemento GMR.

Um circuito integrado GMR comercial do fabricante NVE (modelo AA005-02) é composto por quatro sensores GMR, configurados em meia ponte de *Wheatstone*, sendo dois destes sensores blindados magneticamente. Alimentando-se esta ponte por tensão ou corrente contínua, produzem-se diferentes tensões de saída de acordo com a variação de resistência dos dois sensores GMR que não são blindados. O modelo de sensor GMR utilizado apresenta menor variação com a temperatura quando alimentado por corrente, o que levou à seleção desta técnica de excitação.

Cada sensor tem valor nominal de 5 k Ω e a configuração em ponte possui uma sensibilidade de 4,5 mV/Oe para uma corrente de alimentação de 2 mA. A faixa de medição situa-se entre 0 e 80 Oe, sendo que a região linear estende-se de 10 Oe a 70 Oe. Assim, deve-se idealmente polarizar os sensores GMR no ponto médio desta região (40 Oe), por exemplo com um ímã permanente, de modo a se maximizar a excursão linear. Dessa forma, quando apenas o campo de polarização atua sobre os sensores, a saída da ponte será um nível CC de 180 mV.

3. PROJETO DO AMPERÍMETRO

Aplicando-se a lei de Biot-Savart a um condutor retilíneo percorrido por uma corrente I , tem-se que o campo magnético H , medido a uma distância r do condutor, é dado por

$$H = \frac{I}{500r}, \quad (1)$$

onde I é a corrente elétrica em amperes, r é a distância entre o condutor e o sensor em metros e H é o campo magnético em oersteds (1 Oe = 1000/4 π A/m).

Percebe-se de (1) que a utilização de somente um sensor GMR não é suficiente, pois é necessário conhecer a distância r para estimar a corrente elétrica I . Assim, foi proposta uma configuração com dois sensores GMRs [5], mantidos a uma

distância fixa e conhecida um do outro ($d = 3$ cm), além de um ímã permanente que gera o campo magnético de 40 Oe, conforme ilustrado na figura 1. Medindo-se a tensão gerada por ambos os sensores GMR é possível estimar a corrente I , independentemente da distância do condutor aos sensores, e também estimar a própria distância r_1 até o condutor.

Projetou-se e implementou-se o circuito eletrônico de condicionamento e leitura apresentado na figura 2, o qual foi duplicado de modo a atender a ambos os sensores GMR empregados no amperímetro, GMR₁ e GMR₂. O circuito eletrônico tem as funções de alimentar o sensor GMR com uma corrente contínua de 2 mA (fonte de corrente baseada no amplificador operacional LM741), bem como de ler a tensão diferencial de saída da ponte e amplificá-la em 50 vezes (amplificador de instrumentação INA129, com ganho definido pelo resistor de 1 k Ω). O nível de tensão de -9 V permite obter uma tensão de saída V_{out} nula, quando $H = 40$ Oe (campo de polarização). Assim, para uma corrente de 0 A no fio, haverá uma saída de 0 V.

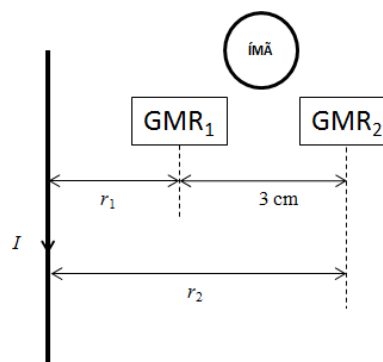


Figura 1. Diagrama esquemático do amperímetro sem contato baseado em 2 sensores GMR.

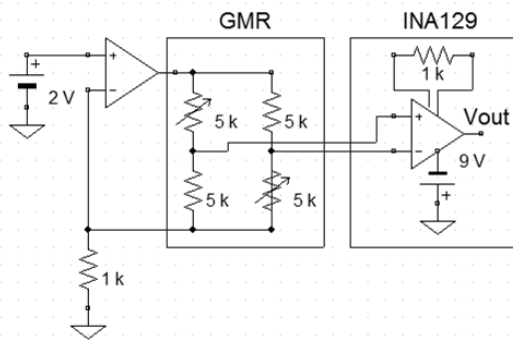


Figura 2. Diagrama esquemático do circuito eletrônico de condicionamento do sensor GMR.

Considerando a corrente elétrica I que se deseja medir e a presença do ímã permanente, tem-se que o campo magnético H_n resultante em oersteds aplicado aos 2 sensores GMR, dispostos a distâncias r_n do condutor, pode ser escrito como

$$H_n = \frac{I}{500r_n} + 40, \quad (2)$$

onde $n = 1$ ou 2 indica a qual sensor (GMR₁ ou GMR₂) a expressão se refere. Considerando a sensibilidade dos GMR, a tensão de saída de cada sensor em volts será

$$V_{GMRn} = 4,5 \times 10^{-3} H_n. \quad (3)$$

As tensões de saída em volts dos circuitos de condicionamento podem ser escritas como

$$V_{outn} = 50V_{GMRn} - 9. \quad (4)$$

Assim, pode-se obter a tensão de saída de cada circuito em função da corrente elétrica I ,

$$V_{outn} = \frac{0,45 \times 10^{-3} I}{r_n} = \frac{kI}{r_n}. \quad (5)$$

Considerando que $r_2 = r_1 + d$, pode-se obter estimativas para a corrente elétrica I e para a distância r_1 de acordo com

$$I = \frac{V_{out1}V_{out2}d}{k(V_{out1}-V_{out2})} \text{ e } r_1 = \frac{V_{out2}d}{(V_{out1}-V_{out2})}. \quad (6)$$

4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Aplicaram-se correntes I conhecidas ($I_{nominal}$) e mediram-se as saídas V_{out1} e V_{out2} dos circuitos desenvolvidos, a partir das quais se calculou a corrente correspondente $I_{calculada}$. Para estudar o efeito da histerese e eventuais outras flutuações, foram feitos três ciclos de medição, com a corrente elétrica inicialmente em 0 A, na sequência aumentada até 3,5 A, posteriormente reduzida até -3,5 A e por fim aumentada até 0 A, em passos de 0,5 A. A figura 3 apresenta o resultado da estimativa da corrente $I_{calculada}$ a partir das tensões V_{out1} e V_{out2} , em função de seus respectivos valores nominais $I_{nominal}$.

Os resultados obtidos indicam que os valores calculados são satisfatoriamente próximos dos nominais, com incerteza expandida de $\pm 0,53$ A (95,45% de confiança). Por sua vez, o valor médio estimado para a distância r_1 foi $1,04 \text{ cm} \pm 0,05 \text{ cm}$, consistente com o ensaio realizado.

5. CONCLUSÕES

O protótipo de amperímetro CC sem contato apresentado e testado neste artigo corroborou a viabilidade da utilização de sensores GMR, embora ainda sejam necessários aperfeiçoamentos no circuito eletrônico de condicionamento.

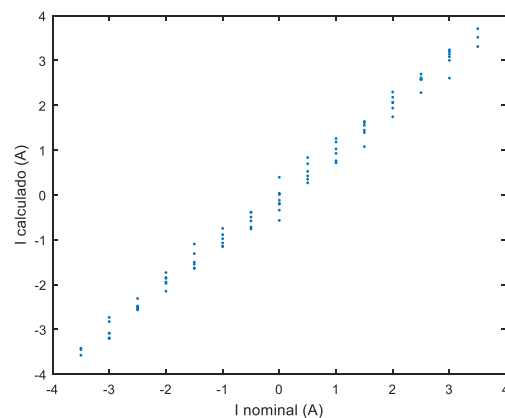


Figura 3. Resultados experimentais do amperímetro sem contato, mostrando o

espalhamento devido à histerese dos sensores GMR e a outros fatores.

Este amperímetro tornará possível medir a corrente elétrica em condutores de maneira mais prática que os amperímetros comerciais, convencionais ou do tipo alicate. O amperímetro GMR necessita simplesmente ser aproximado do condutor, estimando simultaneamente a corrente elétrica e a distância. Futuramente, utilizar-se-ão sensores GMR de maior sensibilidade, para melhorar a resolução do sistema. Além disso, os circuitos eletrônicos serão aperfeiçoados para minimizar as flutuações ainda existentes.

6. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem pelo apoio financeiro fornecido por CNPq, FINEP e FAPERJ.

7. REFERÊNCIAS

- [1] Ripka P 2010 *Meas. Sci. Technology* **21** 1-23
- [2] Ripka P and Janošek M 2010 *IEEE Sens. J.* **10(6)** 1108-16
- [3] Robbes D 2006 *Sens. Actuators A* **129(1-2)** 86-93
- [4] Tian Y and Yan S 2013 *Science China: Physics, Mechanics & Astronomy* **56(1)** 2-14
- [5] Stefani Filho C L and Barbeta V B 2001 *Revista Pesquisa & Tecnologia FEI* **21** 14-1

Anexo 2 Artigo IMEKO 2017

A contactless ammeter based on GMR magnetometers

C Schuina Neves¹, D P Magalhães², C R Hall Barbosa¹, E C Oliveira¹

¹ Postgraduate Program in Metrology, ² Department of Electrical Engineering,
Pontifical Catholic University of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 22541-900, Brazil

E-mail: camilaschuina@aluno.puc-rio.br

Abstract. This work presents a contactless ammeter prototype based on GMR magnetometers, able to measure direct and alternating electrical currents. Two techniques were used to solve the inverse problem, which is, given the output voltages of the GMR sensors, to estimate the electric current flowing through the conductor - nonlinear curve fitting and artificial neural networks. The performance of both techniques was compared based on the standard uncertainty of the data calculated by each one. The results obtained with the neural networks are significantly better.

Introduction

Ammeters are instruments whose purpose is the measurement of electric currents in conductors. Being essential for various applications in the industry, they can be of several types, depending on the physical principle used for their implementation and on the need to interrupt the circuit for the current to be measured [1] [2] [3].

It is expected that the developed ammeter prototype will perform measurements of direct and alternating currents with high resolution, in relation to the present clamp ammeters based on coils and Hall Effect sensors. The proposed system, initially presented in [2] [3], was developed with the purpose of also estimating the distance between the sensor and the conductor.

The main purpose in this work is to compare the performance of the technique used to solve the inverse problem that is needed to estimate the current previously presented in [3] (non-linear curve fitting) with artificial neural networks (ANN).

This paper is presented as follows: Section 2 presents the operating principle of giant magnetoresistance (GMR) sensors and how to use them to build an ammeter. Section 3 shows step by step how the data was acquired, pre-processed and selected. The computational results are described in Section 4. At last, Section 5 presents the conclusions.

Concepts

The following sections explain the operating principle of GMR magnetometers and how they are applied to the measurement of electric currents.

Giant magnetoresistance (GMR)

The basic operating principle of GMR is the variation of the resistance of a material as a function of an external magnetic field [4]. This variation, typically between 10 and 20%, if compared to the maximum

sensitivity of other magnetic sensors, is very large, hence the name giant magnetoresistance. Magnetoresistance can be found in classical semiconductors and particularly in magnetic semiconductors and, like the Hall Effect, has its origin in the Lorentz force [4].

Although a single resistance can be used as a sensor element, the Wheatstone bridge configuration is a good recommendation because, in this topology, it is possible to obtain a differential voltage output as a function of the resistance variation [4] with lower influence of external factors such as temperature.

In the development of this project it was used a commercial GMR, in the form of integrated circuit, model AA005-02, manufactured by NVE Corporation [5]. The topology of the transducer is a Wheatstone half-bridge, having two magnetically shielded GMRs and two GMRs that are sensitive to the magnetic field. Without the presence of an external magnetic field the bridge is balanced and the output of the bridge is zero. In the presence of an external magnetic field, the field-sensitive GMRs change their values, unbalancing the bridge and generating a voltage difference between pins 5 and 1. The output signal of the bridge is directly proportional to the supply voltage/current, with a typical sensitivity of 0.45 mV/V/Oe.

GMR based ammeter

An electric current passing through a wire generates a circular magnetic field around it whose intensity varies with the intensity of the current and with the distance from the conductor to the measuring point [1]. By applying the Biot-Savart law to a straight conductor, it is observed that the magnetic field H , measured at a distance r_1 from the conductor, is given by

$$H = \frac{I}{500r_1}, \quad (1)$$

where I is the electric current in amperes, r_1 is the distance between the conductor and the sensor in meters and H is the magnetic field in oersteds ($1 \text{ Oe} = 1000/4\pi \text{ A/m}$).

Analyzing (1) it is noticed that the use of only one GMR sensor is not sufficient, since it is necessary to know the distance r_1 to estimate the electric current I . Thus, a configuration has been previously proposed with two GMR sensors [2] [3], separated by a fixed distance ($D = 3 \text{ cm}$), in addition to a permanent magnet that generates the magnetic field of 15 Oe (so that the sensor operates in its linear range), as shown in Figure 1.

By measuring the voltage generated by both GMR sensors it is possible to estimate the current I , regardless of the distance r_1 of the conductor from the sensors, and also estimate the distance r_1 between the sensor GMR₁ and the conductor.

The electronic conditioning and reading circuit shown in Figure 2 was designed and implemented. The electronic circuit has the functions of feeding the GMR sensors with a DC current of approximately 3 mA (current source based on the LM741 operational amplifier), as well as reading the differential output voltage of the bridge and amplifying it by 50 times (instrumentation amplifier INA129, with gain defined by the 1 kΩ resistor). The offset voltage level of -5.0625 V allows a zero output voltage, V_{out} , to be obtained when $H = 15 \text{ Oe}$ (polarization field). Thus, for a current of 0 A in the wire, there will be an output of 0 V.

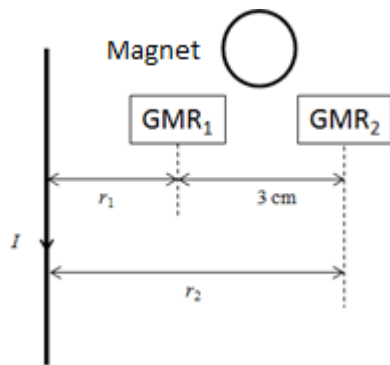


Figure 1. Schematic diagram of the ammeter.

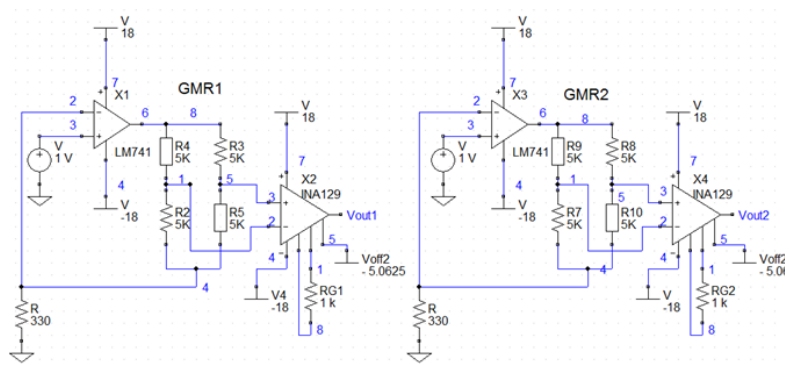


Figure 2. Schematic diagram of the electronic conditioning circuit of GMR magnetometers.

Acquisition, pre-processing and selection of data

To observe the effect of the hysteresis and any other fluctuations, ten tests with currents varying between -3 A and 3 A were performed in steps of approximately 0.2 A. The result of the ten test cycles can be seen in Figures 3 and 4, containing 602 electrical current values and the respective GMR output voltages.

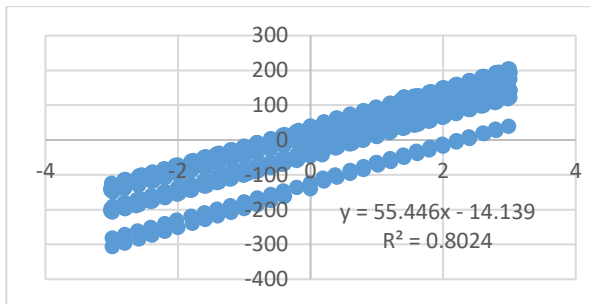


Figure 3. Results of the ten test cycles for GMR 1.

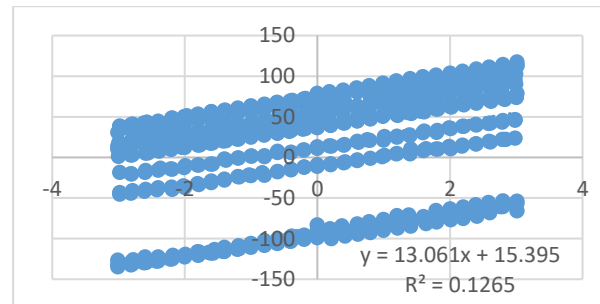


Figure 4. Results of the ten test cycles for GMR 2.

To minimize sensor errors, in order to measure more consistent data, the data were acquired using an A/D converter, model NI-USB 6001, with 14 bits resolution. In eight tests, for each sensor, an acquisition frequency of 10 kHz was used, with measurements taken every 2 s and, in two tests, with a frequency of acquisition of 6 kHz, and measurements taken every 3 s.

Observing Figures 3 and 4 it is possible to observe a drift of the signal, probably caused by the temperature effect or other external interferences. To solve this problem, and to remove the signal offset, the linear coefficient of the estimated trend lines for each test was excluded. Figures 5 and 6 show the final data set.

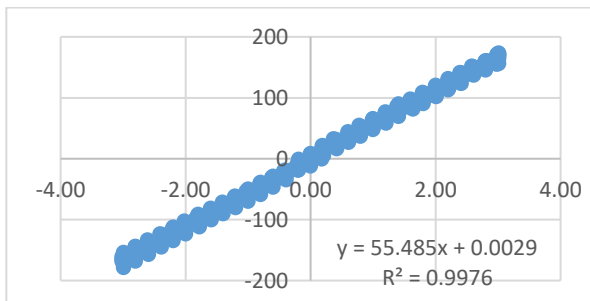


Figure 5. Final selected data for GMR 1.

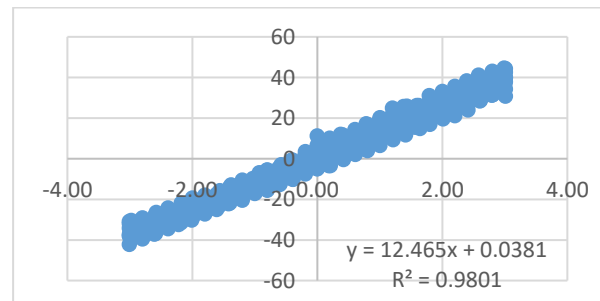


Figure 6. Final selected data for GMR 2.

Inverse Problem

As the objective is the development of an ammeter, it is necessary to solve the inverse problem, which is, given the output voltages of the GMR sensors, measured by the data acquisition system, to estimate the electric current flowing through the conductors. For that, two techniques were used: nonlinear curve fitting and artificial neural networks. The following subsections present the details of each of the techniques.

Artificial Neural Networks

A two-layer feed-forward network, with sigmoidal transfer function in the hidden layer and linear transfer function in the output layer was created using Matlab's Neural Network Fitting Tool.

The final data set described in section 3 was randomly divided in training, validation and testing, respectively 70%, 20% and 10% of the data. The network was trained with Levenberg-Marquardt backpropagation algorithm. Training automatically stops when generalization stops improving, as indicated by an increase in the mean squared error of the validation samples. The training continued until the validation error failed to decrease for six iterations (validation stop) [6].

In order to determine the optimal number of neurons in the hidden layer, 5000 networks were trained, with the number of hidden neurons varying from one to fifty. For each number of neurons, a hundred networks were trained and it was calculated mean RMSE for training and validation. After repeating these tests five times, it has been obtained an average RMSE around 68-78 mA and a maximum improvement with the number of neurons around 8 mA.

Considering the results obtained above, a small number of neurons in the hidden layer already presents satisfactory results to solve the proposed problem. Thus, the tests were performed using 5 and 10 neurons in the hidden layer. For each number of neurons, the neural networks were trained 50 times, and the one with best validation RMSE was chosen for testing. The following steps show the performance results for both networks.

The regression analysis in Figures 7 and 8 show that the data estimated for the network are strongly correlated with the experimental data, with values of R higher than 0.999 for validation, training and testing, for both network configurations.

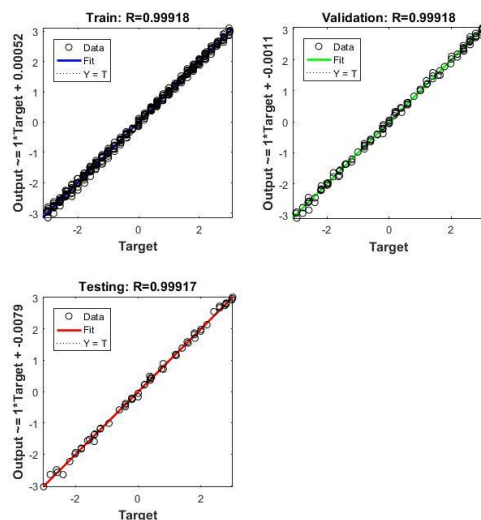


Figure 7. Regression analysis for a network with 5 neurons in the hidden layer.

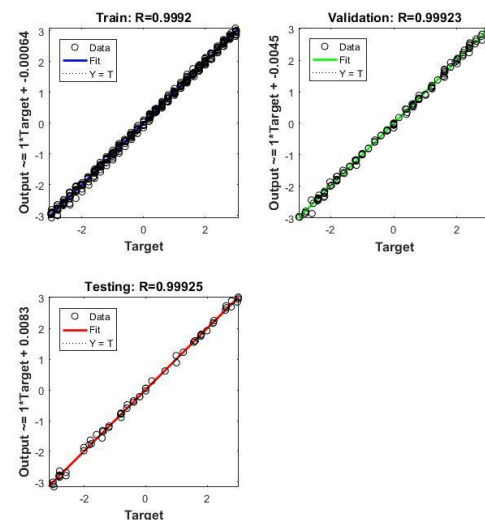


Figure 8. Regression analysis for a network with 10 neurons in the hidden layer.

At last, the test root mean squared error was calculated (Table 1) for each network. The network can predict the electrical current value, given the GMRs voltage values, with high accuracy, with errors around 71 – 76 mA.

Table 1. Test RMSE vs Hidden layer neurons

Hidden layer neurons	Test RMSE [A]
5	0.07176
10	0.07672

Nonlinear curve fitting

To solve the nonlinear curve fitting problem, described below, it was used Matlab's function "lsqcurvefit", which adjusts the parameters of the problem, minimizing the error between the theoretical and experimental data. Given the arrangement of the system, the output voltages of the circuit can be deduced from the electric current and several parameters. For a specific sensor n , equations (2) to (5) present a step-by-step calculation of the output voltage in the circuit (V_n) as a function of current (I), sensor sensitivity (K_n), the distance between the sensor and the conductor (r_n), the magnetic field related to the permanent magnet (H_{0n}), the offset voltage in the sensor due to internal factors (V_{0n}), the INA gain (G_n) and the offset voltage (V_{offn}) of the INA. In the equations below, H_n represents the magnetic field at which the sensor is located and V_n represents the output voltage of the circuit, which is measured by the data acquisition system.

$$H_n = \frac{I}{2\pi r} + H_{0n} \quad (2)$$

$$V_{n_{GMR}} = K_n H_n + V_{0n} \quad (3)$$

$$V_n = V_{n_{GMR}} G_n + V_{offn} \quad (4)$$

$$V_n = \left[K_n \left(\frac{I}{2\pi r} + H_{0n} \right) + V_{0n} \right] G_n + V_{offn} \quad (5)$$

By means of the data and the analytical equation, the "lsqcurvefit" function of Matlab estimates the values of the parameters that best fit the problem, in order to generate a function that follows the phenomenon and is better approximated to the experimental data, in terms of the mean squared error. For this, it is necessary to choose initial values for the parameters to be optimized, as well as limits (upper and lower) for the parameters, as indicated in Table 2.

Table 2. Parameters for the nonlinear curve fitting algorithm.

Parameter	Initial value	Lower Limit	Upper limit
K_1 and K_2	6.75 mV/Oe	6.75 mV/Oe	9.75 mV/Oe
r_1	0.01 m	0.008 m	0.012 m
r_2	0.04 m	0.038 m	0.042 m
H_{01} and H_{02}	15 Oe	13.5 Oe	16.5 Oe
V_{01} and V_{02}	0 V	-100 mV	100 mV
G_1 and G_2	50	49	51
V_{off1} and V_{off2}	-5.0625 V	-6 V	$+\infty$ V

The data were processed and the optimal parameters found, as indicated in Table 3, and used to calculate equations (6) and (7) of the output voltage in the circuits as a function of the current in the conductor and the distance r_1 to the sensor 1.

Table 3. Optimal parameters found by the curve fitting algorithm.

Parameter	Optimal value
K_1	6.7500 mV/Oe
K_2	6.7500 mV/Oe
r_1	1.1929 cm
r_2	4.200 cm
H_{01}	15.0470 Oe
H_{02}	14.5058 Oe
V_{01}	6.5 mV
V_{02}	35.6 mV
G_1	49.0273
G_2	49.0000
V_{off1}	-4.9799 V
V_{off2}	-4.7995 V

Finally, in order to verify the reliability of the system, the respective current values were calculated for the different output voltage values of the GMRs obtained in section 3. Figure 9 shows the graph of the measured points, where the horizontal axis represents the nominal current values and the vertical axis represents the current values calculated by means of equations (6) and (7).

$$V_1 = 0.6619 \cdot \frac{I}{r_1} + 0.0029 \quad (6)$$

$$V_2 = 0.6615 \cdot \frac{I}{r_1 + 0,03} + 0.0087 \quad (7)$$

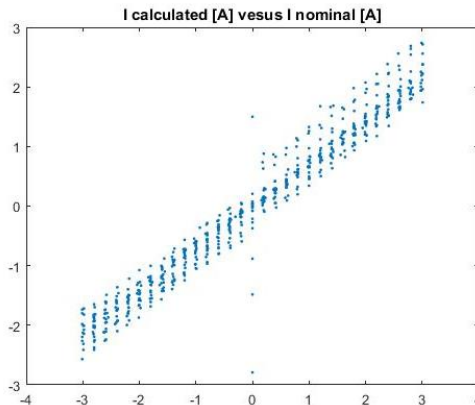


Figure 9. Nominal vs calculated current values.

Discussion and conclusions

The performance of both techniques was compared based on the standard uncertainty of data calculated by each one, as given by Table 4.

Table 4. Uncertainty of the inverse problem solution methods.

	Uncertainty [A]
Nonlinear regression	± 0.54006
ANN with 5 neurons	± 0.07133
ANN with 10 neurons	± 0.07052

The results indicate that the artificial neural networks technique fits much better the solution of this problem. In future works we intend to study the effects of temperature and to magnetically isolate the sensor, as well as improvements in the conditioning circuit, in order to eliminate the drifts and interferences observed and obtain more consistent data, so as to improve the obtained uncertainty.

Acknowledgments

The authors would like to thank the Brazilian agencies CNPq, FAPERJ and FINEP for the financial support in the development of this research.

References

- [1] P. Ripka, "Electric current sensors: A review," *Measurement Science and Technology*, p. 23, 2010.
- [2] C. L. S. Filho and V. B. Barbeta, "Amperímetro DC não invasivo utilizando sensor GMR," *Revista Pesquisa & Tecnologia FEI*, vol. 21, p. 5, 2001.
- [3] C. R. H. Barbosa, M. C. Carvalho, C. Schuina, E. C. Silva and L. A. P. Gusmão, *Amperímetro sem contato baseado em sensores GMR*, Bento Gonçalves, RS, 2015.
- [4] R. Cándid, C. María-Dolores and R. M. Diego, "Magnetic field sensors based on Giant Magnetoresistance (GMR) technology: Applications in electrical current sensing," *Sensors*, vol. 9, p. 24, 2010.
- [5] N. Corporation. [Online]. Available: http://www.nve.com/Downloads/analog_catalog.pdf. [Accessed 20 11 2015].
- [6] MATLAB, "MathWorks," [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/nnet/gs/fit-data-with-a-neural-network.html> . [Accessed 15 01 2017].

Anexo 3 Artigo CBM 2017

GMR Sensors and Neural Networks Applied to the Contactless Measurement of Direct Electrical Currents

C Schuina¹, D P Magalhães² and C R Hall Barbosa¹

¹Postgraduate Program in Metrology, ² Department of Electrical Engineering,
Pontifical Catholic University of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 22541-900, Brazil

E-mail: hall@puc-rio.br

Abstract. Clamp ammeters based on coils are restricted to the measurement of alternating currents, through the associated magnetic field. There are also commercial versions able of measuring direct currents, based on Hall effect sensors. This manuscript presents improvements of a previously presented prototype of a contactless ammeter based on commercial giant magnetoresistance magnetometers, associated with neural networks for signal processing, able to measure direct electrical currents and to infer the distance between the sensor and the electrical current conductor.

1. INTRODUCTION

There are several types of ammeters applicable for measurement of electric currents in conductors, depending on their physical principle and on the need to interrupt the circuit for the current to be measured [1]. The goal of the present development is to perform measurements of direct currents with high resolution, in relation to clamp ammeters based on Hall effect sensors. The system, initially presented in [2-4], is able to also estimate the distance between the sensor and the conductor. The present work enhances the previous prototypes, by replacing the permanent magnet used to polarize the GMR sensors by a solenoid, and by employing artificial neural networks to estimate currents and distances.

Section 2 presents the design of the ammeter and its electronic circuit. Section 3 presents the measurement and processing of experimental data. The inverse problem solution based on neural networks is described in Section 4. At last, Section 5 presents the conclusions.

2. GMR BASED AMMETER

2.1. GMR SENSORS

A GMR sensor is characterized by the large variation of its resistance as a function of an external magnetic field [5], typically between 10 and 20%. This project is based on the GMR AA005-02, manufactured by NVE Corporation. The topology of the sensor is a Wheatstone half-bridge, having two magnetically shielded GMRs and two GMRs that are sensitive to the magnetic field, all in the same SOIC integrated circuit.

Without the presence of an external magnetic field the bridge is balanced and the output of the bridge is zero. In the presence of an external magnetic field, the field-sensitive GMRs change their values, unbalancing the bridge and generating a differential voltage output.

The output signal of the bridge is directly proportional to the supply voltage/current, with a typical sensitivity of 0.45 mV/V/Oe and a linear region ranging from 10 Oe to 70 Oe.

2.2. AMMETER REQUIREMENTS

The goal of the ammeter under development is to measure electric currents in the range of -20 A to 20 A, passing through electrical conductors at close distance, from 1 cm up to 4 cm. An electric current passing through a wire generates a circular magnetic field around it that varies with the intensity of the current and with the distance from the conductor to the measuring point. By applying the Biot-Savart law to a straight conductor it is observed that the magnetic field H , generated is given by

$$H = \frac{I}{500r_1} \quad (1)$$

where I is the electric current in amperes, r_1 is the distance between the conductor and the sensor in meters and H is the magnetic field in oersteds ($1 \text{ Oe} = 1000/4\pi \text{ A/m}$). Considering the values for current and distance above indicated, the maximum magnetic field to be measured by the GMR sensors is 4 Oe. For comparison purposes, the Earth's magnetic field is about 0.5 Oe.

2.3. AMMETER DESIGN

As the GMR sensor behavior around $H = 0 \text{ Oe}$ is highly non-linear, it is necessary to apply a DC biasing magnetic field so that the sensors operate in their linear region. In the previous versions of the ammeter, this biasing field was generated by a permanent magnet, but it was quite difficult to control precisely its value. The present design uses a solenoid with 10 turns and 1.5 A to generate a biasing field of 16 Oe, so as to provide a dynamic range of $\pm 6 \text{ Oe}$ in the linear region with high accuracy and stability.

Also, the use of only one GMR sensor is not sufficient, as it is necessary to know the distance r_1 to estimate the electric current I . Thus, the ammeter is based on two GMR sensors separated by a fixed distance ($D = 3 \text{ cm}$), in addition to the solenoid above described that generates the biasing magnetic field, as shown in Figure 1.

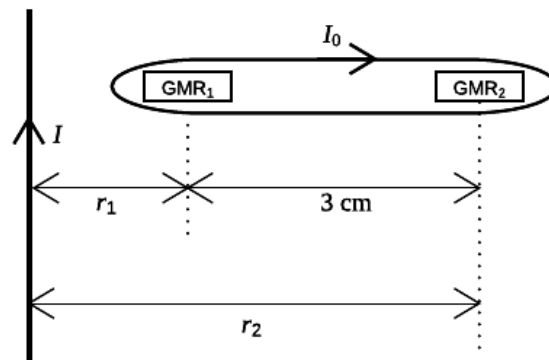


Figure 1. Schematic diagram of the ammeter.

By measuring the voltage generated by both GMR sensors it is possible to estimate the current I and also estimate the distance r_1 between the sensor GMR1 and the conductor.

2.4. ELECTRONIC CIRCUIT

The electronic conditioning and reading circuit shown in Figure 2 was designed and implemented. The electronic circuit has the functions of feeding the GMR sensors with a DC current of approximately 3 mA (current source based on the LM318 operational amplifier), as well as reading the differential output voltage of the bridge and amplifying it by 50 times (instrumentation amplifiers INA129, with gain defined by the 1 k Ω resistor).

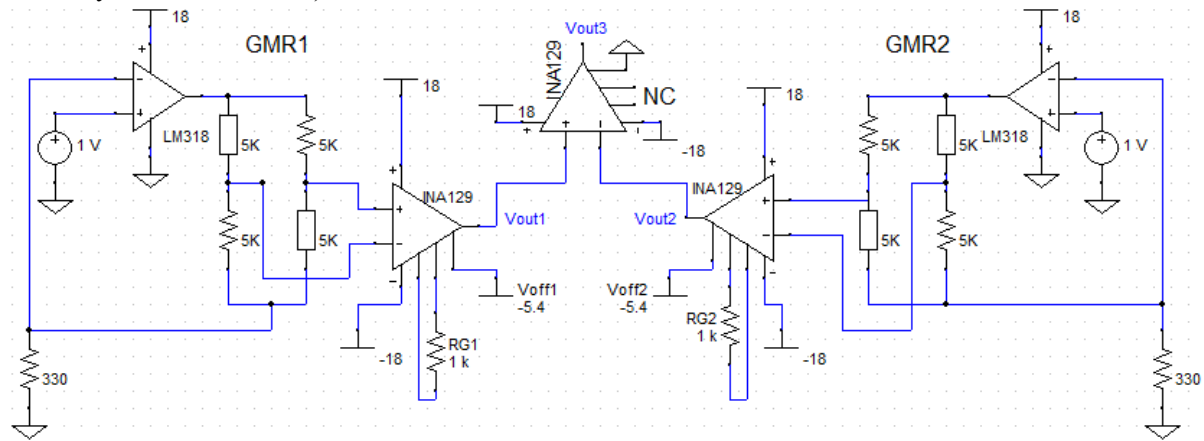


Figure 2. Schematic diagram of the electronic conditioning circuit of GMR magnetometers.

The offset voltage level of -5.4 V allows a zero output voltage, V_{out} , to be obtained when $H = 16$ Oe (polarization field). Thus, for a current of 0 A in the wire, there will be an output of 0 V. To minimize the effect of external interferences and improve the ANN performance, a differential reading of the sensors outputs is also made, by the third INA129 indicated in Figure 2.

3. EXPERIMENTAL DATA

To observe the effect of the hysteresis and any other fluctuations, 15 tests with currents varying between -3 A and 3 A were performed, in steps of 0.2 A. The tests were performed with five different distances r_l , from 1.0 to 2.1 cm, with three repetitions for each distance.

The data were acquired using an A/D converter, model NI-USB 6229, with 16 bits resolution and measurements taken every 2 s with 5 kHz acquisition frequency.

It was observed a variation on the offset of the signals, probably caused by external interferences. To correct this problem, the linear coefficient of the estimated trend lines for each test was excluded. The results for two distances (1.0 and 2.1 cm) can be seen in figure 3, containing the electrical current values and the respective output voltages.

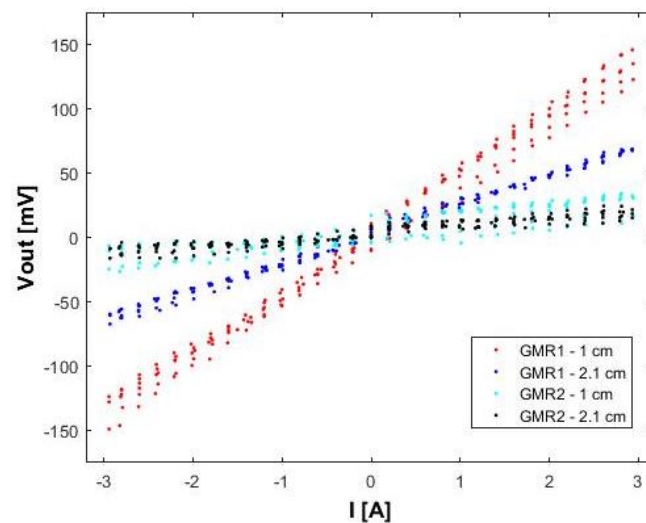


Figure 3. Data set for two distances.

4. INVERSE PROBLEM

As the objective is the development of an ammeter, it is necessary to solve the inverse problem, which is, given the output voltages of the GMR sensors, measured by the data acquisition system, to estimate the electric current flowing through the conductors and the distance r_1 . For that, two artificial neural networks (ANN) were used. The following subsections present the details of each one.

4.1. ESTIMATION OF ELECTRIC CURRENT

A two-layer feed-forward network, with sigmoidal transfer function in the hidden layer and linear transfer function in the output layer was created using Matlab's Neural Network Fitting Tool. The final data set described in section 3, plus the differential reading, was randomly divided into training, validation and testing, respectively 70%, 20% and 10% of the data. The network was trained with Levenberg-Marquardt algorithm. Training process stops when generalization stops improving, as indicated by an increase in the mean squared error (MSE) of the validation samples [6]. The tests were performed using 20 neurons in the hidden layer. The ANN was trained 50 times, and the one with best validation Root Mean Squared Error (RMSE) was chosen for testing.

The regression analysis in figure 4 shows that the data estimated by the neural networks are strongly correlated with the experimental data with R (correlation coefficient) higher than 0.96. At last, the test RMSE was calculated. The network can predict the electric current value, given the GMRs voltage values, with reasonable accuracy, with an RMSE of 0.327 A.

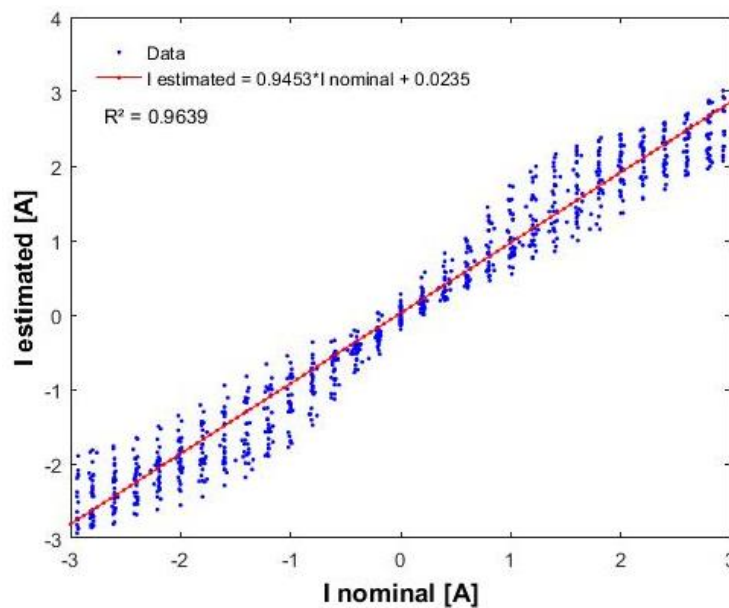


Figure 4. Regression analysis.

4.2. ESTIMATION OF DISTANCE

A two-layer feed-forward network, with sigmoidal transfer function in the hidden layer and softmax transfer function in the output layer was created using Matlab's Neural Network Pattern Recognition and Classification Tool. The input variables are the same described in section 3, plus the electric current values, in a total of 3 inputs. However, as the distance can't be estimated when $I = 0$, these values were excluded from the final data set. After that, the new data set was randomly divided into training, validation and testing, respectively 70%, 20% and 10% of the data. The network was trained with scaled conjugate gradient algorithm. Training process automatically stops when generalization stops improving [6]. The tests were performed using 20 neurons in the hidden layer. The ANNs were trained 10 times, and the one with best percent of correctly classified cases was chosen.

Even though this ANN originally performs a classification between 5 measured distances, it is still possible to calculate the error between the actual distances and the classified distances. When using the actual current values as inputs the RMSE for the distance was 0.29 cm and, when using the current values estimated by the first ANN, this RMSE error increases slightly to 0.39 cm.

5. DISCUSSION AND CONCLUSIONS

The prototype described in this paper, as expected, presents a better performance than the one in [3], but it is less accurate than the one in [4]. This behavior can be explained by the inclusion of different distances and the interferences observed in the GMR2 signal.

In future works it is predicted to magnetically isolate the sensor, as well as improve the conditioning circuit, in order to eliminate the offset variations and interferences observed and obtain more consistent data, so as to improve the obtained uncertainty and RMSE.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors thank for the financial support provided by CNPq, FINEP and FAPERJ.

References

- [1] Ripka P 2010 *Meas. Sci. Technology* **21** 1-23.
- [2] Stefani Filho C L and Barbeto V B 2001 *Revista Pesquisa & Tecnologia FEI* **21** 14-18.

- [3] Carvalho M C, Schuina S, Barbosa C R H, Silva E C and Gusmão L A P, "Contactless Ammeter Based on GMR Sensors", *Proc. CBM 2015* Bento Gonçalves.
- [4] Schuina C, Magalhães D P, Barbosa C R H, Oliveira E C, "A contactless ammeter based on GMR magnetometers", *Proc. IMEKO 2017*, Rio de Janeiro.
- [5] Cândid R, Maria-Dolores C and Diego R M 2010 *Sensors* **9** 24.
- [6] MATLAB, "MathWorks," [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/nnet/gs/fit-data-with-a-neural-network.html> . [Accessed 15 01 2017].