

Fábio Matys Cardenuto

**ESTUDO E APLICAÇÃO DE SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO
AMR EM BAIXA FREQUÊNCIA**

Dissertação submetida ao Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do Grau de
Mestre em Engenharia Elétrica
Orientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela
Coorientador: Prof. Patrick Kuo-Peng

Florianópolis
2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor, através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Cardenuto, Fabio Matys

Estudo e aplicação de sensor de campo magnético AMR em baixa frequência / Fabio Matys Cardenuto ; orientador, Nelson Jhoe Batistela Batistela, coorientador, Patrick Kuo-Peng, 2019.
120 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

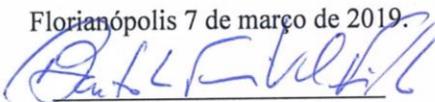
1. Engenharia Elétrica. 2. Eletromagnetismo e dispositivos eletromagnéticos. 3. Medição de campo magnético com sensor AMR. I. Batistela, Nelson Jhoe Batistela. II. Kuo-Peng, Patrick . III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Fábio Matys Cardenuto

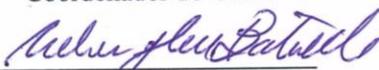
ESTUDO E APLICAÇÃO DE SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO AMR EM BAIXA FREQUÊNCIA

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Florianópolis 7 de março de 2019.



Prof. Bartolomeu Uchôa Filho, Dr.
Coordenador do Curso



Prof. Nelson Jhoé Batistela, Dr.
Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.
Coorientador

Universidade Federal de Santa Catarina

Banca Examinadora:



Prof. Pedro Armando da Silva Júnior, Dr.
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina



Prof. Sandro Carlos Lima, Dr.
Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina



Prof. Laurent Didier Bernard, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado à minha Mãe e ao meu Pai (*in memoriam*) os quais têm, e sempre terão, mérito em tudo que alcancei e no que ainda almejo alcançar.

AGRADECIMENTOS

Este trabalho é resultado de grande esforço e contou com o apoio, incentivo e colaboração de muitas pessoas. Pessoas as quais, neste momento, gostaria de mencionar e agradecer.

Agradeço inicialmente à minha família, os quais sempre me incentivaram e motivaram, incentivo e motivação esses que foram combustível para a conclusão de mais esta etapa.

Em especial agradeço a minha Mãe Ivone e ao meu Pai Luiz (*in memoriam*), com os quais aprendi valores os quais são o alicerce de tudo que construo, pelo exemplo, pela confiança, pela motivação e pelo apoio irrestrito em toda as etapas da minha vida.

Agradeço à minha Irmã Raquel e a minha Tia Krystyna por serem fonte de inspiração e motivação para os desafios enfrentados durante a vida, em especial na vida acadêmica.

Ao Tio Hélio (*in memoriam*) pelo apoio e motivação em toda a vida e pela especial dedicação no início do meu processo de alfabetização, alicerce para a conclusão de mais esta etapa.

Aos professores do GRUCAD pela dedicação à difícil tarefa de propagar o conhecimento, em especial ao meu orientador, Prof. Dr. Nelson Jhoe Batistela pelo apoio e confiança na elaboração deste trabalho

Ao amigo e colega, Ricardo de Araújo Elias, pela especial motivação e apoio em todas as etapas, desde o fim da graduação até a conclusão desta dissertação.

Ao amigo e colega, Carlos Wengerkievicz, pela especial motivação e apoio nas etapas finais deste trabalho.

Aos amigos e parceiros Robson Guimaraes e Dyhego Silveria pela amizade e bons momentos, em especial pela constante motivação e incentivo para finalização de mais este desafio.

Aos amigos e colegas do LAESP, Helton dos Santos, Idiara Pitta, André, Benjamin Mailhé e demais colegas com os quais convivi e compartilhei bons momentos e que sempre estiveram à disposição para boas conversas e discussões produtivas

Aos técnicos administrativos da UFSC pelo apoio prestado ao longo do curso, em especial ao Wilson e Marcelo da secretaria do PPGEEL, à Celly de Mello, do GRUCAD e ao Cristian Mazzolla, técnico do LABMAQ.

À empresa Embraco e ao laboratório LabMat que em parceria com o GRUCAD ofertaram apoio financeiro durante o primeiro ano da pós-graduação.

Ao INEP pela confecção das placas de circuito impresso utilizadas na montagem do aparato experimental, em especial ao servidor Antônio Luiz S. Pacheco.

Agradeço aos que mesmo não sendo citado neste momento contribuíram de alguma forma para a conclusão deste trabalho. Durante o período acadêmico convivemos com um grande número de pessoas, desde as primeiras disciplinas do PGEEL à conclusão da dissertação, pessoas que mesmo não mencionadas, mas que de forma direta ou indireta participaram da construção deste trabalho.

A todos, meus sinceros e verdadeiros agradecimentos.

A competitividade de um país não começa nas indústrias ou nos laboratórios de engenharia. Ela começa na sala de aula.

(Lee Iacocca)

RESUMO

Este trabalho de dissertação tem como objetivo o estudo e a aplicação de sensores de campo magnético do tipo AMR (*Anisotropic MagnetoResistance*). O princípio de funcionamento é brevemente apresentado, abordando o efeito magnetorresistivo, o magnetorresistor elementar, a estrutura *barber pole*, a ponte de Wheatstone formada por magnetorresistores, partes que compõe sensores AMR integrado. O sensor integrado escolhido para o desenvolvimento experimental da dissertação foi o circuito integrado HMC1053 fabricado pela Honeywell. O trabalho propõe circuitos eletrônicos adicionais necessários à aplicação do sensor AMR integrado, apresentando as etapas de projeto e de desenvolvimento dos circuitos de controle e de condicionamento, desde de um circuito eletrônico para fornecer uma alimentação estabilizada até a amplificação dos sinais provenientes do HMC1053. O sistema com o sensor AMR desenvolvido e implementado é aplicado para a medição de velocidade em motores de indução através do campo magnético externo e na medição da componente tangencial do campo magnético sob lâmina de aço para fins elétricos no processo de caracterização magnética de materiais.

Palavras-chave: Magnetorresistor. Sensor AMR. Medição de Campo Magnético.

ABSTRACT

This dissertation aims at the study and application of magnetic field sensors of the AMR (Anisotropic Magnetoresistance) type. The principle of operation is briefly presented, addressing the magnetoresistive effect, the elemental magnetoresistor, the *barber pole* structure, the Wheatstone bridge formed by magnetoresistors, parts comprising integrated AMR sensors. The integrated sensor chosen for the experimental development of the dissertation was the integrated circuit HMC1053 manufactured by Honeywell. The work proposes additional electronic circuits necessary for the application of the integrated AMR sensor, presenting the design and development stages of the control and conditioning circuits, from an electronic circuit to provide a stabilized power supply, until the amplification of the signals from the HMC1053. The system with the AMR sensor developed and implemented is applied for the measurement of speed in induction motors through the external magnetic field and in the measurement of the tangential component of the magnetic field on steel for electrical purposes in the magnetic characterization process of the material.

Keywords: Magnetoresistor. AMR sensor. Magnetic Field Measuring.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Acoplamento <i>Spin-orbit</i> do AMR.....	32
Figura 2. Sensor magneto resistivo elementar.....	33
Figura 3. Variação de resistência elemento NiFe.....	33
Figura 4. Ângulo entre a corrente e o campo H.....	34
Figura 5. Variação da resistência com relação ao ângulo θ	35
Figura 6. Estrutura <i>barber pole</i>	36
Figura 7. Ponte de Wheatstone.....	37
Figura 8. Imagem microscópica de <i>barber pole</i>	38
Figura 9. Placa comercial HMC5883L.....	40
Figura 10. Diagrama interno do HMC5883L.....	41
Figura 11. Dispositivo de interface e aquisição HMC5883L.....	42
Figura 12. Disp. de interface e aquisição HMC5883, interno.....	43
Figura 13. Circuito magnético para testes do HMC5883L.....	43
Figura 14. Aquisições realizadas com o HMC5883L em 2 Hz.....	44
Figura 15. Aquisições realizadas com o HMC5883L em 10 Hz.....	45
Figura 16. <i>Package</i> HMC1053.....	47
Figura 17. Diagrama interno simplificado HMC 1053.....	47
Figura 18. Diagrama de blocos do sistema de medição.....	49
Figura 19. Diagrama esquemático do regulador de tensão.....	50
Figura 20. Curva de precisão x temperatura do REF5050.....	51
Figura 21. Topologia simplificada de um AI.....	53
Figura 22. Ganho pela frequência para o INA118.....	54
Figura 23. Diagrama esquemático do circuito de amplificação.....	55
Figura 24. Diagrama esquemático do circuito de OFFSET.....	56
Figura 25. Domínios mag. antes e depois do SET e RESET.....	57
Figura 26. Disposição da bobina de SET e RESET.....	58
Figura 27. Diagrama esquemático do circuito de SET e RESET.....	59
Figura 28. Pulso Set e Reset.....	60
Figura 29. Aquisição de sinal analógico.....	61
Figura 30. Diagrama esquemático com Filtro TLC04.....	63
Figura 31. Montagem do circuito em gabinete metálico.....	64
Figura 32. Imagem do procedimento de aferição dos sensores.....	68
Figura 33. Diagrama de blocos VI aferição.....	69
Figura 34. Gráfico constante de aferição x amplitude.....	71
Figura 35. Gráfico constante de aferição x frequência.....	72
Figura 36. Medição em 0,1 Hz, 0,5 A/m.....	75
Figura 37. Medição em 80 Hz com DC.....	77
Figura 38. Espectro de frequências do campo mag. de um MIT 80.....	80
Figura 39. Sensor de indução e amplificador de sinais.....	81

Figura 40. Placa do MIT sob ensaio.....	82
Figura 41. Ensaio do MIT em bancada	82
Figura 42. Diagrama de blocos do VI de análise da FFT	84
Figura 43. Espectro frequências a vazio 56-64 Hz.....	85
Figura 44. Espectro frequências a plena carga 50-70 Hz	86
Figura 45. Espectro frequências a vazio 0-10 Hz.....	87
Figura 46. Espectro frequências a plena carga 0-10 Hz	88
Figura 47. Conservação da componente tangencial	90
Figura 48. Vista do circuito de medição completo.....	91
Figura 49. HMC1053 e Bobina H montados nos suportes	92
Figura 50. Bancada de ensaios	93
Figura 51. Diagrama funcional da banca de ensaios	94
Figura 52. Diagrama de blocos do VI tratamento de dados	95
Figura 53. Laço histerese aço E230 a 50 Hz, 0,1 T.....	97
Figura 54. Laço histerese aço E230 a 50 Hz, 1,4 T.....	98
Figura 55. Laço histerese aço E230 a 3 Hz, 0,1 T.....	99
Figura 56. Laço histerese aço E230 a 3 Hz, 1,4 T.....	99
Figura 57. Laços BH para o aço E230 a 50 Hz	101
Figura 58. Laços BH para o aço E230 a 3 Hz	101
Figura 59. Laços BH (histerese) para o aço E230 a 500 mHz..	102
Figura 60. Gráfico de perdas totais pela indução	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Opções de sensores AMR	39
Tabela 2. Ganhos definidos para o INA118	55
Tabela 3. Aferição com varredura em amplitude e frequência... 70	
Tabela 4. Aquisição em baixa amplitude a baixa frequência	75
Tabela 5. Resultado das medições de com nível DC	77
Tabela 6. Resultados da medição de velocidade com AMR.....	88
Tabela 7. Perdas calculadas no E230 em mJ/kg	102
Tabela 8. Comparação com resultados Brockhaus em mJ/kg ..	104
Tabela 9. Resumo de características dos sensores	106

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico Digital
AI	Amplificador de Instrumentação
AMR	<i>Anisotropic Magnetoresistance</i>
AO	Amplificador operacional
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
BNC	<i>Bayonet Neill Concelman</i>
CC	Corrente contínua
CI	Circuito Integradado
CMR	<i>Colosal Magnetoresistance</i>
DC	<i>Direct Current</i>
FFT	Fast Fourier Transform
GMR	<i>Giant Magnetoresistance</i>
GND	<i>Ground</i>
GRUCAD	Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos
HDD	<i>Hard Disk Drive</i>
I2C	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
LABMAQ	Laboratório de Máquinas Elétricas
LabVIEW	Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench
LAESP	Laboratório de Acionamentos Especiais
LC	Associação de Indutor e Capacitor
MIT	Motor de Indução Trifásico
NiFe	Liga metálica de Níquel e Ferro
NPN	Junção de um Transistor Negativo-Positivo-Negativo
PCI	Placa de Circuito Impresso
RC	Associação de Resistor e Capacitor
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SST	<i>Single Sheet Tester</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
VI	<i>Virtual Intrument</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	OBJETIVOS	28
1.1.1	Objetivos específicos	28
1.2	ESTRUTURA E APRESENTAÇÃO	29
2	SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO AMR	31
2.1	MAGNETORRESISTOR ANISOTRÓPICO	31
2.2	BARBER POLE E PONTE WHEATSTONE: A ESTRUTURA FINAL DO AMR.....	35
2.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	38
3	SELEÇÃO DE DISPOSITIVOS.....	39
3.1	SENSOR HONEYWELL HMC5883L.....	40
3.2	SENSOR HONEYWELL HMC1053	46
4	CONTROLE E CONDICIONAMENTO.....	49
4.1	ALIMENTAÇÃO	50
4.2	AMPLIFICAÇÃO.....	51
4.3	AJUSTE DE OFFSET.....	55
4.4	CIRCUITO <i>SET</i> e <i>RESET</i>	57
4.5	AQUISIÇÃO DE SINAIS.....	61
4.6	FILTRAGEM ANTIRRECOBRIMENTO	62
4.7	IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO.....	63
4.8	PROCESSAMENTO E VISUALIZAÇÃO DOS DADOS...	65
5	AFERIÇÃO E TESTES DO SISTEMA.....	67
5.1	AFERIÇÃO.....	67
5.2	VANTAGENS EM RELAÇÃO AO SENSOR DE INDUÇÃO	72
5.2.1	Operação com campo magnético de baixa amplitude e baixa frequência	74
5.2.2	Operação com campo magnético com componente contínua.....	76
5.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	78

6	APLICAÇÃO DO SENSOR AMR.....	79
6.1	MEDIÇÃO DE VELOCIDADE EM UM MIT	79
6.1.1	Ensaio para a obtenção de espectros de frequência de campo magnético externo de um MIT	81
6.1.2	Análise dos resultados.....	83
6.2	APLICAÇÃO NA MEDIÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO EM AÇO ELÉTRICO EM UM SST.....	89
6.2.1	Obtenção de dados	91
6.2.2	Tratamento dados	94
6.2.3	Comparativo entre AMR e Bobina H	96
6.2.4	Ensaio de caracterização	100
6.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	104
7	CONCLUSÕES E PERPECTIVAS	105
	REFERÊNCIAS.....	109
	APÊNDICE A – Diagrama da placa de Controle e Condicionamento	113
	APÊNDICE B – Código C para implementação do HMC5883.....	115
	APÊNDICE C – Código G para análise da FFT	119
	APÊNDICE D – Código G para traçar laços BH.....	120

1 INTRODUÇÃO

Vivemos em um período de grandes avanços tecnológicos, muitos destes baseados na compreensão e aplicação dos fenômenos eletromagnéticos, os quais não se limitam à aplicação na área de engenharia, mas também em outras áreas da ciência, como biologia e medicina.

No campo da engenharia, o GRUCAD, Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, se dedica ao estudo, análise e concepção de máquinas elétricas e demais dispositivos eletromagnéticos desde 1986. Parte importante na análise e concepção de dispositivos eletromagnéticos são as validações práticas de resultados e a caracterização eletromagnética de materiais ferromagnéticos, atividades desenvolvidas no laboratório experimental do GRUCAD denominado LAESP, Laboratório de Acionamentos elétricos Especiais.

No desenvolvimento das atividades de pesquisa realizadas no GRUCAD, por vezes, é necessário medir campos magnéticos com uma ampla gama de amplitudes e frequências. Como exemplos recentes, citam-se as aplicações na detecção de faltas em motores de indução (ELIAS, 2016), no monitoramento de geradores síncronos através do campo externo (SANTOS, 2016), e na caracterização e modelagem do comportamento magnético de aços elétricos sob tensão mecânica (MAILHÉ, 2018).

Como mencionado por (RIGONI, 2009), uma das mais simples tecnologias para a medição de campo magnético é por meio de sensores por indução, que são constituídos apenas de um enrolamento e permitem que o próprio usuário, de forma artesanal, confeccione o sensor. Atualmente, a maneira de medição de campo magnético mais aplicada no GRUCAD é através das bobinas sonda por indução, por não requerer técnicas especiais para a fabricação, ser constituída de materiais de fácil aquisição e apresentar o menor custo de confecção e aplicação.

O foco deste trabalho é a medição de campos em baixa frequência, próximo da unidade de Hz a kHz. Neste contexto, existe uma gama de tecnologias de sensores de campo magnético próprios para aplicação em baixa frequência. Dentre as mais comuns, se tem: Os sensores de Efeito Hall, os sensores de precessão nuclear, os já citados sensores de indução (com ou sem núcleo ferromagnético), os sensores SQUIDS (*Superconducting Quantum Interference Device*) e os sensores AMR (*Anisotropic Magnetoresistance*). Cada tipo de sensor tem suas

particularidades e também restrições de aplicação quanto a diferentes faixas de amplitude e de frequência.

Os sensores por indução, como já mencionado, são aplicados nas pesquisas realizadas no GRUCAD. Entretanto, a pouca sensibilidade em baixas amplitudes de campo e/ou baixa frequência, bem como a impossibilidade de medição de campos magnéticos contínuos (DC), fazem com que o sensor por indução seja inviável para a aplicação em determinadas linhas de pesquisa ou que tenha certa particularidade. Das limitações constatadas no desenvolvimento da pesquisa no GRUCAD surgiu a necessidade de se estudar outros tipos de sensores de campo magnético. A escolha da tecnologia AMR como linha de estudo se deve às suas características, sendo uma tecnologia com relativo baixo custo, podendo ser aplicada sem a necessidade de ambientes controlados, o que se enquadra nas necessidades do grupo de pesquisa.

1.1 OBJETIVOS

Com a intenção de oferecer às aplicações do GRUCAD uma alternativa aos sensores de indução para a medição de campo magnético, este trabalho tem como objetivo estudar e avaliar os sensores de campo magnético do tipo AMR (sigla referente ao termo em inglês *Anisotropic Magnetoresistance*), definindo uma topologia para o circuito de controle do sensor e de condicionamento dos sinais medidos e aplicar o sensor AMR em casos conhecidos, comparando seus resultados com os obtidos com sensores por indução.

1.1.1 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho de dissertação correspondem aos passos necessários para a aplicação de um sistema de medição, iniciando no estudo dos fenômenos em que se baseia o funcionamento do sensor, e finalizando com a aplicação do sistema desenvolvido.

Visando atingir o objetivo proposto, foram definidos os seguintes objetivos metodológicos:

- Estudar o efeito magnetorresistivo;
- Estudar a topologia dos sensores AMR;
- Projetar e confeccionar circuito eletrônico para controlar e condicionar os sinais provenientes do sensor AMR;

- Avaliar vantagens e desvantagens do sensor AMR em relação ao sensor por indução;
- Aplicar o sensor AMR em duas aplicações:
 - Medição de campo externo em motor de indução trifásico – MIT;
 - Medição da componente tangencial de campo magnético no processo de caracterização de lâmina de aço elétrico em um teste de chapa única (*Single Sheet Tester – SST*).

1.2 ESTRUTURA E APRESENTAÇÃO

A apresentação dos estudos e da aplicação dos sensores de campo magnético AMR neste trabalho é feita de maneira a tentar proporcionar ao leitor um conteúdo objetivo, apresentado em sequência lógica. Inicia-se com a abordagem do fenômeno da magnetorresistência, seguido pela abordagem de sensores AMR integrados e circuitos auxiliares necessários para a aplicação, finalizando com aplicação do sensor AMR, comparando-o com os sensores de indução em algumas aplicações.

O presente trabalho tem sua estrutura apresentada a seguir. No segundo capítulo são apresentados o efeito magnetorresistivo e o magnetorresistor elementar, formando as bases para a compreensão do princípio de funcionamento dos sensores AMR. Ainda no segundo capítulo são apresentadas as estruturas *barber pole* e a ponte de Wheatstone, estruturas auxiliares para a aplicação dos magnetorresistores.

Após a apresentação dos princípios de funcionamento do sensor AMR, o capítulo 3 aborda a escolha do sensor a ser aplicado, iniciando com um panorama das opções disponíveis no mercado, apresentando os testes iniciais realizados com o AMR HMC5883L e, por fim, apresentando características do AMR HMC1053, que foi o sensor escolhido para a aplicação neste trabalho.

Para a aplicação dos sensores de campo magnético AMR são necessários alguns sistemas auxiliares, cujo desenvolvimento é iniciado após a seleção do sensor que melhor se enquadra nas necessidades do projeto. O quarto capítulo apresenta as estruturas auxiliares necessárias para a aplicação do AMR Honeywell HMC 1053: circuito de alimentação, circuito de SET e RESET, ajuste de OFFSET, circuito de

amplificação do sinal, sistema de aquisição, filtro antirrecobrimento. Por fim, apresenta-se o sistema de medição completo.

Uma vez finalizada a implementação do sistema de medição, inicia-se a etapa de aferição e testes do conjunto desenvolvido. O quinto capítulo apresenta os resultados dos ensaios em bancada realizados com o sistema de medição. Ainda no capítulo 4 são apresentados testes do sensor AMR em condições adversas ou de impossível aplicação do sensor de indução.

O capítulo 6 apresenta aplicações do sensor AMR em condições práticas e de interesse das aplicações do laboratório, como a medição de campo magnético externo em motores de indução trifásicos para determinação de velocidade e a caracterização de chapas de aço elétrico com o uso do SST. Em ambos os casos são realizadas análises dos resultados obtidos com o AMR e uma breve comparação com medidas através do sensor indutivo.

O trabalho é finalizado com uma discussão acerca dos resultados obtidos, avaliando de forma objetiva os pontos positivos e negativos da aplicação do sensor de campo magnético AMR e expondo as dificuldades encontradas durante a realização do trabalho. Finaliza-se o manuscrito sugerindo perspectivas e possibilidades na aplicação de sensores AMR nas linhas de pesquisa do GRUCAD.

2 SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO AMR

Os sensores AMR têm como princípio de funcionamento a magnetorresistência anisotrópica, que é definida como a propriedade de um material alterar sua resistência elétrica quando submetido a um campo magnético externo [1]. Descoberto por volta do ano de 1851 por Wiliam Thomson [5], o efeito magnetorresistivo pode ser observado nos materiais em diferentes intensidades. Ele pode ser observado com maior intensidade na liga Níquel-Ferro (NiFe), [1]. As primeiras aplicações técnicas do efeito são datadas aproximadamente 100 anos após a sua observação, quando as tecnologias de integração permitiram a obtenção dos Sensores AMR de filme fino [5].

O desenvolvimento dos sensores AMR foi impulsionado por volta dos anos 50 com a evolução dos computadores, quando, devido à redução no tamanho físico dos dispositivos, surgiu a necessidade de substituir os sensores indutivos nas cabeças de leitura dos HDDs (*Hard Disk Drives*) [5].

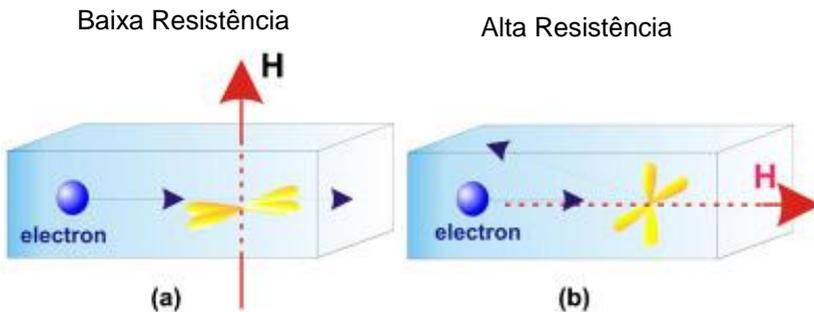
Além da magnetorresistência anisotrópica, outros efeitos de mesma natureza são conhecidos, como a magnetorresistência gigante (GMR) e a magnetorresistência colossal (CMR). Estes efeitos são mais intensos que a magnetorresistência anisotrópica, porém requerem processos de fabricação muito complexos com filmes multimatérias, não sendo aplicados em larga escala [5].

2.1 MAGNETORRESISTOR ANISOTRÓPICO

O efeito magnetorresistivo anisotrópico consiste na variação da resistência elétrica de um material em função do campo magnético que o permeia [1]. A Figura 1 ilustra o princípio de funcionamento interno de um magnetorresistor anisotrópico (AMR), constituído por um dado material representado pelo paralelogramo azul. As órbitas dos elétrons deste material, dentre as quais uma é representada em amarelo, têm direção que varia em função do campo magnético. Na situação da Figura 1(a), há um campo magnético externo H na direção vertical que configura a distribuição das nuvens eletrônicas conforme ilustrado. Supondo que o material seja submetido a uma corrente elétrica, um elétron de transporte representado pela esfera azul tem, nesta situação, baixa probabilidade de colidir com os elétrons do material, ou seja, o material apresenta uma resistência elétrica relativamente baixa. Isto é ilustrado pela seta, que indica que a trajetória do elétron não sofreu

alteração por colisões. Já na situação da Figura 1(b), o campo externo H , agora aplicado na mesma direção da corrente elétrica, altera a distribuição das nuvens eletrônicas, de forma que passa a haver alta probabilidade de colisão, resultando em uma alta resistência elétrica do material para a corrente elétrica nesta direção [1]. Neste caso, as setas indicam a trajetória do elétron antes e depois da colisão.

Figura 1. Acoplamento *Spin-orbit* do AMR

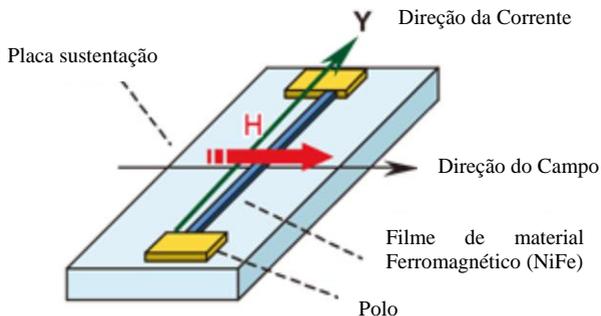


Fonte: Adaptado de DÍAZ-MICHILENA, M. COBOS, P. AROCA C. [1]

Como mencionado, o efeito magnetorresistivo está presente em muitos materiais, metálicos ou não, porém apresentando intensidades muito diferentes para cada material. A liga metálica composta por níquel e ferro (NiFe), denominada *permalloy*, é o material conhecido que apresenta a maior intensidade deste efeito. As variações de resistência no *permalloy* podem atingir a faixa dos 3%, o que permite a construção de sensores baseados neste efeito. Além disso, a liga metálica de NiFe tem uma anisotropia natural que tende a organizar seus domínios magnéticos em uma determinada direção. Na presença de um campo externo, o material altera esta direção de magnetização. Estas características fazem do NiFe um material adequado para a construção dos sensores AMR [1].

Concretamente, o AMR em sua forma mais elementar é materializado conforme a Figura 2. Este é composto de uma base de sustentação onde o filme de NiFe é fixado e conectado a dois polos por onde é aplicada a corrente elétrica. Quando o magnetorresistor elementar é submetido a um campo magnético externo H , com direção e sentido indicado pela seta vermelha, a resistência do magnetorresistor varia conforme a intensidade do campo aplicado.

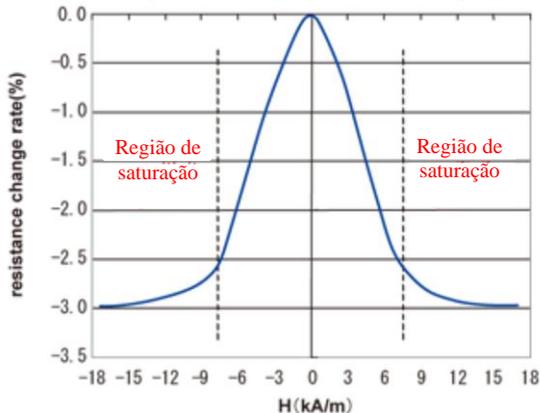
Figura 2. Sensor magneto resistivo elementar



Fonte: Adaptado de KOHDEM [2]

A Figura 3 ilustra a variação percentual da resistência elétrica do material, que diminui seu valor em função da intensidade do campo magnético, para ambos os sentidos do campo. Na curva desta figura se observam regiões de saturação do efeito magnetorresistivo, isto é, não ocorre mais variação de resistência elétrica do material elementar com o aumento da intensidade do campo magnético.

Figura 3. Variação de resistência elemento NiFe

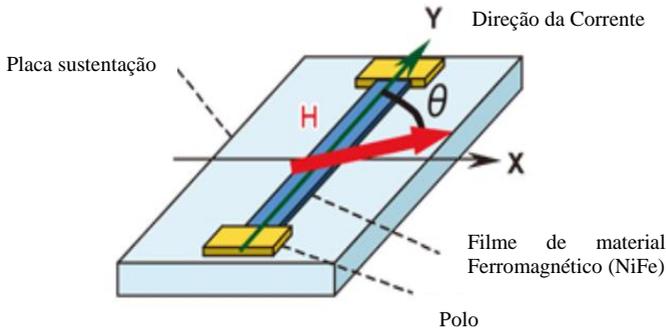


Fonte: Adaptado de KOHDEM [2]

O efeito magnetorresistivo, como mencionado no início do capítulo, está relacionado com a variação da direção do vetor magnetização em relação à direção da corrente que percorre o material,

alterando a resistência do material. A Figura 4 representa a situação de quando o magnetorresistor elementar está submetido a um campo magnético cuja direção forma um ângulo θ em relação à corrente que percorre o material. A resistência do magnetorresistor em função do ângulo entre a corrente e o campo magnético externo pode ser descrita pela equação 2.1.1, onde R_0 é a resistência máxima do magnetorresistor (que ocorre quando não há campo externo), ΔR é a variação máxima de resistência do material quando o campo magnético H é perpendicular à corrente [2].

Figura 4. Ângulo entre a corrente e o campo H

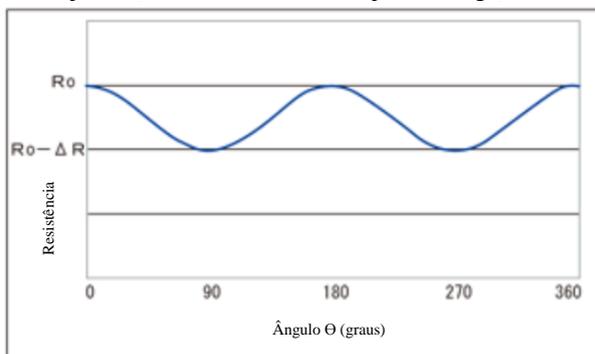


Fonte: Adaptado de KOHDEM [2]

$$R = R_0 - \Delta R \text{sen}^2(\theta) \quad (2.1.1)$$

A Figura 5 apresenta um gráfico da variação da resistência R do magnetorresistor elementar em função do ângulo θ . Uma característica que pode ser observada no gráfico é que, a resistência resultante quando campo magnético aplicado está a 90° ou a 270° é a mesma, ou seja, não é possível determinar o sentido do campo magnético apenas com um magnetorresistor.

Figura 5. Variação da resistência com relação ao ângulo θ



Fonte: Adaptado de KOHDEM [2]

Além de não se conseguir determinar o sentido do campo magnético pela variação da resistência elétrica, há ainda a dificuldade de se obter com precisão o valor da variação da resistência, dado o seu pequeno valor. A seção seguinte apresenta técnicas para solucionar estas limitações.

2.2 BARBER POLE E PONTE WHEATSTONE: A ESTRUTURA FINAL DO AMR

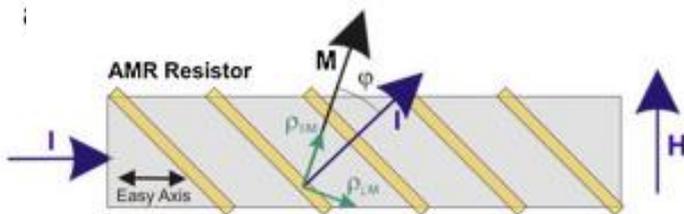
Com intenção de solucionar o problema da não detecção de polaridade, melhorar a linearidade e possibilitar a leitura de pequenas variações na resistência nos sensores AMR, é adotada a união de duas técnicas: uma quanto ao arranjo dos magnetorresistores, denominada ponte de Wheatstone, e outra com uma alteração física na construção do magnetorresistor, denominada em inglês por *barber pole*.

A estrutura *barber pole*, cujo nome foi atribuído por lembrar os postes listrados giratórios presentes nas fachadas de barbearias americanas, consiste na adição de barras de curto-circuito, fabricadas em alumínio ou cobre, dispostas a 45° sobre o filme de NiFe. Estas barras alteram a direção da corrente que percorre o magnetorresistor, modificando o ângulo entre a direção da corrente elétrica e a direção da magnetização do material de 0° para 45° na condição de repouso. Esta rotação faz com que o magnetorresistor trabalhe em uma região mais linear. Avaliando a Figura 5, é possível ver que a região no entorno dos 45° é mais linear que a região próxima ao ângulo 0° , que é uma crista da

forma de onda. Esta modificação torna o AMR capaz de indicar o sentido do campo magnético.

A Figura 6 apresenta uma ilustração da estrutura do AMR com barras de curto-circuito. A corrente I que entra no resistor na direção horizontal passa a ter direção perpendicular às barras. A direção da magnetização no material (M), decorrente de um campo magnético externo H , forma um ângulo φ com a corrente entre as barras. A direção de M determina as resistividades vistas pelas componentes da corrente I na direção paralela à M ($\rho_{//M}$) e ortogonal a M ($\rho_{\perp M}$). Na condição mostrada na figura, a direção do campo magnético H forma um ângulo de aproximadamente 45° com a corrente entre as barras.

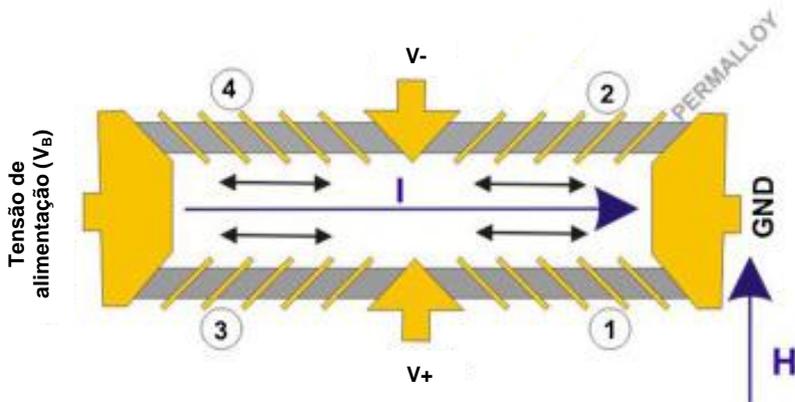
Figura 6. Estrutura *barber pole*



Fonte: Adaptado de DÍAZ-MICHILENA, M. COBOS, P. AROCA C. [1]

Associando quatro magnetorresistores *barber pole* em um arranjo em forma de ponte de Wheatstone, tem-se a estrutura completa do sensor AMR, indicada na Figura 7, em que os magnetorresistores trabalham em pares: os de numeração 1 e 4 tem a mesma disposição de barras de curto-circuito, de maneira que ambos têm o mesmo comportamento, sendo oposto ao comportamento do par 2 e 3. Ou seja, alterando H em amplitude ou direção um par tem seu valor aumentado e o outro par seu valor reduzido. Com a combinação das duas técnicas, o sensor total resultante, diferente do magnetorresistor elementar, é sensível à mudança de sentido do campo magnético externo H e produz uma saída de tensão. Conforme indicado na equação 2.2.1, a alteração das resistências dos magnetorresistores modifica os divisores de tensão compostos pelos quatro magnetorresistores com *barber pole*, com dois pares opostos, produzindo uma alteração da tensão de saída da ponte entre os terminais $V+$ e $V-$.

Figura 7. Ponte de Wheatstone



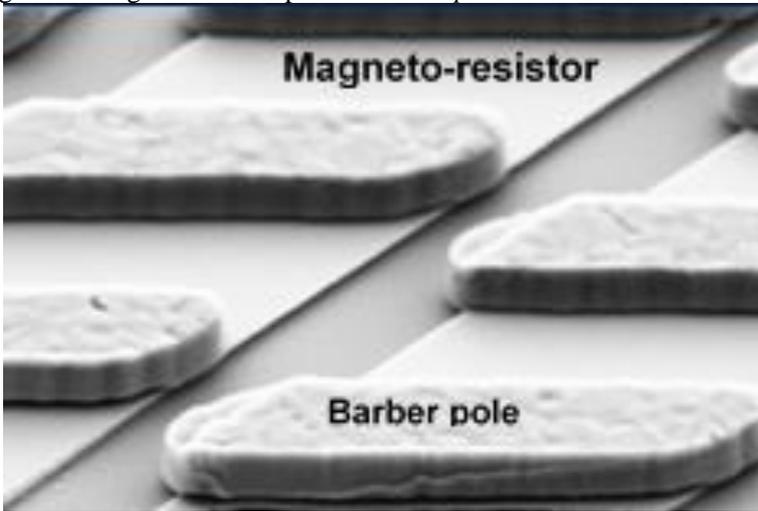
Fonte: Adaptado de DÍAZ-MICHILENA, M. COBOS, P. AROCA C. [1]

$$V_{out+} - V_{out-} = \left[\frac{R_1}{R_1 + R_3} + \frac{R_2}{R_2 + R_4} \right] V_B \quad (2.2.1)$$

A estrutura em ponte de Wheatstone traz outro benefício, a redução da sensibilidade do sensor a mudanças de temperatura. Os magnetorresistores, como todos os resistores a base de NiFe, têm grande sensibilidade a variações de temperatura. As variações de resistência causadas pela variação de temperatura podem ser da ordem das variações geradas pelo efeito magnetorresistivo [8]. Neste caso, como os componentes da ponte estão encapsulados no mesmo CI, sofrem as mesmas influências térmicas, de modo que as variações de resistências ocorridas nos 4 elementos não alteram o sinal de saída.

A Figura 8 apresenta a imagem microscópica das barras de curto aplicadas sobre o magnetorresistor. Na imagem é possível observar o quanto espessas são as barras de curto em relação ao filme.

Figura 8. Imagem microscópica de *barber pole*



Fonte: Lab4Mens [4]

2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo teve a intenção de apresentar uma noção do princípio de funcionamento do sensor AMR. Levando em conta o que foi apresentado, julga-se que ficará mais simples a compreensão de algumas estruturas/tipos que serão apresentados no capítulo 3, e da necessidade de alguns dos circuitos eletrônicos adicionais que posteriormente serão apresentados no capítulo 4.

3 SELEÇÃO DE DISPOSITIVOS

Uma vez conhecido o princípio de funcionamento dos sensores AMR, inicia a etapa de escolha de um modelo/tipo de sensor AMR comercial que atenda às necessidades de aplicação deste trabalho. Como já mencionado, a tecnologia AMR não permite ao usuário confeccionar seu dispositivo. Assim, buscou-se entre os fabricantes das opções comerciais do dispositivo aqueles que possam atender os objetivos do trabalho. Atuando na fabricação de sensores AMR, estão empresas como a Holandesa NXP e a Norte Americana Honeywell.

Com base em consultas e em buscas realizadas nos principais distribuidores de semicondutores atuais, tais como DigiKey, Farnel Newark e Mouser, a Norte Americana Honeywell é a fabricante com a linha mais completa na fabricação de sensores AMR, dispondo de uma ampla gama de sensores. Disponibiliza sensores integrados em grande variedade de encapsulamentos, podendo atender restritas necessidades dimensionais, com saída analógica ou digital. A Tabela 1 apresenta os resultados de um levantamento de algumas das opções disponíveis. A fabricante ainda disponibiliza muitos outros modelos de sensores AMR, muitos deles destinados a aplicações específicas, outros para medições de campos rotacionais, tendo opções quanto a composição de número de eixo, sensibilidade e tensão de alimentação. Foram listados apenas opções que vem de encontro com as necessidades do trabalho.

Tabela 1. Opções de sensores AMR

Identificação	Tipo de saída	Nº eixos	Faixa de campo	Faixa de frequência	Encapsulamento
HMC1051	Analog.	1	± 480 A/m	5 MHz	8-SIP
HMC1052	Analog.	2	± 480 A/m	5 MHz	16-LCC
HMC1053	Analog.	3	± 480 A/m	5 MHz	16-LCC
HMC1002	Analog.	2	± 160 A/m	5 MHz	20-SOIC
HMC1021	Analog.	1	± 480 A/m	5 MHz	8-SOIC
HMC5883L	Digital	3	12 bit / ± 640 A/m	160 S/s	16-LPCC

Dentre os modelos da Tabela 1, destacam-se dois modelos, ambos fabricados pela Honeywell: o HMC5883L e o HMC1053. Ambos os sensores são aptos para medir em 3 eixos, porém com características bem distintas, um com saída analógica e o outro com saída digital. Estes foram os sensores selecionados para os testes iniciais no desenvolvimento deste trabalho. Mesmo que inicialmente a necessidade do trabalho se restrinja a medições em apenas uma direção, os modelos

de 3 eixos foram selecionados para disponibilizar uma ferramenta versátil, que possa atender a futuras necessidades.

No decorrer deste capítulo serão apresentadas informações adicionais e dados relevantes sobre os sensores HMC5883L e HMC1053, bem como resultados de testes realizados durante as fases iniciais deste trabalho.

3.1 SENSOR HONEYWELL HMC5883L

O sensor HMC5883L, muito aplicado na indústria de *smartphones*, é um dos modelos de mais fácil aquisição no mercado brasileiro atualmente. Trata-se de um sensor AMR com saída digital, usando o protocolo de comunicação I2C (*Inter-Integrated Circuit*), capaz de medir campos na faixa de 20 mA/m a 600 A/m, em 3 eixos, com ajustes internos de ganho. Seu encapsulamento é compacto, medindo apenas 3 mm x 3 mm x 0,8 mm. Tem sua implementação simplificada, sem necessidade de circuitos analógicos adicionais. O ponto negativo, que limita em muito a aplicação, é sua baixa taxa de amostragem, na ordem de 160 Hz.

A Figura 9 apresenta um dos modelos de placas disponíveis no mercado brasileiro, fabricadas na China, com baixo custo de aquisição. Comparado com uma moeda, observa-se o tamanho reduzido do conjunto.

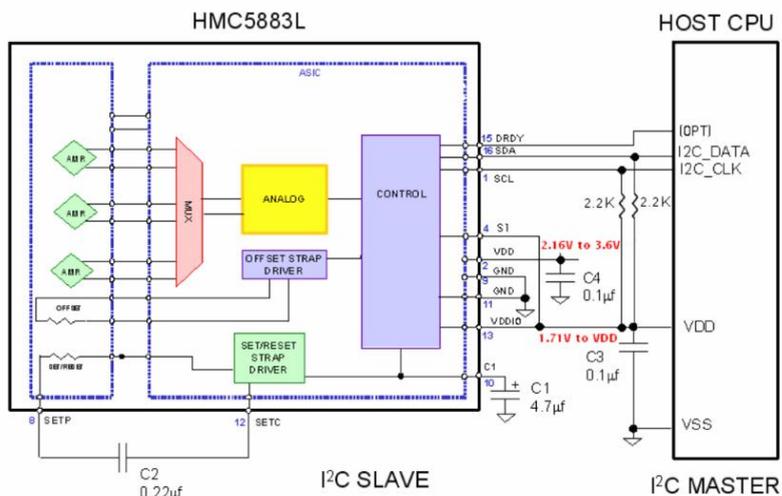
Figura 9. Placa comercial HMC5883L



Fonte: Elaborado pelo autor

Como mencionado, o HMC5883L não requer circuitos analógicos auxiliares para a sua aplicação, apenas um microcontrolador para realizar a leitura dos dados amostrados através do barramento I2C. A Figura 10 apresenta um diagrama interno do CI, apresentando ainda a interface de conexão com o microcontrolador. Ainda na Figura 10, observa-se que as etapas com sinais analógicos estão integradas no HMC5883L, desde as 3 pontes dos magnetorresistores (uma para cada eixo) à etapa de conversão analógico-digital, do driver de *SET* e *RESET*, do driver de *OFFSET* e do controlador principal. Os drivers de *SET*, *RESET* e *OFFSET* são funcionalidades descritas posteriormente, no capítulo 4.

Figura 10. Diagrama interno do HMC5883L



Fonte: Folha de dados [26]

Mesmo conhecendo as limitações do HMC5883L, sabendo que não seria possível aplicá-lo em todas as faixas de frequência necessárias ao propósito deste trabalho, foi aplicada a placa comercial, anteriormente apresentada na Figura 9, para a realização de testes preliminares.

A Figura 11 apresenta uma foto do sistema microcontrolado desenvolvido para as medições com o HMC5883L. O microcontrolador é um Arduino Nano V3.0 programado para criar a interface entre o sensor (via I2C) e o computador (via porta USB). É possível observar na imagem que além da entrada de campo magnético “CAMPO”, estão

disponíveis mais duas entradas TENSÃO e CORRENTE. Estas entradas foram implementadas visando futuras aplicações do conjunto. O módulo é capaz de adquirir tensões entre ± 5 V, com taxa de aquisição de 1,5 kHz e corrente na faixa de ± 2 A, com a mesma taxa de aquisição. Estas funcionalidades adicionais, entretanto, não foram utilizadas nos testes iniciais. O código utilizado para a interface com o HMC5883L está disponível no APÊNDICE B – Código C para implementação do HMC5883.

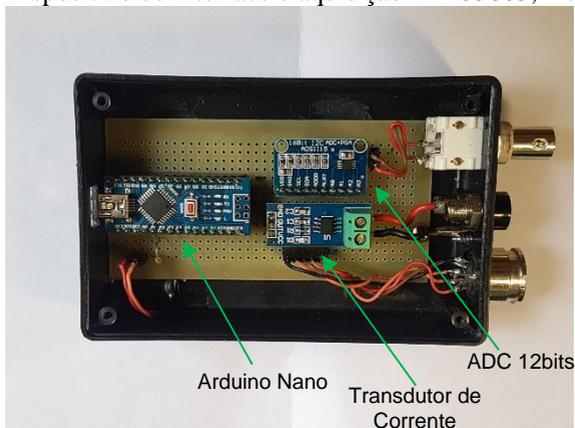
Figura 11. Dispositivo de interface e aquisição HMC5883L



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 12 é apresentada uma vista interna do dispositivo desenvolvido. Os módulos transdutor de corrente e ADC representados na figura não são necessários para a interface com o HMC5883L. É possível verificar a simplicidade de implementação, podendo facilmente ser montada em uma matriz de prototipagem (*protoboard*).

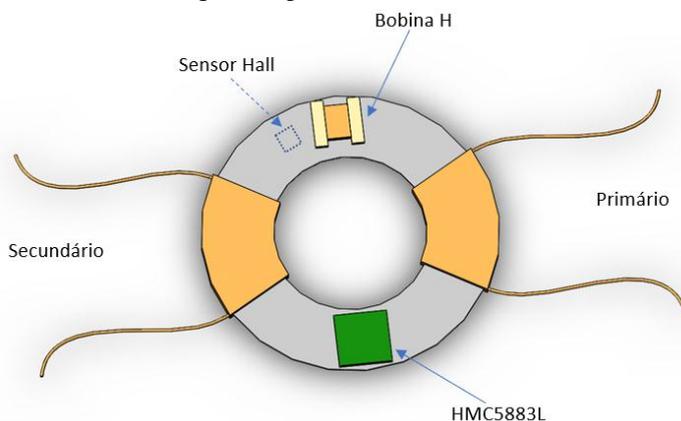
Figura 12. Dispositivo de interface e aquisição HMC5883, interno



Fonte: Elaborado pelo autor

O sistema implementado foi aplicado na medição de campo magnético tangencial em uma chapa única de aço elétrico em formato toroidal (vide Figura 13), excitada através da bobina primária, de modo a manter a forma de onda de indução senoidal, aferida através da tensão da bobina secundária. Durante os ensaios também foram realizadas medições com sensores indutivo e Hall para se realizar uma comparação de desempenho.

Figura 13. Circuito magnético para testes do HMC5883L

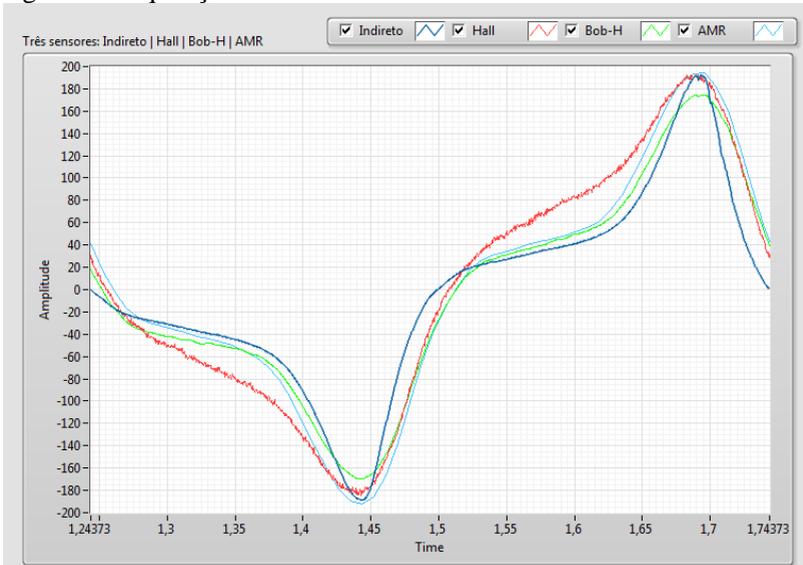


Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 14 e a Figura 15 apresentam uma comparação dos resultados obtidos com o sensor HMC5883L. Na Figura 14, observa-se que nas medições em 2 Hz, o sensor AMR, representado pela curva em azul claro, apresenta resultado satisfatório, tendo uma evolução de sua curva próxima à curva obtida pelo método indireto (curva em azul escuro), obtida através da corrente primária, calculada com a equação 3.3.1, onde N_p é o número de espiras do primário e l_m é o caminho médio magnético [9]. A curva de campo magnético medida com sensor Hall, em vermelho, apresenta um desvio muito superior, quando comparado com as demais curvas. Além disso, o sinal é mais ruidoso. A curva do campo obtida pelo sensor indutivo, em verde, apresenta formato semelhante às demais, porém com diferença visível no valor de pico.

$$H(t) = \frac{N_p}{l_m} i_p(t) \quad (3.3.1)$$

Figura 14. Aquisições realizadas com o HMC5883L em 2 Hz

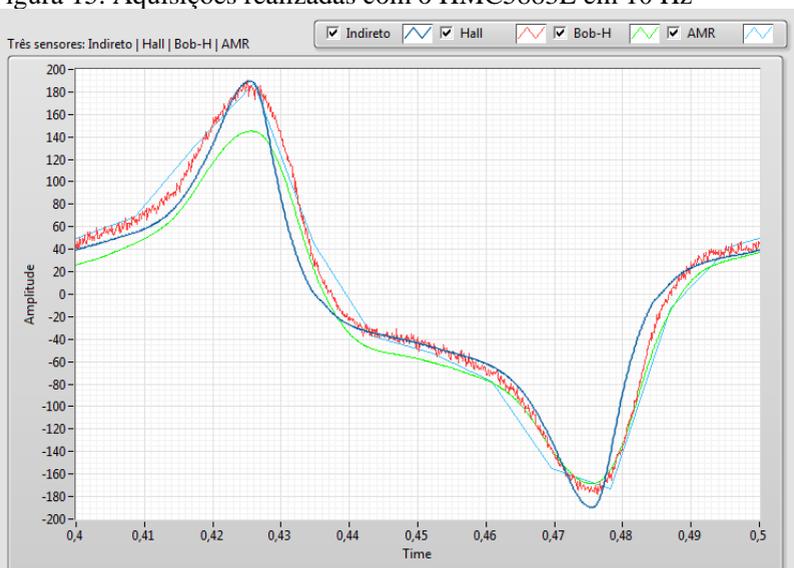


Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 15 apresenta os resultados obtidos na medição de campo pelas mesmas quatro maneiras em 10 Hz. É possível observar o distanciamento da forma de onda obtida com o HMC5883 em relação à forma de onda obtida através do método indireto. Isto é devido à baixa taxa de aquisição. Nesta faixa de frequência não é aconselhável sua aplicação.

Além da frequência fundamental de 10 Hz, as formas de onda aplicadas neste teste apresentam significativo conteúdo harmônico. As formas foram escolhidas por reproduzirem as condições de ensaio exigidas pelos objetivos do trabalho.

Figura 15. Aquisições realizadas com o HMC5883L em 10 Hz



Fonte: Elaborado pelo autor

De modo geral o sensor HMC5883L tem boa aplicabilidade na medição de campo magnético de baixa frequência (< 2 Hz), tendo baixo custo de implementação e baixa complexidade de aplicação. Este sensor exige do usuário apenas conhecimento básico de programação de microcontroladores para a implementação da interface de comunicação. Entretanto, nos testes em 10 Hz, os resultados deste sensor não foram satisfatórios. Tendo em vista a impossibilidade de sua aplicação em frequências na faixa dos 60 Hz, passou-se a procurar um substituto para o HMC5883L.

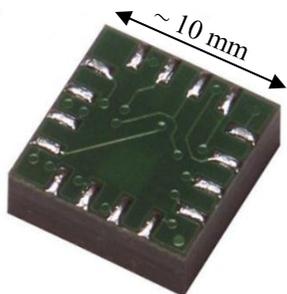
3.2 SENSOR HONEYWELL HMC1053

Como já era previsto, o sensor HMC5883L não atendeu a todas as necessidades de medição de campo magnético em uso no GRUCAD. Com intenção de dispor de um dispositivo versátil que pudesse atender as mais diversas necessidades de medição de campos, bem como atender o desenvolvimento deste trabalho, iniciaram-se novos estudos com o sensor AMR HMC1053 também fabricado pela Honeywell.

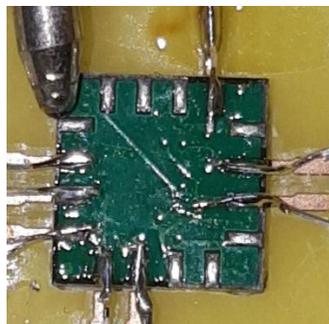
Este sensor, pertencente à família HMC105X, é sensível a campos magnéticos de 10 mA/m a 480 A/m com ampla resposta em frequência de 0 Hz a 5Mhz, de acordo com a folha de dados. Os dispositivos da família são capazes de operar com tensões de 1,8 V a 20 V, e em temperatura ambiente de até 125 °C. Com estas características, ele se mostra um sensor AMR versátil, atendendo as necessidades buscadas neste trabalho. Ainda segundo a folha de dados, características relevantes da família de sensores HMC105X são: i) podem ser aplicados em ambientes com intenso campo magnético sem risco de dano interno; ii) possuem arquitetura com elementos passivos de baixo ruído; iii) têm compatibilidade com aplicações alimentadas por baterias.

A Figura 16.a apresenta o encapsulamento 16-PIN LCC, onde está contido o HMC1053, com dimensões de aproximadamente 10 mm x 10 mm x 3 mm. Este encapsulamento permite a aplicação do sensor em locais com espaço disponível reduzido. Em contraponto, o tamanho do encapsulamento e posição dos pinos, dispostos sob o encapsulamento para montagem manual, pode se tornar uma dificuldade no momento de soldá-lo a uma PCI (Placa de Circuito Impresso). A Figura 16.b apresenta uma foto realizada durante o processo de soldagem, em que se comparam os pinos do encapsulamento do AMR com uma ponta de caneta esferográfica. Note a dificuldade latente que se tem para o processo de soldagem.

Figura 16. *Package* HMC1053



a.

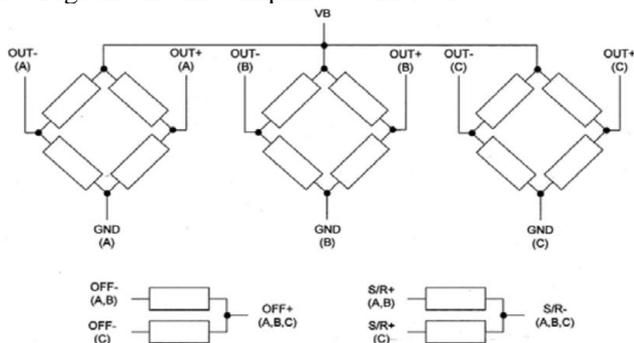


b.

Fonte: a) Folha de dados [25], b) Elaborado pelo autor

O AMR Honeywell HMC1053 é um sensor do tipo ponte de Wheatstone, cuja a saída de tensão é diferencial. A Figura 17 apresenta um diagrama interno do sensor, composto por três pontes de magnetorresistores, denominadas A, B e C, dispostas fisicamente de forma que suas respectivas direções de sensibilidade ao campo magnético sejam ortogonais entre si.

Figura 17. Diagrama interno simplificado HMC 1053



Fonte: Folha de dados [25]

Na Figura 17 são apresentados ainda os enrolamentos S/R e OFF, que são respectivamente destinados aos pulsos de SET e RESET e ao ajuste de OFFSET. Observa-se que no HMC1053 as pontes A e B compartilham as bobinas de S/R e OFF. Esta característica pode ser

fator limitante em aplicações com medição simultânea nos dois eixos, pois não permite o ajuste independente de OFFSET de cada eixo.

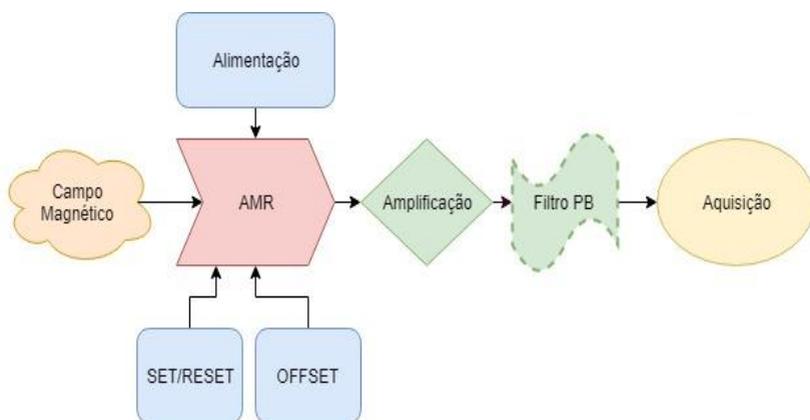
Diferente do HMC5883, o sensor HMC1053 requer circuitos complementares para a sua aplicação. Por tal motivo os testes iniciais, realizados com adaptações de circuitos existentes no laboratório, não apresentaram resultados confiáveis, e não são apresentados neste capítulo. Os primeiros testes com resultados conclusivos foram realizados após o desenvolvimento e implementação dos circuitos auxiliares específicos, que serão descritos no próximo capítulo.

4 CONTROLE E CONDICIONAMENTO

Uma vez iniciados os testes com o circuito integrado Honeywell HMC1053, observou-se que, para atender ao objetivo de disponibilizá-lo ao grupo de pesquisa como uma ferramenta, seria necessário projetar os circuitos periféricos específicos para a sua aplicação, integrando-os em uma ferramenta compacta de fácil utilização. O presente capítulo tem como objetivo apresentar o desenvolvimento e implementação dos circuitos periféricos necessários para a aplicação do HMC1053 com uma abordagem ampla, de modo a servir de referência para demais projetos que usem sensores AMR da mesma família ou com topologia semelhante.

A Figura 18 apresenta um diagrama de blocos que ilustra de maneira simplificada um sistema de medição com AMR, iniciando com o bloco correspondente à grandeza a ser medida, o campo magnético, até o bloco da etapa final de aquisição. Os blocos apresentados na Figura 18 podem ser separados em dois grupos: i) os blocos de controle, que têm como função atuar sobre o sensor AMR, destacados em azul; e ii) os blocos de condicionamento, que tem como função tratar os sinais provenientes do AMR, destacados em verde. As características funcionais e construtivas de cada bloco serão detalhadas no decorrer deste capítulo.

Figura 18. Diagrama de blocos do sistema de medição



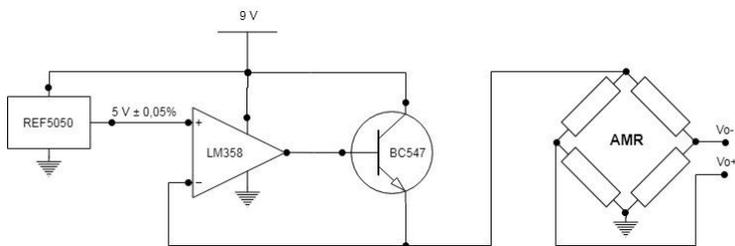
Fonte: Elaborado pelo autor

4.1 ALIMENTAÇÃO

O sensor HMC1053, como todo o sensor AMR do tipo ponte de Wheatstone, tem o seu sinal de saída diretamente proporcional à tensão de alimentação da ponte. Assim, há uma relação direta da precisão do sistema de medição com a qualidade da tensão de alimentação. Deste modo, surge a necessidade de um circuito de alimentação preciso e estável, capaz de manter a tensão de alimentação com a mínima influência das variações externas, principalmente de temperatura, que como visto no capítulo 2, também exerce grande influência sobre a resistência elétrica total da ponte.

A Figura 19 apresenta um diagrama simplificado do circuito de alimentação proposto. Trata-se de um sistema de controle em malha fechada que regula a tensão sobre a ponte de magnetorresistores. O circuito é composto de um CI de referência de tensão, o REF5050 fabricado pela Texas Instruments, que fornece com precisão a tensão de referência à entrada não-inversora do amplificador operacional de uso geral LM358. Um transistor de junção bipolar NPN BC547, conectado entre a saída e entrada inversora do amplificador, atua como um reforço de corrente. A atuação da malha se dá sobre a tensão base-emissor do transistor, mantendo a tensão sobre a ponte igual à tensão de referência. Após testes de bancada, verificou-se que o circuito de alimentação do sensor AMR cumpre sua função satisfatoriamente. O circuito eletrônico proposto é de baixo custo e baixa complexidade.

Figura 19. Diagrama esquemático do regulador de tensão

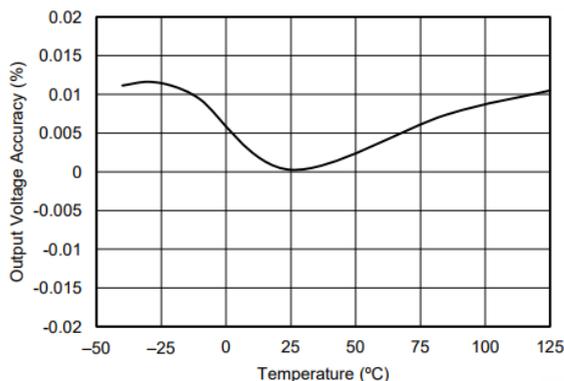


Fonte: Elaborado pelo autor

Como já mencionado, o CI REF5050 da Texas Instruments é responsável por fornecer a referência ao sistema de controle da tensão de alimentação do AMR. Trata-se de um CI de referência de tensão de precisão com saída de $5\text{ V} \pm 0,05\%$, com baixo ruído, na faixa de $3\ \mu\text{Vpp/V}$, e baixo desvio de temperatura (*low temperature drift*). A

Figura 20 apresenta a curva de precisão da tensão de saída pela variação de temperatura do REF5050. Observando a região compreendida entre 0 e 50 °C, que é a faixa de operação presumida, constata-se que o desvio de tensão decorrente da temperatura não supera 0,005 %. A baixa interferência da temperatura na operação é uma característica relevante para o sistema proposto de medição de campos eletromagnéticos através de sensores AMR.

Figura 20. Curva de precisão x temperatura do REF5050



Fonte: Folha de dados [27]

No diagrama esquemático apresentado na Figura 19 foram apresentados apenas os componentes principais do circuito de alimentação. O circuito completo, com todos os componentes, pode ser visualizado no APÊNDICE A – Diagrama da placa de Controle e Condicionamento.

4.2 AMPLIFICAÇÃO

A amplitude do sinal de tensão nos terminais de saída do HMC1053 é da ordem de milivolts. Com o objetivo de aumentar a relação sinal/ruído e adequar o sinal ao sistema de aquisição, é necessário implementar uma etapa de amplificação do sinal. De acordo com a folha de dados do HMC 1053, o sinal de saída V_o da ponte é dado pela equação 4.2.1. A sensibilidade do sinal de saída V_o é de 1 mV para

cada 1 V na alimentação da ponte e para cada 1 gauss aplicado ao sensor.

$$V_o = 1mV/V/gauss \quad (4.2.1)$$

Considerando que o sensor está em meio ao ar, cuja permeabilidade μ_0 é $4\pi \times 10^{-7}$, e levando em conta a relação 1 gauss = $100 \mu T$, além da relação entre a indução magnética B e o campo magnético H descrita em 4.2.2, a equação 4.2.1 pode ser reescrita como a equação 4.2.3. Esta relaciona a tensão de saída do sensor com a intensidade de campo magnético no ar, na região de medição do sensor AMR. A equação 4.2.3 é válida considerando o campo medido paralelo ao eixo do sensor.

$$B = \mu H \quad (4.2.2)$$

$$V_o = 1mv/V / (79,577A/m) \quad (4.2.3)$$

De acordo com o item 4.1 deste trabalho, a tensão de alimentação aplicada sobre o HMC1053 é de 5 V. Aplicando este valor em 4.2.3, obtém-se 4.2.4, que descreve a tensão de saída V_o nos terminais do CI AMR em função do campo medido em A/m. Para campos de baixa amplitude, que resultam em sinais de poucos microvolts, necessita-se de amplificação do sinal do sensor AMR.

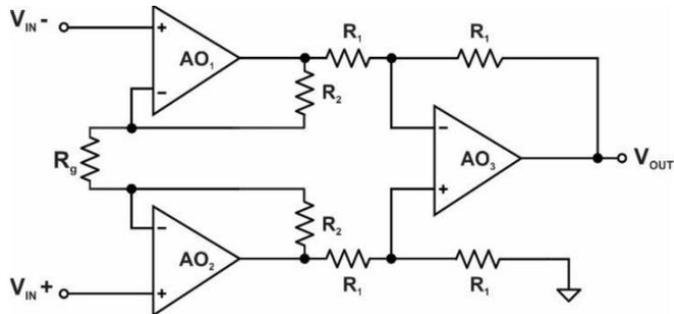
$$V_o = 62,83 \mu V / (1 A / m) \quad (4.2.4)$$

Para a escolha de um amplificador, algumas características são importantes, dentre elas: i) entrada diferencial, visto a característica de saída diferencial do HMC1053; ii) alta impedância de entrada, para minimizar erros de inserção provenientes de uma alteração na ponte de magnetorresistores; iii) largura de banda ampla para ganhos elevados, de modo a não atenuar o sinal de interesse; iv) alta rejeição de modo comum, minimizando interferências de sinais externos. Para atender a esta vasta gama de requisitos é necessária a aplicação de um amplificador de instrumentação (AI).

A topologia de um amplificador de instrumentação de maneira simplificada (vide Figura 21), consiste em três amplificadores operacionais, dois deles compondo o estágio de entrada, AO_1 e AO_2 , implementados como seguidores de tensão. Esta configuração confere

ao amplificador alta impedância de entrada [16]. O estágio de saída é implementado com um amplificador diferencial, empregando o terceiro amplificador, AO_3 .

Figura 21. Topologia simplificada de um AI



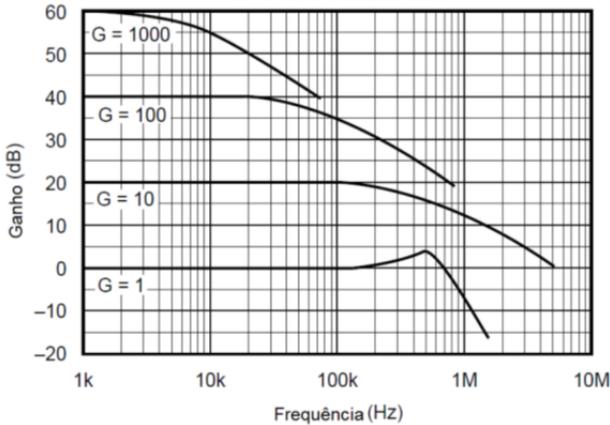
Fonte: A. P. Júnior [16]

O ganho do Amplificador de Instrumentação é projetado de modo a ser definido em função de apenas um resistor. Esta característica só é possível devido ao circuito ser integrado em apenas um *wafer* de silício, o que permite que os resistores utilizados na realimentação possuam tolerâncias menores do que 0,01 %, restando apenas o resistor externo R_g como meio de definir o ganho [6]. O ganho é dado pela expressão 4.2.5. Para o circuito integrado INA118P, o produto $2R_2$ resulta em 50 k Ω , sendo o ganho modificado somente pelo resistor externo R_g como já mencionado.

$$G = 1 + \frac{2R_2}{R_g} \quad (4.2.5)$$

Uma das características buscadas na etapa de amplificação é uma banda passante compatível com o sinal de interesse. Neste trabalho, considerando as medições realizadas no GRUCAD, a faixa de interesse se limita a poucos kHz. A Figura 22 apresenta a resposta em frequência em relação ao ganho do INA118. Nota-se que mesmo para o ganho $G = 1000$, sinais na faixa dos 2 kHz sofrem pouca atenuação, não alterando assim a banda passante nas frequências de interesse.

Figura 22. Ganho pela frequência para o INA118



Fonte: Folha de dados [14]

O amplificador de instrumentação INA118 requer uma fonte de alimentação simétrica para seu funcionamento. Para atender a esta necessidade e isolar eletricamente a etapa de amplificação da alimentação do HMC1053, a solução empregada foi o uso de um conversor DC/DC isolado NMA0505 que, alimentado em 5 V, fornece uma saída isolada de ± 5 V.

A tarefa final desta etapa do trabalho é a definição dos resistores R_g , determinados a partir dos ganhos adequados para as aplicações do sensor. Foram definidas três faixas de amplitude de campo de interesse, uma para medições até 100 A/m, outra para 200 A/m e a última para 450 A/m. Estes são valores de pico do campo magnético. Para o cálculo de R_g é necessário levar em consideração, além da amplitude do campo magnético a ser medido, o valor da tensão de saturação do amplificador, neste caso $\pm 4,5$ V, e a sensibilidade da saída do sensor, descrita na equação 4.2.4.

Os resistores utilizados foram da série E96, com 1% de precisão. A Tabela 2 apresenta os valores dos resistores de ganho selecionados. É possível notar que as amplitudes resultantes destes valores de resistência divergem das amplitudes inicialmente definidas. Isto ocorre pela necessidade de ajustar o valor de R_g calculado ao valor mais próximo disponível na série E96.

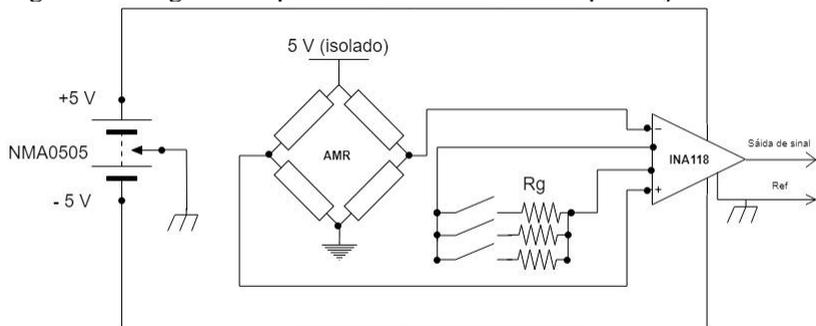
Tabela 2. Ganhos definidos para o INA118

R_g Série E96 (1%) (Ω)	Ganho Resultante	Constante (A/m/V)	Amplitude máx. Pico (A/m)
59	848,5	18,758	93,8
120	417,7	38,106	190,5
270	186,2	85,482	427,4

Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 23 apresenta o diagrama esquemático da etapa de amplificação, indicando a conexão da saída diferencial da ponte de Wheatstone à entrada diferencial do amplificador INA118, o qual conta com três resistores de ganho. O circuito é alimentado pelo conversor NMA0505, e evidencia-se na figura que a referência compartilhada pelo conversor e pelo amplificador não é a mesma referência da ponte de Wheatstone. Devido aos ganhos necessários não atingirem o valor de 1000, conforme mostrado na Tabela 2, não foi necessária a implementação de pré-amplificação, resultando em um circuito de topologia simplificada. Na Figura 23 foram suprimidos componentes auxiliares e de desacoplamento. O circuito elétrico completo, com todos os componentes, pode ser visualizado no APÊNDICE A – Diagrama da placa de Controle e Condicionamento.

Figura 23. Diagrama esquemático do circuito de amplificação



Fonte: Elaborado pelo autor

4.3 AJUSTE DE OFFSET

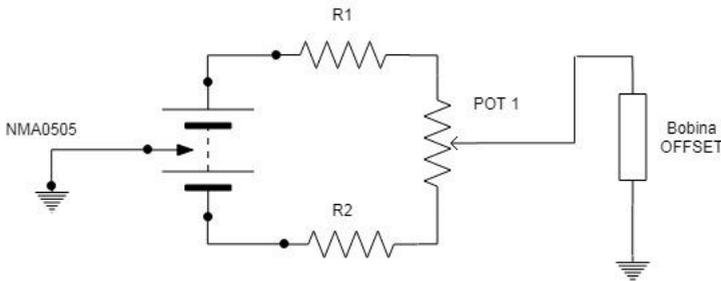
A capacidade de medir campo magnético contínuo (DC) e a sensibilidade a campos de baixa amplitude são características relevantes dos sensores de campo magnético AMR. Por tais características, o campo

magnético da terra, que, de acordo com o Serviço geológico do Brasil é da ordem de 30 A/m na região da América do Sul, exerce significativa influência nas leituras do sensor. O campo magnético da Terra e demais campos contínuos, que não são os de interesse, podem representar problemas durante as medições e, em casos extremos, saturar o sensor.

Para solucionar esta questão, o sensor HMC1053 possui bobinas internas as quais impõem campo magnético na direção de sensibilidade de seus eixos. Através da aplicação de corrente contínua sobre estas bobinas, é possível compensar a influência de campos DC externos ao sensor. É importante ressaltar que o campo DC é compensado internamente ao sensor, de maneira local, não exercendo influência relevante sobre o campo externo. De acordo com a folha de dados do HMC1053, as bobinas de *OFFSET* impõem um campo magnético com amplitude de 8 A/m a cada 1 mA aplicado, não devendo ultrapassar os 60 mA. Isto possibilita compensar a influência de campos magnéticos externos contínuos da ordem de 480 A/m.

Para possibilitar a compensação de campos magnéticos em ambos os sentidos, o circuito de controle deve possibilitar a inversão do sentido da corrente na bobina de *OFFSET*. A Figura 24 apresenta a solução proposta com a utilização de uma tensão simétrica de ± 5 V fornecida pelo CI NMA0505, simplificando a implementação do circuito. Devido às limitações de corrente do NMA0505, e com intuito de evitar interferências na alimentação do INA118, a corrente de *OFFSET* foi limitada a 40 mA, resultando em um ajuste de ± 320 A/m.

Figura 24. Diagrama esquemático do circuito de *OFFSET*



Fonte: Elaborado pelo autor

O circuito é simples, porém eficaz. É composto basicamente por três componentes, os resistores R1 e R2 e o potenciômetro POT1 conectados entre a saída simétrica do NMA0505 e a bobina de *OFFSET* do HMC1053. Os resistores R1 e R2 têm a função de limitar a corrente

ao valor máximo de 40 mA, e o potenciômetro POT1 é a interface que permite ao usuário o ajuste de *OFFSET*.

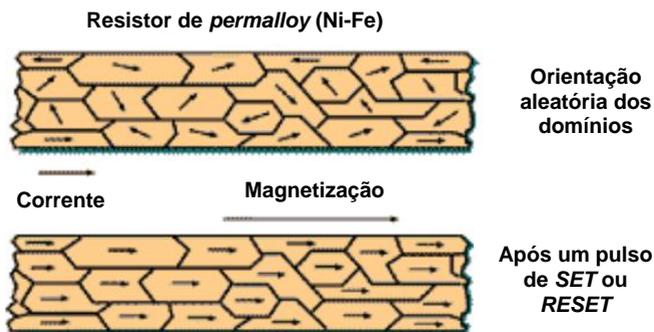
No diagrama esquemático apresentado na Figura 24, foram apresentados apenas os componentes principais do circuito de *OFFSET*. O circuito completo com todos os componentes pode ser visualizado no APÊNDICE A – Diagrama da placa de Controle e Condicionamento.

4.4 CIRCUITO *SET* e *RESET*

Uma característica, até mesmo indesejável, dos sensores AMR é a periódica necessidade de reorientar os domínios magnéticos do *permalloy* (NiFe) que compõem seus magnetorresistores. Esta necessidade é intrínseca ao seu princípio de funcionamento, pois, como visto do capítulo 2, a variação de resistência do *permalloy* está relacionada ao ângulo formado entre a corrente que percorre o material e o vetor magnetização.

Uma vez desorientados os domínios magnéticos dos magnetorresistores de um sensor AMR, este perde parcialmente ou, em casos extremos, completamente a sua sensibilidade. Para solucionar esta questão, o sensor HMC1053, como todo sensor AMR, possui integrado em seu encapsulamento um enrolamento de *SET* e *RESET* que, quando percorrido por um determinado valor de corrente, remagnetiza os magnetorresistores do sensor. A Figura 25 apresenta uma ilustração da orientação dos domínios magnéticos de um magnetorresistor, antes e depois de um ciclo de *SET* ou *RESET*.

Figura 25. Domínios magnéticos antes e depois do *SET* e *RESET*

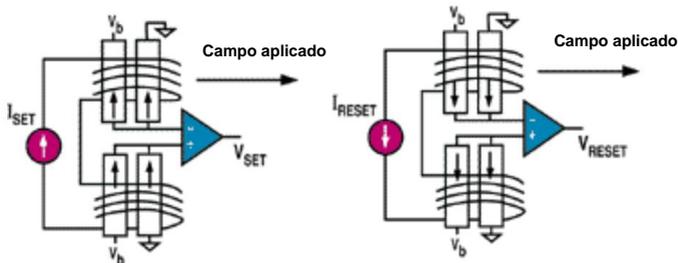


Fonte: Adaptado de Lab4Mens [4]

Estes pulsos de SET e RESET, de acordo com a folha de dados, devem ser efetuados periodicamente a fim de restabelecer a sensibilidade do sensor. A periodicidade de aplicação dos pulsos de SET e RESET deve ser definida de acordo com a necessidade de sensibilidade da aplicação. Nos ensaios realizados no decorrer deste trabalho, os pulsos foram disparados antes de cada aquisição.

A Figura 26 apresenta uma ilustração da disposição do enrolamento de SET e RESET em um sensor AMR. Nota-se que se trata de um mesmo enrolamento tanto para SET quanto para RESET, apenas percorrido em sentido oposto pela corrente. Ainda nesta ilustração é possível constatar que o campo gerado pelo enrolamento é perpendicular à direção do eixo de sensibilidade do sensor, ou seja, perpendicular ao campo magnético de interesse. Como os pulsos SET e RESET magnetizam o magnetorresistor em sentidos opostos, as respostas V_{set} e V_{reset} indicadas na figura têm polaridade invertida para um mesmo campo magnético aplicado. Os pulsos de SET e RESET devem ser aplicados sempre na mesma sequência, evitando inversão dos resultados obtidos.

Figura 26. Disposição da bobina de SET e RESET

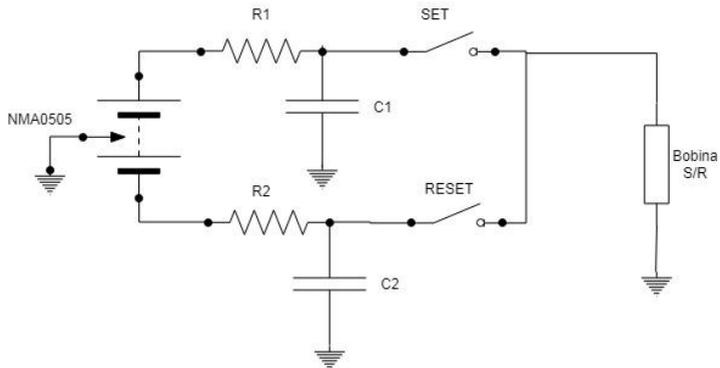


De acordo com a folha de dados do HMC1053, para garantir a sensibilidade do sensor, os pulsos de SET e RESET devem possuir amplitude mínima de 400 mA e duração mínima de 2 μ s. Correntes da ordem de 400 mA, ainda que por curtos períodos de pulso, podem se tornar um problema em aplicações eletrônicas deste porte. Nesta aplicação, a fonte ± 5 V implementada com um CI NMA0505 tem capacidade de fornecer apenas 100 mA, incluindo o consumo dos outros circuitos.

A solução proposta para o circuito de SET e RESET é baseada na solução microcontrolada proposta na folha de dados, empregando um circuito capacitivo com acúmulo de energia. A Figura 27 apresenta um

diagrama simplificado do circuito. Os capacitores C1 e C2 permanecem carregados com a tensão de saída do NMA0505. Ao ser acionada a chave de SET ou RESET, o respectivo capacitor é descarregado sobre a bobina S/R. Os resistores R1 e R2 têm duas funções: proteger a fonte no momento do pulso, evitando sobrecorrente, e limitar a corrente de carga dos capacitores após as chaves serem abertas.

Figura 27. Diagrama esquemático do circuito de SET e RESET



Fonte: Elaborado pelo autor

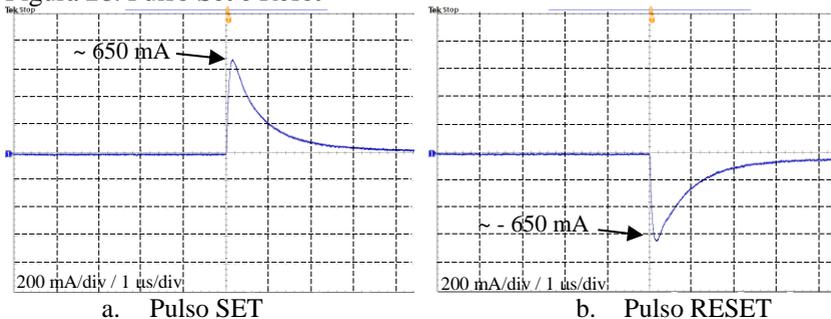
Os valores de C1 e C2 foram determinados com base nas recomendações de aplicação (*application notes*) fornecidas na folha de dados do fabricante, que sugerem capacitores de 200 nF [25]. O circuito RC formado por um dos capacitores e a bobina S/R pode ser modelado simplificada pela expressão 4.4.1, que descreve a tensão V_R sobre o resistor durante a descarga do capacitor, cuja tensão inicial é E . A corrente I_R no resistor pode ser obtida dividindo a tensão pela resistência R , resultando na equação 4.4.2. A tensão inicial E nos capacitores C1 e C2 é igual a +5 V e -5 V, respectivamente, devido à tensão do NMA0505. A bobina S/R tem resistência igual a 5 Ω , e os capacitores possuem capacitância de 200 nF. O emprego destes valores no modelo simplificado indica que a corrente inicial na bobina atinge 1 A e, após 2 μ s, ainda haverá 135 mA percorrendo a bobina. Garante-se, portanto, que o pulso atinge a duração mínima requerida.

$$V_R(t) = E \cdot e^{-t/RC} \quad (4.4.1)$$

$$I_R(t) = \frac{E \cdot e^{-t/RC}}{R} \quad (4.4.2)$$

Uma vez implementada a solução com pulso através de descarga de capacitores, realizou-se a aquisição das formas de onda de corrente na bobina S/R durante os ciclos de SET e RESET. A Figura 28 apresenta as formas de onda adquiridas com o osciloscópio e um sonda de corrente. As escalas de amplitude e de tempo são 200 mA/div e 1 μ s/div, respectivamente. Observa-se que a amplitude do pulso é de aproximadamente 650 mA, que difere do valor calculado por não se considerar a indutância do circuito, mas que ainda assim satisfaz o valor necessário de 400 mA. Os pulsos são simétricos e persistem mesmo após 2 μ s, atendendo as exigências da folha de dados da família HMC105x [25].

Figura 28. Pulso Set e Reset



Fonte: Elaborado pelo autor

Durante os ensaios com o sensor AMR HMC1053, foi possível observar que se o sensor AMR for exposto a campos magnéticos de grande magnitude, como por exemplo, aproximado a um ímã de neodímio, o sensor sofre perda parcial ou até mesmo total de sua sensibilidade. Nos testes, os pulsos de SET e RESET atuaram de maneira eficaz, reestabelecendo completamente a sensibilidade do dispositivo.

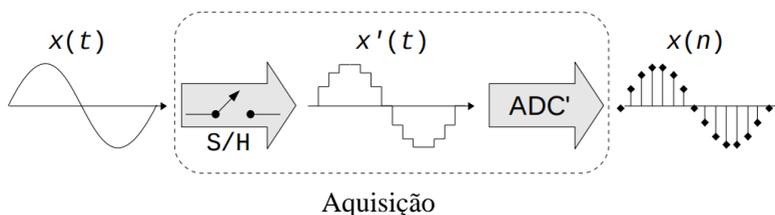
No diagrama esquemático apresentado na Figura 27 foram apresentados apenas os componentes principais do circuito de SET e RESET. O circuito completo com todos os componentes pode ser visualizado no APÊNDICE A – Diagrama da placa de Controle e Condicionamento.

4.5 AQUISIÇÃO DE SINAIS

O processamento e a análise dos dados são simplificados e mais ágeis quando utilizadas ferramentas digitais de processamento de sinal, como será abordado posteriormente no item 4.8. Para possibilitar o uso de ferramentas digitais é necessário converter o sinal analógico em um sinal digital, tarefa atribuída à etapa de aquisição. A última etapa envolvendo sinais analógicos, a etapa de aquisição, transforma um sinal analógico, contínuo no tempo e em amplitude, em uma sequência numérica, discretizada na amplitude e no tempo.

A Figura 29 apresenta de forma gráfica as duas principais etapas do processo de conversão analógico-digital, que são a amostragem, realizada pelo *Sample and Hold*, e a quantização, realizada pelo conversor analógico-digital (ADC). Os principais parâmetros desta etapa são a frequência de amostragem f_s e a resolução do ADC.

Figura 29. Aquisição de sinal analógico



Fonte: Adaptada de DOS SANTOS [13]

Para realizar aquisição de sinais, será empregado um osciloscópio Tektronix DPO4104, com banda de 1 GHz e 5 GS/s de taxa de amostragem máxima. O osciloscópio é responsável por todas as etapas da aquisição, desde o sinal na saída da amplificação ao arquivo de dados no formato ".CSV". A escolha do equipamento é decorrente de algumas de suas características, dentre elas, a possibilidade de amostrar 4 canais simultaneamente, atendendo a necessidade de canais dos ensaios propostos. Outra necessidade dos ensaios é obter medições de corrente com boa precisão, uma vez que servem de referência para aferições e para o cálculo do campo pelo método indireto. Para as medições de corrente, a melhor opção disponível no laboratório é a ponteira Tektronix TCP0030, que oferece boa precisão, da ordem de 1%, mesmo em medições abaixo de 1 mA. Para aplicação da ponteira TCP0030, o

equipamento exigido é o osciloscópio DPO4104 ou outro dispositivo que possua a interface TekVPI™.

O Tektronix DPO4104 ainda possui ferramentas matemáticas como integração de sinal e FFT, que podem ser aplicadas em tempo real nos sinais adquiridos. Estas ferramentas auxiliaram a análise prévia dos dados adquiridos. O Tektronix DPO4104 foi aplicado em todas as etapas deste trabalho, desde os procedimentos de aferição aos ensaios finais.

4.6 FILTRAGEM ANTIRRECOBRIMENTO

Definido o sistema de aquisição a ser utilizado, o qual fará a digitalização do sinal, há a necessidade de se atender ao teorema da amostragem de Nyquist para evitar a ocorrência de recobrimento. Para tal, é necessário a aplicação de um filtro antirrecobrimento. De acordo com o teorema da amostragem de Nyquist, a taxa de amostragem de um sinal f_s deve ser superior a duas vezes a frequência máxima B do sinal amostrado, conforme apresenta a equação 3.7.1.

$$f_s > 2B \quad (3.7.1)$$

A banda passante do AMR utilizado neste trabalho, igual a 5 MHz, é inferior à metade da frequência de amostragem do osciloscópio Tektronix DPO4104 (1 GHz). Neste caso, o teorema de Nyquist já é satisfeito pela própria limitação do AMR, não sendo necessária a implementação de um filtro antirrecobrimento. Além disso, nas aplicações deste trabalho, o sinal amostrado também é limitado em frequência na faixa dos 10 kHz, vista a limitação do amplificador INA118, como mostrado anteriormente na Figura 22. Assim, para este conjunto, o filtro antirrecobrimento não tem a necessidade de ser implementado.

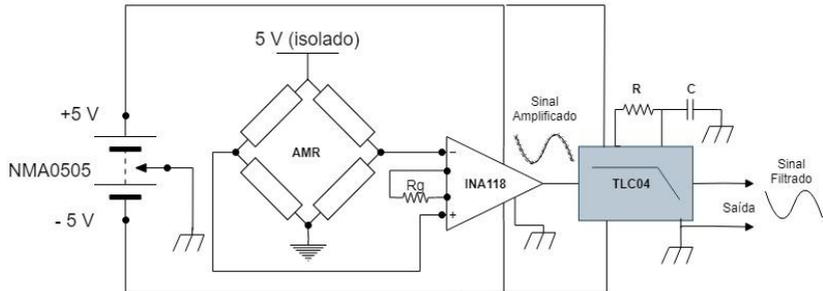
Visto a ampla gama de possibilidades de aplicações dos sistemas com sensores AMR, é possível em algumas delas o teorema da amostragem não seja satisfeito. Visando definir uma topologia completa, que possa servir de referência para futuras aplicações dos sensores AMR, foi sugerido um filtro passa-baixas que seja compatível com o restante da topologia já definida.

De fácil implementação, compatível com o INA118 e níveis de tensão dos demais componentes do sistema, o circuito integrado TLC04, fabricado pela Texas Instruments, implementa um filtro passa-baixas Butterworth de 4ª ordem a capacitores chaveados. Este componente

apresenta uma grande vantagem, que é a necessidade de apenas dois componentes externos ao encapsulamento para ser implementado: um resistor e um capacitor, os quais constituem um oscilador RC que define frequência de corte f_c do filtro conforme 4.6.2. O circuito com o TLC04 é representado na Figura 30.

$$f_c = \frac{7.10^{-3}}{RC} \quad (4.6.2)$$

Figura 30. Diagrama esquemático com Filtro TLC04

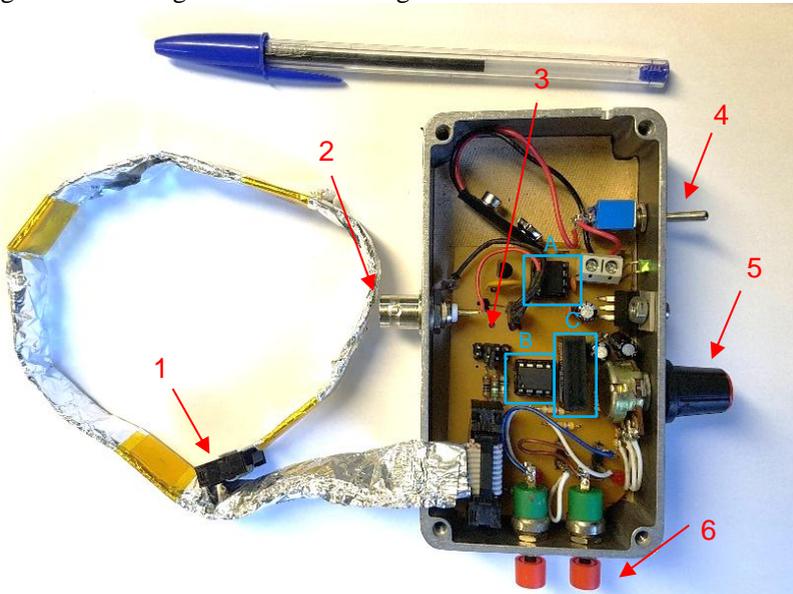


Fonte: Elaborado pelo autor

4.7 IMPLEMENTAÇÃO DO CIRCUITO

A Figura 31 apresenta uma foto da implementação final do conjunto discutido neste capítulo. Os subsistemas foram implementados em uma única placa de circuito impresso (PCI) conforme os módulos apresentados. As dimensões externas da placa são 4,5 cm x 7 cm. Todo o circuito foi acondicionado em um gabinete metálico conectado à referência (GND). A intenção foi de blindar o circuito de interferências externas. Ainda na imagem é possível visualizar que o cabo *flat* que conecta o HMC1053 à placa foi envolvido em uma fina folha de alumínio. Esta solução foi adotada durante os primeiros ensaios, em que o sinal de saída apresentava considerável nível de ruído. Após a blindagem do cabo, houve uma redução significativa da interferência dos ruídos externos.

Figura 31. Montagem do circuito em gabinete metálico



Fonte: Elaborado pelo autor

Os principais pontos de conexão e interface da placa de controle e condicionamento desenvolvida, indicados com as setas na Figura 31, são:

- 1- Conector para placa de suporte do HMC1053;
 - 2- Saída de sinal via conector BNC;
 - 3- *Jumpers* para seleção de ganhos;
 - 4- Interruptor da bateria;
 - 5- Potenciômetro de ajuste de OFFSET;
 - 6- Chaves (*push buttons*) SET e RESET.
- A- Amplificador operacional LM358
 B- Amplificador de instrumentação INA118
 C- Conversor CC/CC NMA0505

4.8 PROCESSAMENTO E VISUALIZAÇÃO DOS DADOS

Uma vez adquiridos os dados é necessário desenvolver uma ferramenta para processá-los e analisá-los. A opção escolhida foi a plataforma de desenvolvimento LabVIEW. A opção por este *software* ocorreu pela facilidade de desenvolvimento de elementos gráficos e de integração com os arquivos gerados pelos osciloscópios Tektronix.

Uma aplicação desenvolvida no ambiente LabVIEW é denominada Instrumento Virtual ou VI, do inglês *Virtual Instrument*. Para o seu desenvolvimento, emprega-se uma linguagem de programação gráfica denominada G, que utiliza ícones e traços de conexões ao invés das tradicionais linhas de código.

Outra facilidade oferecida pela plataforma LabVIEW é a disponibilidade de subrotinas prontas para várias operações: i) cálculo de valor médio; ii) cálculo do valor RMS (*Root Mean Square*); iii) cálculo da FFT (*Fast Fourier Transformer*); iv) filtros de sinal etc. As funcionalidades já implementadas na plataforma aceleram o desenvolvimento, principalmente nas aplicações propostas, onde estas operações são amplamente utilizadas no tratamento dos sinais provenientes do sensor AMR.

O próximo capítulo tratará da aferição e testes realizados com o sistema implementado.

5 AFERIÇÃO E TESTES DO SISTEMA

Finalizada a implementação da placa de controle e condicionamento, inicia-se uma importante etapa do processo de desenvolvimento: a aferição. Além disso, foram realizados testes para avaliar as soluções propostas durante o período de desenvolvimento. Este capítulo aborda duas fases, iniciando com a realização da aferição do conjunto implementado, que é fundamental para a confiança em futuras aplicações. O capítulo finaliza verificando se a aferição continua válida para condições adversas, em pontos de operação fora da região de aferição.

5.1 AFERIÇÃO

Uma maneira relativamente simples de aferir um sensor ou um instrumento de medição é comparar os seus valores com resultados obtidos por um instrumento de referência, com características conhecidas, em medição simultânea da mesma grandeza. Deste modo o desvio percentual entre as duas leituras fornece uma boa avaliação da qualidade das medidas do sensor ou instrumento sob teste.

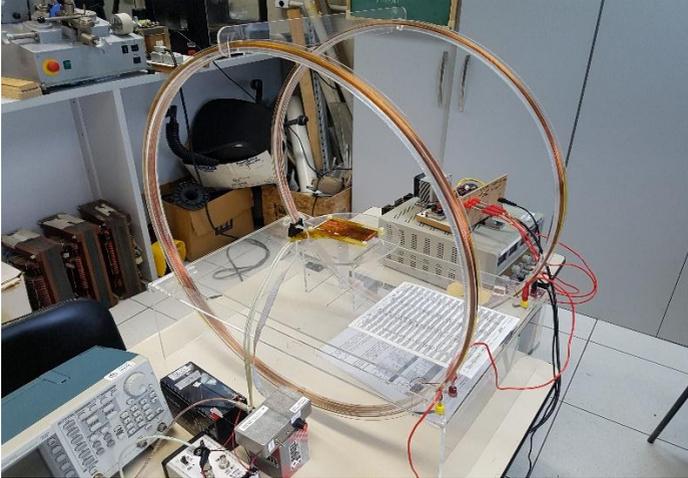
Com intuito de verificar o desempenho do sensor HMC1053 e do restante do sistema, o sensor foi submetido a ensaios empregando uma Bobina de Helmholtz para avaliar seu funcionamento na faixa de frequência de 1 Hz a 500 Hz, e na faixa de amplitude de 1 A/m a 100 A/m.

A Bobina de Helmholtz é um dispositivo composto de duas bobinas concêntricas de raio r associadas em série, dispostas a uma distância L uma da outra, onde L deve ser igual a r . Satisfeita esta condição, o campo magnético na região central é uniforme e pode ser calculado pela equação 5.1.1. [12].

$$H_0 = nIr^2(r^2 + 0,25r^2)^{\frac{3}{2}} \quad (5.1.1)$$

Na equação 5.1.1, H_0 representa o valor do campo magnético na região de interesse, n é definido pelo número de espiras dispostas em cada uma das bobinas e I é o valor da corrente aplicada nas bobinas do equipamento. A Figura 32 apresenta uma fotografia do equipamento.

Figura 32. Imagem do procedimento de aferição dos sensores



Fonte: Elaborado pelo autor

O equipamento utilizado durante a realização dos ensaios foi montado pela equipe do GRUCAD, e tem como características construtivas duas bobinas de raio 300 mm e 50 espiras, montadas a 300 mm uma da outra, satisfazendo a condição $L = r$. Assim o Campo magnético em seu interior pode ser definido como

$$H_0 = 116,15 I \quad (5.1.2)$$

Neste caso o instrumento de referência não será outro instrumento para medição de campo magnético, e sim o valor calculado indiretamente através da corrente que circula pela bobina de Helmholtz. A corrente de referência é medida através da sonda Tektronix TCP0030.

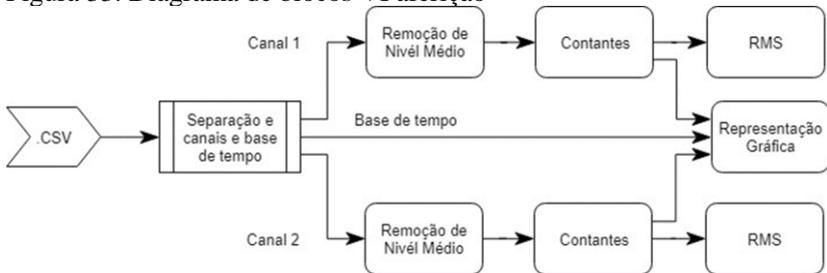
Como apresentado na seção 4.2, de acordo com a folha de dados do sensor AMR HMC1053, a sensibilidade típica do sinal de saída é de 1 mV/V/gauss. Porém, pode haver pequenas variações nesta sensibilidade. Estas variações podem estar associadas ao processo de fabricação e a outras características intrínsecas aos materiais utilizados na fabricação de cada lote ou mesmo de cada dispositivo.

O processo de aferição do sensor tem como objetivo final definir uma constante de aferição que, multiplicada pela saída do sistema de medição, resulte no valor mais próximo possível do valor do campo de referência. Espera-se que a constante de aferição seja próxima da

unidade, indicando um pequeno desvio com relação ao valor de referência.

Para a realização da aferição, foi selecionado um conjunto de pontos com variação em amplitude e frequência. A escolha dos pontos leva em consideração as faixas de campos magnéticos tipicamente medidos no grupo de pesquisa e as limitações de operação do conjunto bobina de Helmholtz e amplificador de potência. A Figura 33 apresenta o diagrama de blocos do VI utilizado para o tratamento dos dados adquiridos durante o processo de aferição, os canais 1 e 2 são, respectivamente, a corrente na bobina de Helmholtz e o sinal amplificado do AMR.

Figura 33. Diagrama de blocos VI aferição



Fonte: Elaborado pelo autor

A Tabela 3 apresenta os pontos selecionados para a aferição. O conjunto é um total 25 pontos, resultantes da combinação de 5 valores de frequência e 5 valores de amplitude, destacados em cinza. Nas células brancas estão os resultados das constantes de aferição calculadas para cada ponto. A constante de aferição é calculada conforme equação 5.1.3, onde H_{ref} é o valor RMS do campo magnético de referência calculado pela equação 5.2.1 e H_{amr} é o valor do campo magnético medido através do sensor HMC1053.

$$Cte_{aferição} = \frac{H_{ref}}{H_{amr}} \quad (5.1.3)$$

Ainda na Tabela 3 estão destacadas em verde as médias das constantes de aferição para cada uma das amplitudes, e destacadas em azul as médias das constantes de aferição para cada uma das frequências. O objetivo de se fornecer estes valores médios é para verificar o comportamento do sensor, isoladamente, em relação a

variação de amplitude e de frequência. Por fim, destacada em amarelo, está a média de todos os pontos aferidos, resultando um constante de aferição global para a aplicação deste sensor

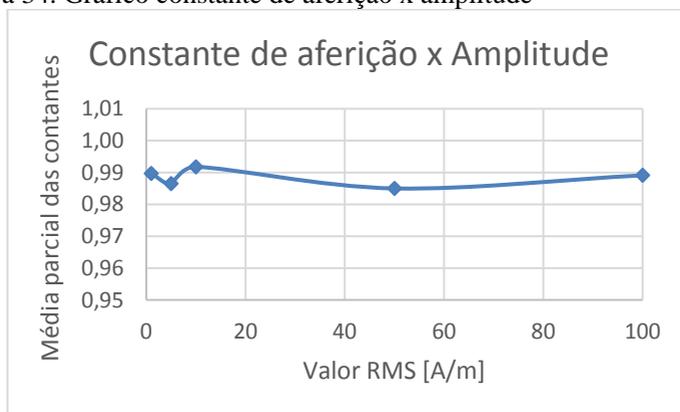
Tabela 3. Aferição com varredura em amplitude e frequência

	1 Hz	10 Hz	50 Hz	100 Hz	500 Hz		Médias parciais Amplitude
1 A/m	0,9836	0,9856	0,9892	0,9864	1,0038	0,9897	
5 A/m	0,9825	0,9809	0,9807	0,9844	1,0042	0,9865	
10 A/m	0,9871	0,9864	0,9868	0,9896	1,0089	0,9918	
50 A/m	0,9787	0,9787	0,9791	0,9846	1,0039	0,985	
100 A/m	0,9839	0,9854	0,9802	0,9917	1,0044	0,9891	
	0,9832	0,9834	0,9832	0,9873	1,005	0,9884	
Médias parciais das constantes para uma mesma Frequência							

Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 34 é apresentada uma curva formada pelos valores médios destacados em verde na Tabela 3, relativos às médias das constantes para uma mesma amplitude. O objetivo de se apresentar esta curva é avaliar o comportamento do sensor com a variação de amplitude do campo magnético medido. Observa-se que o comportamento do sistema é praticamente linear neste teste realizado. As variações observadas não ultrapassam $\pm 1\%$.

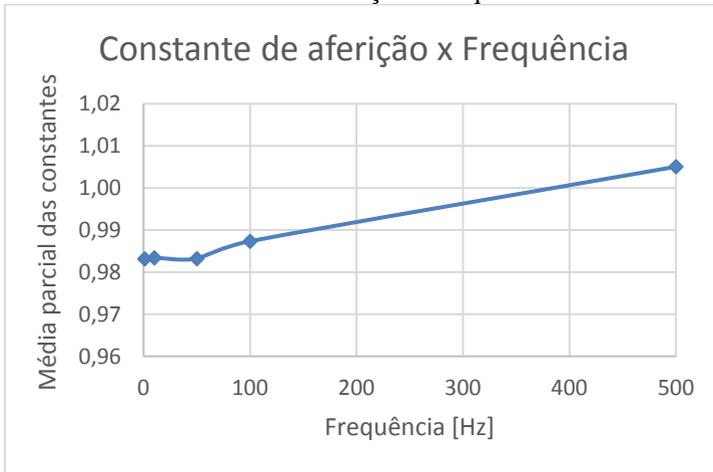
Figura 34. Gráfico constante de aferição x amplitude



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 35 apresenta uma curva semelhante, composta pelas médias destacadas em azul na Tabela 3, relativas às medias das constantes para uma mesma frequência. O objetivo deste gráfico é avaliar o comportamento do sensor com a variação de frequência do campo magnético medido. Observa-se uma tendência de aumento dos valores das médias com o aumento da frequência. Esta tendência indica uma redução de sensibilidade do HMC1053 em frequências mais elevadas. Se forem avaliados somente os pontos medidos, a variação de sensibilidade de 1 Hz a 500 Hz é da ordem de 2 %, satisfatória para as aplicações pretendidas.

Figura 35. Gráfico constante de aferição x frequência



Fonte: Elaborado pelo autor

Os resultados mostram que o HMC1053 apresenta precisão satisfatória nas faixas de amplitude e de frequência de interesse. Assim, concluído o processo de aferição e avaliando os resultados obtidos, pode-se qualificar o sensor HMC1053, em conjunto com o sistema desenvolvido e devidamente aferido, como sendo apto para ser aplicado nas próximas etapas do trabalho.

5.2 VANTAGENS EM RELAÇÃO AO SENSOR DE INDUÇÃO

Com o objetivo do trabalho de oferecer os sensores AMR como uma alternativa ao tradicional sensor de indução empregado no GRUCAD, é relevante uma avaliação de desempenho das duas técnicas. Inicia-se esta seção com uma breve abordagem do funcionamento dos sensores de indução, seguida por testes com o AMR em condições desfavoráveis para a aplicação do sensor de indução. Uma comparação direta dos dois sistemas é apresentada posteriormente no capítulo 6.

O sensor de indução tem seu comportamento regido pela lei da indução de Faraday. A equação 5.2.1 representa a lei da indução de Faraday aplicada a um sensor de indução elementar, ou seja, composto de uma única espira, onde a tensão $v(t)$ em seus terminais é dada pela variação do fluxo Φ no tempo [11].

$$v(t) = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (5.2.1)$$

Como a bobina sonda é composta por N espiras em série, pode-se considerar N sensores elementares conectados em série. Assim a tensão nos terminais da bobina sonda $v(t)$ é dada por 5.2.2.

$$v(t) = - N \frac{d\Phi}{dt} \quad (5.2.2)$$

Sendo a indução magnética \mathbf{B} um campo vetorial, pode-se calcular seu fluxo através de uma superfície S , conforme 5.2.3.

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (5.2.3)$$

Considerando \mathbf{B} constante em toda superfície S , e o sensor constituído com um núcleo não magnético de ar, com permeabilidade μ_0 , e levando-se em conta apenas o módulo e em apenas uma direção (dada pela direção perpendicular à bobina do sensor), chega-se a 5.2.4.

$$\Phi = \mu_0 H S \quad (5.2.4)$$

Substituindo 5.2.4 em 5.2.1 e isolando os termos constantes, tem-se 5.2.5.

$$v(t) = - NS\mu_0 \frac{dH(t)}{dt} \quad (5.2.5)$$

Por fim, integrando 5.2.5, chega-se a 5.2.6, que descreve o campo magnético $H(t)$ em função da integral da tensão induzida $v(t)$ nos terminais da bobina sonda.

$$H(t) = - \frac{1}{NS\mu_0} \int_T v(t) dt \quad (5.2.6)$$

Avaliando a equação 5.2.5, identifica-se uma das mais relevantes limitações sensor indutivo, o fato da tensão de saída $v(t)$ ser proporcional à variação do campo magnético $H(t)$ no tempo, ou seja, a impossibilidade de medir componentes contínuas de campo magnético.

Outro ponto derivado desta característica é a relação direta de amplitude do sinal de saída com a frequência do campo magnético, ou seja, campos magnéticos, mesmo que variáveis no tempo, porém em baixa frequência, são de difícil mensuração.

Foi proposto efetuar testes do sensor AMR HMC1053 em condições em que os sensores de indução não são capazes de operar adequadamente. O objetivo destes testes é verificar o desempenho do HMC1053 verificando se as aferições, realizadas em regime senoidal puro, sem componentes DC, podem ser aplicadas nestes casos.

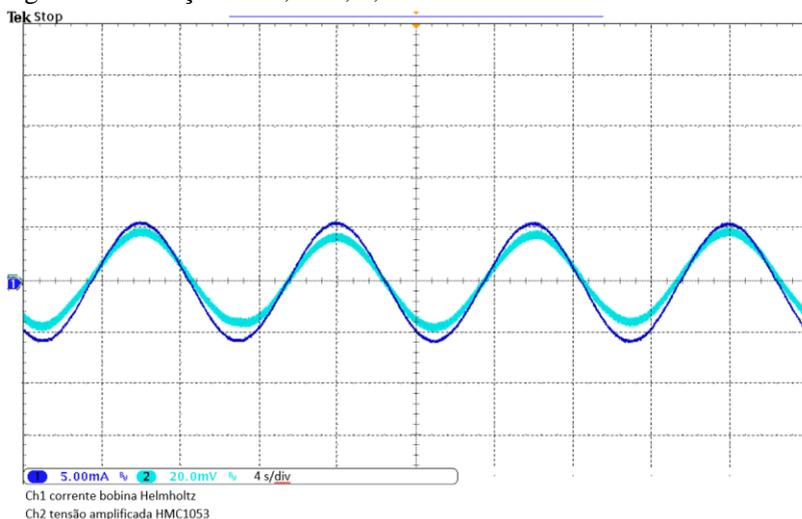
As duas situações propostas são medições de campo magnético senoidal com baixa amplitude e baixa frequência, e de campo senoidal com componente DC. Os ensaios e resultados obtidos são descritos a seguir.

5.2.1 Operação com campo magnético de baixa amplitude e baixa frequência

A primeira situação apresentada, uma condição em que, a rigor, o sensor de indução pode ser aplicado, é um campo magnético senoidal com amplitude de 0,5 A/m e frequência de 0,1 Hz. Mesmo que na teoria a equação 5.2.5 indique que é induzida uma tensão nos terminais do sensor de indução, sabe-se que, na prática, valores de campo magnético com estas características são de difícil mensuração devido à baixa amplitude do sinal de saída. Os sinais de campo de baixa amplitude podem ser facilmente confundidos ou sobrepostos pelos ruídos externos.

A Figura 36, que é uma captura de tela do osciloscópio DPO410, apresenta duas formas de onda: da corrente aplicada na bobina de Helmholtz, em azul escuro, e a tensão proveniente do sinal do sistema com o AMR, em azul claro. Em uma análise visual é possível observar que o sinal do sistema com o AMR tem uma boa reprodução da curva de referência, apresentando nível de ruído satisfatório. O ruído presente não dificulta a avaliação da forma de onda.

Figura 36. Medição em 0,1 Hz, 0,5 A/m



Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com os valores eficazes das formas de onda, calculados pelo osciloscópio, a corrente de alimentação da bobina de Helmholtz tem valor eficaz de 4,032 mA e a tensão de saída do sistema com AMR tem valor eficaz de 12,70 mV. Multiplicando estes valores, respectivamente, pela constante da equação 5.1.2 e pela constante 38,106 A/m/V, apresentada na Tabela 2 e corrigida pela constante de aferição, obtiveram-se os valores de campo magnético apresentados na Tabela 4. Neste ensaio, obteve-se uma medição de campo magnético satisfatória pelo sistema com o sensor AMR, apresentando apenas 2% de desvio em relação ao método indireto, tomado como referência. Isto indica um bom desempenho do HMC1053 nestas condições. É importante destacar que os cálculos que resultaram na Tabela 4 foram realizados com o valor médio registrado pelo osciloscópio, representando a média de pelo menos 6 ciclos.

Tabela 4. Aquisição em baixa amplitude a baixa frequência

Método	Aquisição	Constante	Valor do campo magnético	Desvio
Indireto	4,032 mA	116,15	0,468 A/m	2,07%
AMR	12,70 mV	37,64	0,478 A/m	

Fonte: Elaborado pelo autor

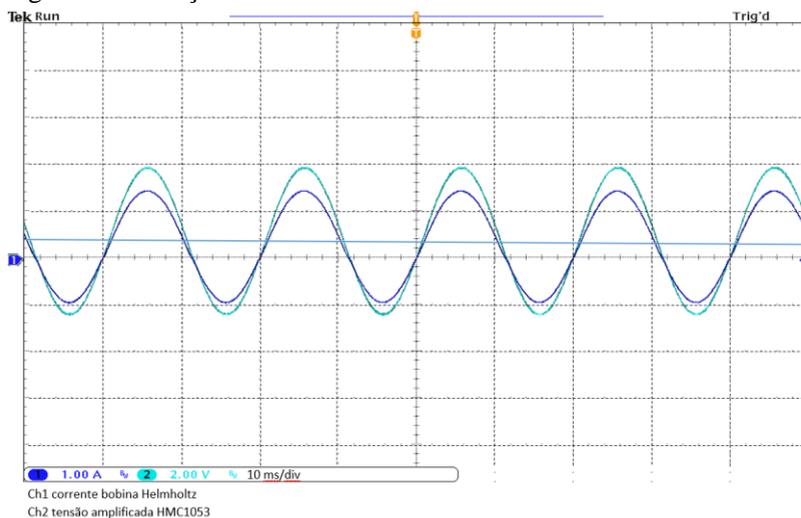
Durante os ensaios em baixa amplitude e baixa frequência foi detectado um ruído no sinal amplificado, visível na curva de azul clara na Figura 36. Investigando este fato, observou-se que a frequência definida do ruído está próxima a 100 kHz, acima da faixa de corte do amplificador INA118. Conclui-se que é originado pela frequência de chaveamento do conversor DC/DC NMA0505. A alta frequência do ruído é de fácil remoção no tratamento digital, não interferindo na faixa de interesse dos ensaios realizados. Entretanto, uma melhoria poderá ser realizada futuramente no projeto com o ajuste do filtro de saída do NMA0505.

5.2.2 Operação com campo magnético com componente contínua

A medição de campos com componentes contínuas é impossível para o sensor indutivo, uma vez que sua resposta a campos magnéticos deste tipo é nula. Esta limitação do sensor de indução pode impossibilitar sua aplicação em algumas linhas de pesquisa. A medição de campos magnéticos com componentes contínuas é um de diferencial da tecnologia AMR. Porém, é necessário verificar se as condições de aferição se mantêm adequadas para este tipo de sinal, ou seja, se sua resposta continua linear na frequência 0 Hz.

Para verificar o comportamento nestas condições, foi proposta a avaliação de medições com nível DC adicionado a formas de onda com diferentes frequências fundamentais na alimentação da bobina de Helmholtz. Em todos os ensaios, foram controlados os valores eficazes (RMS) e médios das formas de onda de alimentação, de modo a variar apenas a frequência fundamental. A Figura 37 apresenta as formas de onda de corrente na bobina de Helmholtz (azul escuro) e de tensão de saída do sistema com AMR (azul claro) em uma das aquisições realizadas. Destaca-se o nível médio da corrente de alimentação da bobina com a linha horizontal. Os valores medidos foram multiplicados pelas respectivas constantes apresentadas anteriormente na Tabela 4 para obter os valores de campo magnético.

Figura 37. Medição em 80 Hz com DC



Fonte: Elaborado pelo autor

A Tabela 5 apresenta a compilação dos dados dos conjuntos de aquisições realizadas para cada frequência aplicada nos ensaios. O desvio da componente DC medida pelo AMR é da ordem de 2 % em relação à medida pelo método indireto. Já o desvio do valor RMS fica em torno de 1 %. É importante destacar que o cálculo do valor RMS considera a componente contínua da forma de onda, de modo que seu desvio também é diretamente influenciado pelo desvio da componente DC.

Tabela 5. Resultado das medições com nível DC

Freq. (Hz)	Indireto (A/m)		AMR (A/m)		Desvio (%)	
	RMS	Médio	RMS	Médio	RMS	Médio
3	81,21	19,17	82,18	19,59	1,2	2,2
10	82,63	19,23	83,40	19,66	0,9	2,3
80	82,24	19,16	82,31	19,56	0,1	2,1

Fonte: Elaborado pelo autor

Os desvios apresentados pelo sistema com AMR foram mais significativos para o valor médio do que para o valor eficaz global da forma de onda. Isto confirma a tendência observada na Figura 35 que, ao

apresentar constantes de aferição menores para a região de baixa frequência, indica que a sensibilidade do sistema nesta região é mais elevada. Os desvios de aproximadamente 2 % não desclassificam o sensor HMC1053 para medições com nível DC. Porém, se a precisão da medição desta componente for crítica para alguma linha de pesquisa, sugere-se a adoção de técnicas mais sofisticadas de aferição e medição.

5.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados apresentados neste capítulo indicam um bom desempenho do sensor AMR e do sistema associado nas medições de campo magnético na faixa de frequência de 0 Hz a 500 Hz e de amplitude de 0,5 A/m a 100 A/m. Tendo em vista os desvios observados na medição de campos com nível contínuo, recomenda-se a aferição do sensor AMR também nesta condição visando aumentar a precisão dos resultados se esta região for de interesse para a aplicação.

6 APLICAÇÃO DO SENSOR AMR

Este capítulo apresenta testes de aplicação realizados com o sistema desenvolvido e aferido para medição de campo magnético com sensor AMR, iniciando com uma abordagem sobre alguns conceitos teóricos, passando pela descrição dos ensaios, pelo tratamento digital realizado e finalizando com uma breve discussão acerca dos resultados obtidos.

Os ensaios, escolhidos pelas suas características distintas, estão relacionados com aplicações do grupo de pesquisa GRUCAD. Um dos ensaios consiste em medições de campo magnético tangencial em lâminas de aço para fins elétricos no processo de caracterização magnética e o outro em realizar a análise espectral dos campos magnéticos externos de um motor de indução trifásico (MIT) com a finalidade determinar a velocidade do rotor.

6.1 MEDIÇÃO DE VELOCIDADE EM UM MIT

A determinação de velocidade de um motor de indução tem várias aplicações, dentre elas estimar seu nível de carregamento ou avaliar seu rendimento. Em determinadas situações, não é possível usar um tacômetro ou *encoder* para medição da velocidade do eixo de um motor, como por exemplo, quando se encontra acoplado a sua carga mecânica sem a possibilidade de parada ou de desconexão. Assim, há a necessidade de uma alternativa para a medição de velocidade. De acordo com algumas publicações da área [22][23][24], é possível observar componentes relacionadas ao escorregamento da máquina no espectro de frequências do campo externo do MIT. A equação 6.1.1 apresenta a relação entre a velocidade do rotor N e o escorregamento s , onde f é a frequência de alimentação e p é o número de polos da máquina.

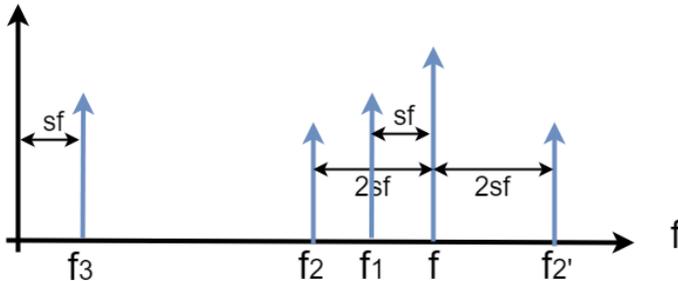
$$N = (1 - s) \frac{120f}{p} \quad (6.1.1)$$

A Figura 38 apresenta uma ilustração de um espectro de frequências típico do campo magnético externo de um MIT, em que se observa a frequência de operação da máquina f e demais raias de frequência diretamente relacionadas ao escorregamento s . A frequência $f3$ é a frequência das correntes induzidas nas barras do rotor, $f1$ é

relacionada à interação entre os campos fundamentais do estator e do rotor e f_2 e f_2' são atribuídas aos efeitos provenientes de assimetrias elétricas ou magnéticas de defeitos no rotor.

As frequências f_1, f_2, f_2', f_3 não são as únicas frequências relacionadas ao escorregamento que compõem o espectro do campo externo. Há outros múltiplos de sf na composição, porém com amplitudes relativamente baixas a ponto de se confundir com o ruído de fundo.

Figura 38. Representação do espectro de frequências do campo magnético externo de um MIT



Fonte: Adaptada de ELIAS, R. A [12]

Com base na composição de espectro apresentada na Figura 38, uma vez definidas as frequências f_1, f_2, f_2', f_3 , conhecendo a frequência de operação da máquina f , o escorregamento s pode ser calculado de três maneiras, conforme as equações 6.1.2, 6.1.3 e 6.1.4 [12].

$$s_1 = \frac{f - f_1}{f} \quad (6.1.2)$$

$$s_2 = \frac{f_2' - f_2}{4f} \quad (6.1.3)$$

$$s_3 = \frac{f_3}{f} \quad (6.1.4)$$

6.1.1 Ensaios para a obtenção de espectros de frequência de campo magnético externo de um MIT

As medições de formas de onda de campo magnético externo em um motor de indução foram realizadas simultaneamente através do sistema com sensor HMC1053 e de um sistema com sensor de indução [12], a fim de comparar os resultados obtidos por ambas as metodologias. As aquisições das formas de onda foram realizadas basicamente em duas condições de operação, em vazio e a plena carga.

A Figura 39 apresenta uma foto do sistema com sensor de indução e amplificador de sinais. Este equipamento foi desenvolvido anteriormente pela equipe do GRUCAD. Basicamente, o sistema é constituído por um conjunto de amplificadores e filtros para o condicionamento dos sinais provenientes do sensor de indução. Detalhes sobre o princípio de funcionamento, a topologia e aspectos construtivos podem ser vistos em [12].

Figura 39. Sensor de indução e amplificador de sinais



Fonte: Elaborado pelo autor

Os ensaios para a obtenção de dados foram realizados em um motor de indução trifásico WEG, da linha W22, com potência de 5 cv, velocidade nominal de 1680 rpm, categoria D, conectado em Y sob tensão de 380 V a 60 Hz. A Figura 40 apresenta a placa do motor ensaiado. Um ponto importante a ser destacado é a classificação na categoria D, a qual confere ao MIT um elevado conjugado de partida e alto escorregamento nominal, superior a 5 %. A escolha da máquina a ser ensaiada se deu justamente pela sua característica de acentuado escorregamento.

Figura 40. Placa do MIT sob ensaio



Fonte: Elaborado pelo autor

Os ensaios foram realizados no LABMAQ, Laboratório de Máquinas e Acionamentos Elétricos do Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica da UFSC, o qual dispõe de uma bancada de ensaios que possibilita testar motores de até 15 kW. A Figura 41 apresenta o motor ensaiado acoplado à bancada, mostrando também os pontos de fixação dos sensores. Os sensores foram rotacionados a cada ensaio de maneira a proporcionar a medição de campo magnético nas direções radial, axial e tangencial em relação à carcaça do motor. Como será visto, a posição radial é adequada para a obtenção do valor da velocidade, confirmando resultados obtidos por ELIAS [12].

Figura 41. Ensaio do MIT em bancada



Fonte: Elaborado pelo autor

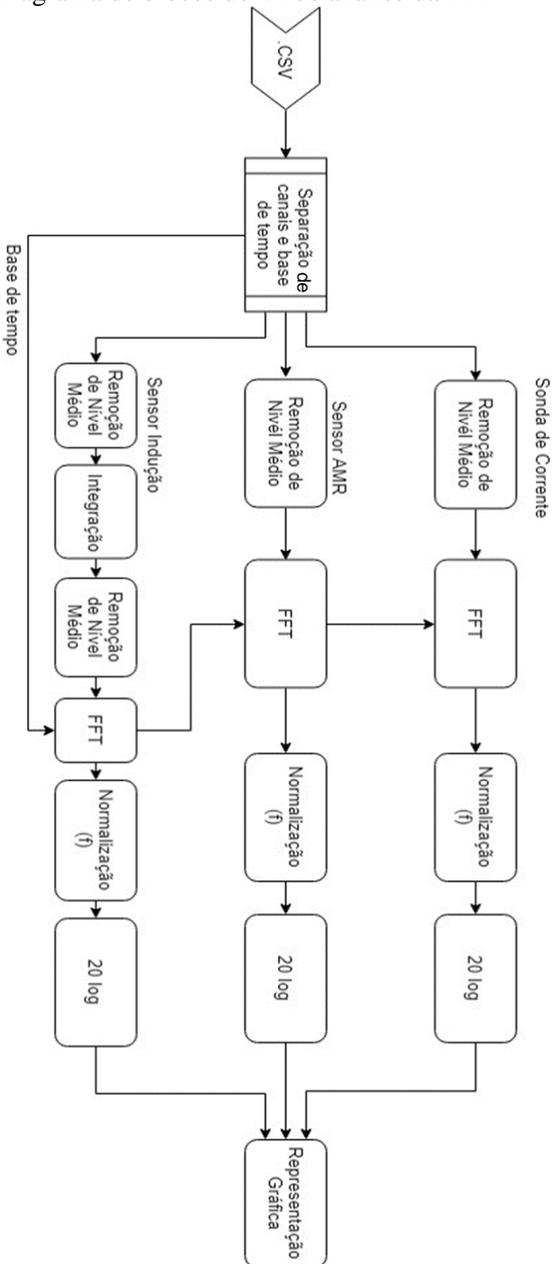
As aquisições foram realizadas em janelas de 10 s com taxa de amostragem de 10 kS/s, resultando em 100 kS por aquisição. O período de aquisição foi determinado de maneira a possibilitar resolução de 0,1 Hz nas raias de frequência após a aplicação da FFT, uma vez que a resolução espectral da FFT é dada pelo inverso do período adquirido [12].

6.1.2 Análise dos resultados

Os dados coletados, contidos nos arquivos gerados pelo osciloscópio, foram tratados com um VI que, através da aplicação da FFT (*Fast Fourier Transform*), apresenta em forma gráfica as componentes do espectro de frequência do sinal medido.

A Figura 42 apresenta o diagrama de blocos do VI aplicado, o código completo pode ser observado no APÊNDICE C – Código G para análise da FFT. O VI trata os canais 1, 2 e 3 relacionados à corrente elétrica medida com uma sonda de corrente, ao AMR e ao sensor de indução, respectivamente. Uma vez calculadas as FFTs dos sinais provenientes dos canais do sistema, as amplitudes são normalizadas em relação a sua maior componente, que nesta aplicação é a frequência fundamental f . Após a normalização suas amplitudes são convertidas em dB. A normalização e a conversão em dB são aplicadas para possibilitar a análise gráfica, visto a grande diferença de amplitude das demais raias em relação a fundamental.

Figura 42. Diagrama de blocos do VI de análise da FFT

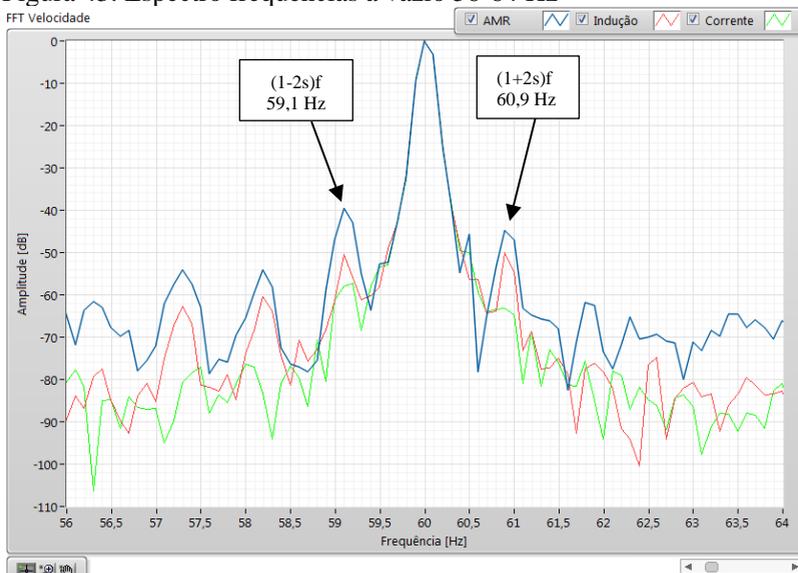


Fonte: Elaborado pelo autor

As figuras seguintes, Figura 43, Figura 44, Figura 45 e Figura 46, apresentam o espectro de frequências das medições de campo magnético externo ao MIT. Cada uma contém três espectros de frequência: em azul, os resultados do sensor AMR; em vermelho, os resultados do sensor de indução; e, em verde, da corrente de uma das fases do motor. As faixas de frequência exibidas foram truncadas para ampliar a visualização de regiões de interesse e facilitar a análise.

Na Figura 43, é apresentada a faixa de 56 Hz a 64 Hz do espectro de frequências do MIT operando em vazio. Tomando com referência as raias nominadas na Figura 38, é possível notar as componentes f_2 e f_2' , com frequências 59,1 Hz e 60,9 Hz respectivamente. Comparando as curvas do AMR (em azul) com as do sensor de indução (em vermelho) nota-se um menor espalhamento espectral na curva com AMR, caracterizado pela maior nitidez das raias, característica que auxilia a identificação das raias de interesse. Na curva relativa à corrente (em verde), as amplitudes das raias são relativamente menores, podendo ser confundidas com o ruído de fundo.

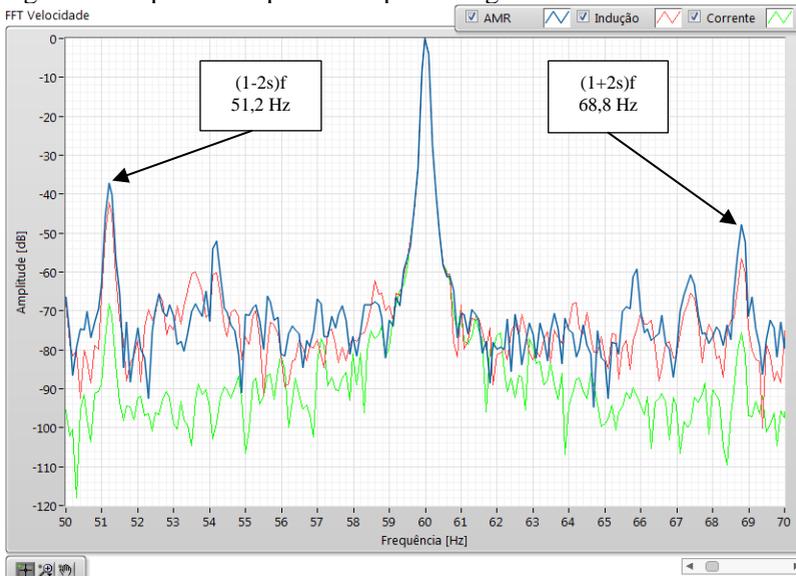
Figura 43. Espectro frequências a vazio 56-64 Hz



Fonte: Elaborado pelo autor

Semelhante à análise realizada anteriormente, porém com a máquina a plena carga, a Figura 44 apresenta os resultados obtidos na região compreendida entre 50 Hz e 70 Hz. Nesta condição, as raiais que se deseja identificar se localizam mais distantes de f devido ao maior escorregamento do rotor. Ficam evidentes as raiais em 51,2 Hz e em 68,8 Hz. Aplicando estes valores na equação 6.1.2, calcula-se um valor de escorregamento s de 7,3 %.

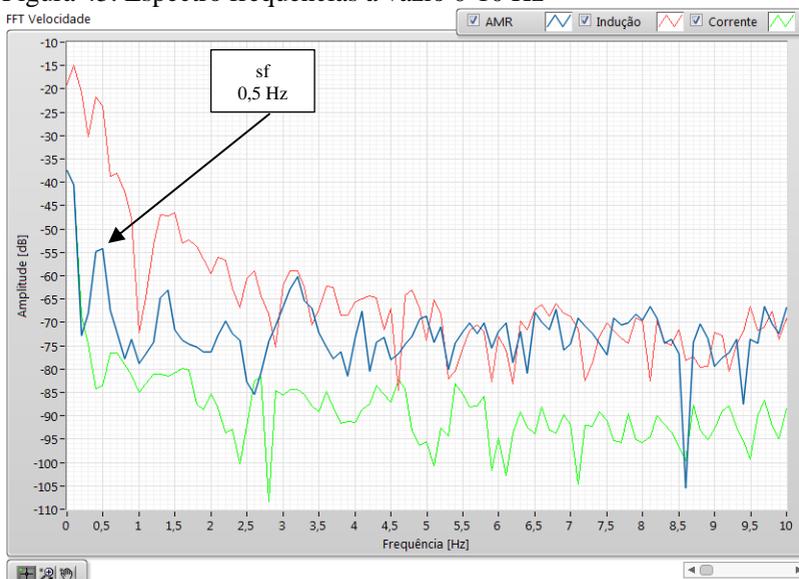
Figura 44. Espectro frequências a plena carga 50-70 Hz



Fonte: Elaborado pelo autor

Buscando a raia sf com o MIT operando em vazio, realizou-se a análise na janela compreendida entre 0 Hz e 10 Hz, conforme apresentada na Figura 45. Nesta faixa de frequências, a FFT provida do sistema com o AMR (em azul) apresenta resultado com sensível superioridade em relação às demais FFTs. A raia sf em 0,5 Hz é bem delimitada, de fácil identificação em uma análise visual. A FFT resultante do sensor de indução (em vermelho) também apresenta a raia sf , porém com amplitude muito próxima ao nível do ruído de fundo, o que torna mais difícil sua identificação.

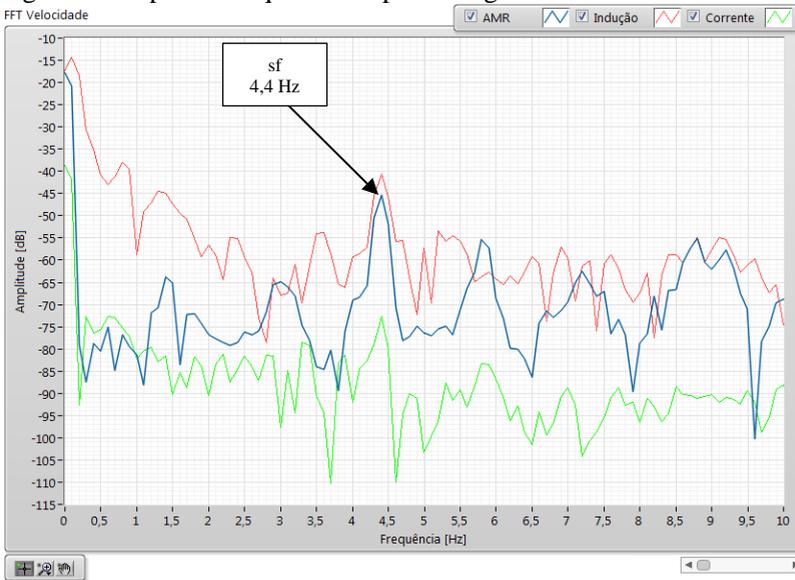
Figura 45. Espectro frequências a vazio 0-10 Hz



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 46, é apresentada a análise por meio da FFT semelhante à anterior, apresentada na Figura 45. Porém, neste caso, o motor de indução está operando à plena carga. A FFT obtida através do sensor AMR (em azul) novamente apresentou um resultado melhor do que dos outros sistemas, sendo bem definida e com baixo espalhamento espectral, evidenciado pela nitidez e fácil identificação da raia em 4,4 Hz. Além desta, outras raias são visíveis na FFT do sinal do AMR, o que não acontece nos outros sistemas. Diferente da medição em vazio, neste caso, o sistema com sensor de indução apresentou um melhor resultado ao possibilitar a visualização da raia de 4,4 Hz, porém ainda com desempenho inferior ao do AMR.

Figura 46. Espectro frequências a plena carga 0-10 Hz



Fonte: Elaborado pelo autor

Uma vez definidas as raiais sf e $(1 \pm 2s)f$, aplicando as equações (6.1.3) e (6.1.4), determina-se o valor do escorregamento s em cada ponto de operação. Aplicando o escorregamento calculado s e as informações de placa p e f na equação (6.1.1), determina-se a velocidade do rotor. A Tabela 6 apresenta os valores de velocidade determinados através da FFT do sinal do AMR em cada ponto de operação, comparando-os com valores de velocidade obtidos através do *encoder* da bancada de ensaios. Observa-se que os desvios das medições em relação às do *encoder* são muito próximos à faixa de incerteza do sistema de medição de velocidade da bancada (± 1 rpm).

Tabela 6. Resultados da medição de velocidade com AMR

rpm	AMR (rpm)		Encoder (rpm)	Desvio (%)	
	$(1 \pm 2s)f$	sf		$(1 \pm 2s)f$	sf
Vazio	1786,5	1785,0	1787	-0,03	-0,11
P. carga	1668,0	1668,0	1670	-0,12	-0,12

Fonte: Elaborado pelo autor

De acordo com o espectro apresentado na Figura 38, deveria se observar uma raia na frequência $(1 - s)f$. Porém, em nenhuma das análises pelas FFTs realizadas foi possível detectar esta raia. Presume-se que o seu não aparecimento tenha relação com a característica do MIT ensaiado, uma vez que também não foi observada nos resultados obtidos com os demais sensores empregados.

Em uma análise geral dos resultados, observa-se um menor espalhamento espectral nos dados provindos do AMR em relação aos sensores de indução. O menor espalhamento do sinal deixa os valores das raias de frequência mais definidos, fator que facilita a avaliação dos resultados de forma visual. Outro ponto positivo observado nos resultados obtidos com o sistema do sensor AMR é o menor ruído de fundo, principalmente nas baixas frequências, o que possibilita a melhor distinção das frequências de interesse.

A medição com o sensor HMC1053 possibilitaria a avaliação dos campos rotacional, tangencial e axial simultaneamente, caso fossem implementados dois módulos adicionais de controle e condicionamento. A medição simultânea nas três direções, referenciadas a um mesmo ponto, pode apresentar novas perspectivas de investigação na detecção de faltas incipientes através da análise espectral de campo magnético externo em motores de indução trifásicos.

6.2 APLICAÇÃO NA MEDIÇÃO DE CAMPO MAGNÉTICO EM AÇO ELÉTRICO EM UM SST

As características eletromagnéticas do aço silício, tais como perdas magnéticas totais ou curva de magnetização inicial, são essenciais para a concepção de dispositivos eletromagnéticos. O valor das perdas totais W_t pode ser definida como a integral em um período do produto do campo magnético H e do diferencial da indução dB , como dado pela equação 6.2.1. Dividindo o resultado da equação 6.2.1 pela massa específica do material m_v , obtém-se a equação 6.2.2, na unidade convencionalmente usada para as perdas magnéticas em J/kg. A curva de magnetização inicial pode ser obtida a partir dos valores máximos de campo e indução durante o ensaio [9].

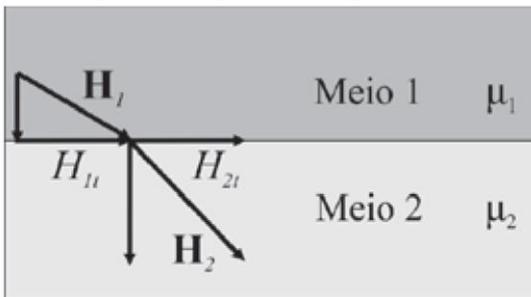
$$W_t = \int_{B|0}^{B|t} H(t) dB(t) \text{ [J/m}^3\text{]} \quad (6.2.1)$$

$$W_t = \frac{1}{m_v} \int_{B|0}^{B|t} H(t) dB(t) \quad [J/kg] \quad (6.2.2)$$

Nos ensaios com o uso do SST (*Single Sheet Tester*), o campo magnético $H(t)$ pode ser obtido em função da corrente de excitação, no chamado método indireto. Com uso do método indireto, o resultado é um $H(t)$ global, levando em consideração as dispersões do circuito magnético, o que pode inserir erros na medição. A solução para aprimorar a precisão é a medição do campo magnético $H(t)$ diretamente na lâmina sob ensaio, onde a medição é feita de forma direta, resultando em valores locais de campo. Nesta última maneira de obtenção do campo magnético se aplica o sensor AMR.

O uso do sensor AMR na medição de campo tangencial para a caracterização de lâminas de aço é baseado no princípio da conservação da componente tangencial do campo magnético [28]-[30]: em uma região formada por dois materiais com permeabilidades diferentes μ_1 e μ_2 , quando um campo magnético H_1 cruza a fronteira entre os meios, ele é refratado, resultando em um campo H_2 , mostrado na Figura 47. Considerando a ausência de circulação correntes elétricas nesta fronteira, a componente tangencial de campo é conservada, de modo que as componentes tangenciais H_{1t} e H_{2t} são iguais.

Figura 47. Conservação da componente tangencial



Fonte: adaptada de BENJAMIN J. M [15]

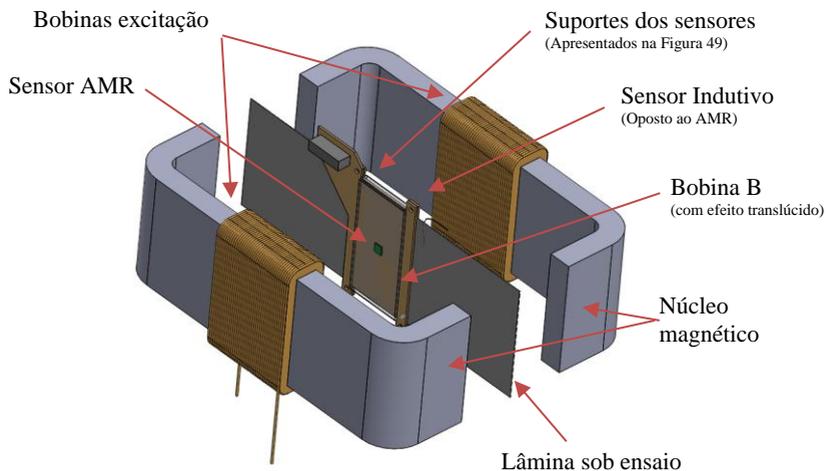
O sensor AMR, como visto nos capítulos anteriores, fornece bons resultados em medições em baixa frequência. Esta característica pode ser útil para a definição das perdas histeréticas do material,

determinadas em ensaios em baixa frequência, menor ou igual a 1 Hz [15].

6.2.1 Obtenção de dados

Para os ensaios de caracterização foi utilizada uma lâmina de aço silício de grão não orientado E230 fabricada pela empresa Aperam. As dimensões da lâmina são 300 mm x 100 mm x 0,5 mm. O circuito magnético utilizado é do tipo SST, onde é necessária apenas uma lâmina para a realização do ensaio. A Figura 48 apresenta uma vista explodida com os principais componentes do circuito magnético e do sensoriamento. As bobinas de excitação formam o enrolamento primário. A bobina B (sensor de fluxo na lâmina) é o enrolamento secundário. O núcleo magnético é composto de duas partes, cujo a soma dos fluxos passa pela lâmina (amostra) a ser ensaiada. Os sensores AMR e Bobina H para a medição do campo magnético são posicionados nas laterais da lâmina sob ensaio.

Figura 48. Vista do circuito de medição completo

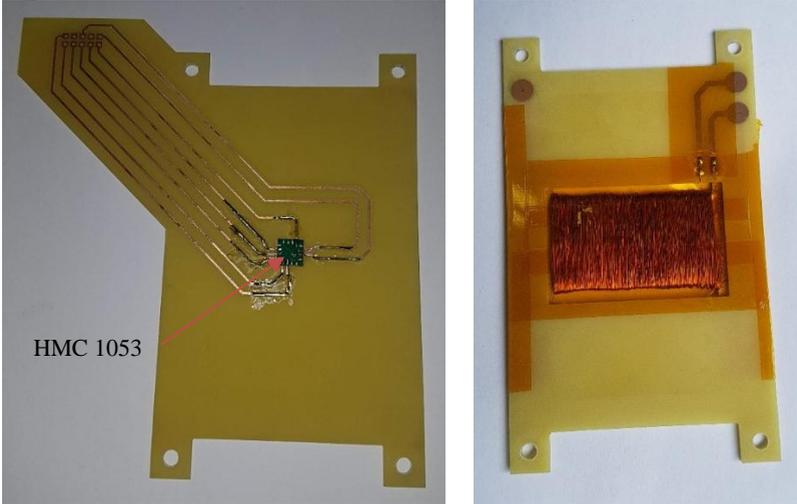


Fonte: Elaborado pelo autor

As estruturas denominadas suportes dos sensores, apresentadas na Figura 48, foram desenhadas de modo a garantir o correto posicionamento dos sensores AMR e bobina H. A Figura 49 apresenta as estruturas de suporte, à esquerda a estrutura de suporte do sensor HMC1053, localizado no centro da placa, e à direita o suporte da bobina

H, implementada para ter seus resultados comparados aos do sensor AMR. Os suportes foram fabricados a partir de PCIs com substrato de fibra de vidro. As placas permitem a construção de suportes firmes e com a possibilidade de levar as conexões elétricas de componentes localizados dentro do dispositivo para fora da estrutura através de trilhas de cobre.

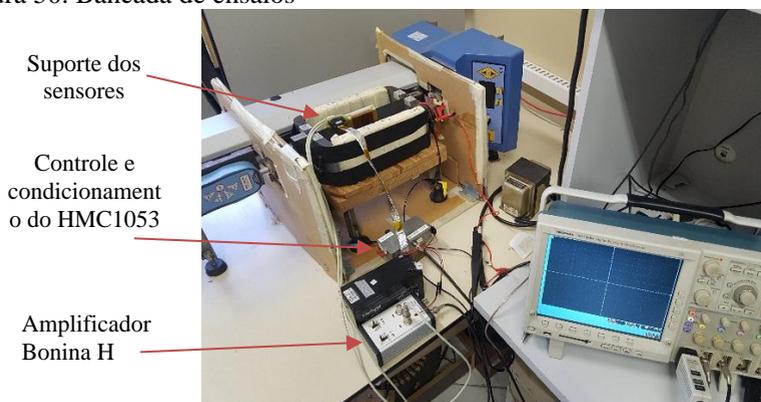
Figura 49. HMC1053 e Bobina H montados nos suportes



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 50 apresenta os componentes montados no núcleo magnético, prontos para realização dos ensaios.

Figura 50. Bancada de ensaios

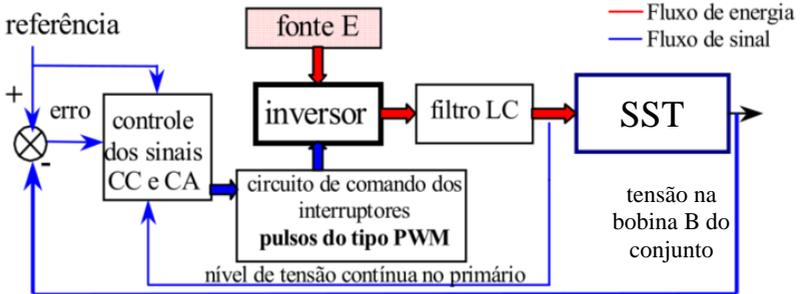


Fonte: elabora pelo autor

Para a realização dos ensaios no SST, como em outros dispositivos, a forma de onda da tensão da bobina B, referente à indução na lâmina, deve ser mantida em forma senoidal, deixando livre a evolução da corrente nas bobinas de excitação. Esta condição só pode ser alcançada com uso de um sistema de controle em malha fechada. Para realizar o controle durante os ensaios foi utilizada uma bancada desenvolvida no grupo de pesquisa.

A Figura 51 apresenta um diagrama funcional da bancada. De maneira simplificada, é constituída por um inversor monofásico, contando em sua saída um filtro LC, onde posteriormente se conectam as bobinas de excitação do SST. A potência fornecida ao SST pelo inversor é oriunda de uma fonte de tensão externa. Destacados em vermelho estão os fluxos de potência da bancada. Em azul estão destacados os fluxos de sinal. Os sinais mais relevantes a serem identificados são o sinal de referência, fornecido por um computador externo, e o sinal de realimentação, originado no secundário do SST. Estes dois sinais compõem o erro, que é utilizado como sinal de entrada para o controle. A atuação do controle se dá sobre o circuito de comando dos interruptores do inversor, com o uso do Controle por Modos Deslizantes, sempre buscando que o erro seja nulo. Detalhes específicos da construção e do funcionamento do equipamento podem ser encontrados em [9].

Figura 51. Diagrama funcional da banca de ensaios



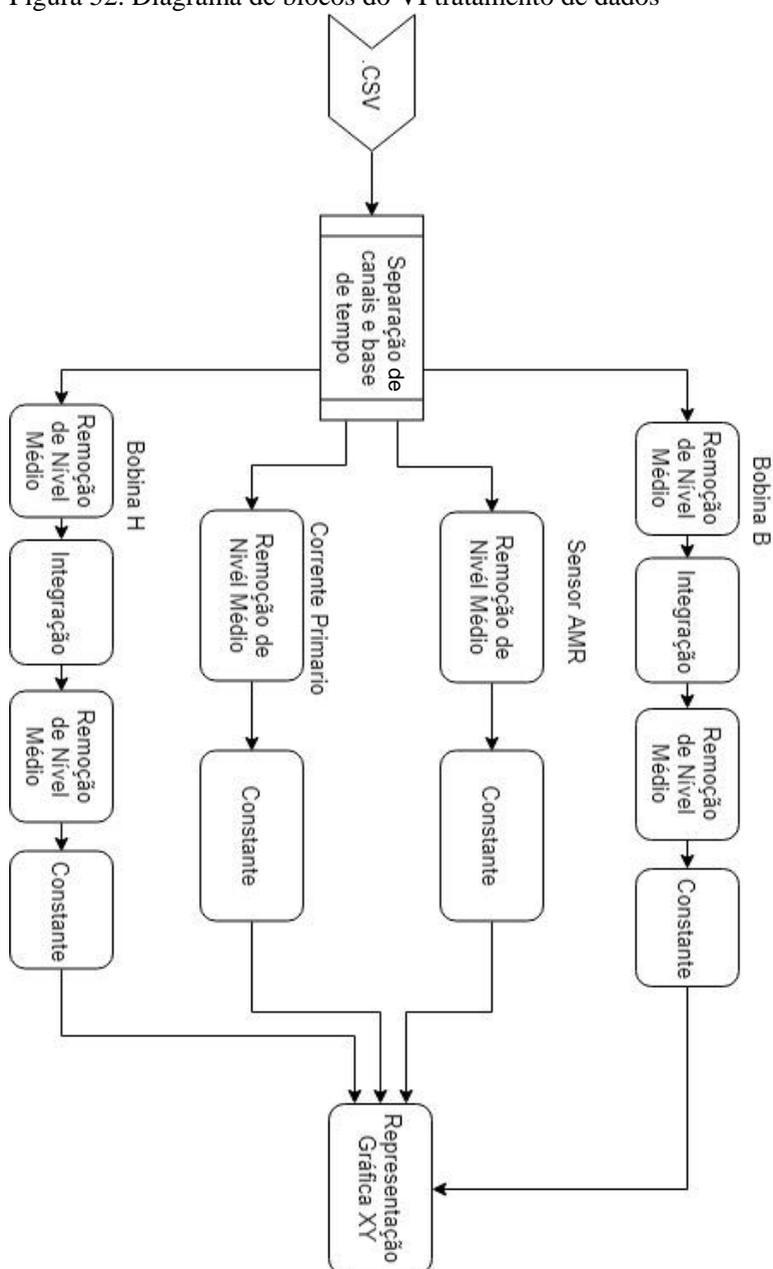
Fonte: Adaptada de BATISTELA, N. J. [9]

A aquisição dos dados durante os ensaios de caracterização é feita com o uso do osciloscópio Tektronix DPO4104 em 4 canais. O primeiro deles é usado para a tensão na bobina B, relacionada à indução no material sob ensaio. Os outros três canais são relacionados ao campo magnético no material sendo, com sinais provenientes da corrente nas bobinas de excitação, do campo magnético tangencial medido pelo sensor bobina H e do campo magnético tangencial medido pelo sensor AMR. A aquisição do campo magnético é feita pelos três meios para comparar os resultados obtidos com cada uma das técnicas.

6.2.2 Tratamento dados

O tratamento dos dados adquiridos foi realizado com uso da ferramenta LabVIEW. O VI implementado é executado para a obtenção dos laços BH. As curvas são adquiridas para diferentes pontos de operação em termos de frequência e de indução, cada um correspondendo a um arquivo de aquisição. Antes de gerar as curvas, os sinais são pré-processados, aplicando as constantes de conversão e aferição. São retirados os níveis médios dos sinais. Ao fim da execução, o VI disponibiliza dois vetores com os valores ponto a ponto do campo magnético e da indução. Estes valores são transportados para o Microsoft Excel, onde são traçadas os laços BH para cada frequência. A Figura 52 apresenta o diagrama de blocos do VI responsável pelo tratamento dos sinais, o Vi completo pode ser observado no APÊNDICE D – Código G para traçar laços BH.

Figura 52. Diagrama de blocos do VI tratamento de dados



Fonte: Elaborado pelo autor

6.2.3 Comparativo entre AMR e Bobina H

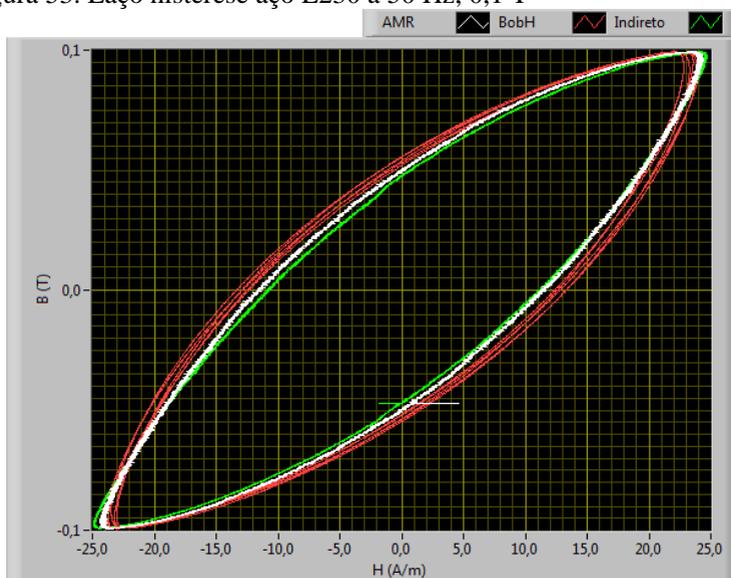
O primeiro conjunto de ensaios tem como objetivo a comparação dos campos magnéticos medidos de forma indireta (pela corrente do primário) e com os campos medidos de forma direta através do sensor AMR e do sensor bobina H. A bobina H utilizada é baseada no dispositivo utilizado por MAILHÉ [15] em ensaios semelhantes.

A bobina H é constituída de 2.000 espiras de fio esmaltado AWG 43, dispostas em duas camadas, com dimensões externas de 45 mm x 25 mm x 3 mm (vide Figura 49).

Foram feitas aquisições nas frequências de 3 Hz e 50 Hz, e nas induções de 0,1 T e 1,4 T, resultando em 4 pontos de comparação. Estes foram definidos a partir dos resultados apresentados por MAILHÉ [15], representando os limites de indução alcançados para o aço Aperam E230, e para duas das frequências de ensaio. A Figura 53, a Figura 54, a Figura 55 e a Figura 56 apresentam as curvas traçadas para cada condição de comparação. Os dados são apresentados com a seguinte legenda de cores: em verde as curvas da medição indireta, em branco as provenientes do AMR e em vermelho as medidas com o sensor bobina H. A Figura 53 e a Figura 54 apresentam as curvas obtidas à frequência de 50 Hz. Observam-se visualmente pequenas diferenças entre as três curvas obtidas por cada método. Comparando as curvas do AMR (curvas em branco) e as curvas do método indireto (curvas em verde), percebe-se visualmente que são próximas.

Na Figura 53, no ensaio realizado a 0,1 T e 50 Hz, constata-se que os laços traçados pelo sensor bobina H (em vermelho) já mostra uma tendência de ter um traçado diferente dos obtidos pelos outros dois métodos. Há também uma variação entre cada laço, correspondendo a cada período da forma de onda adquirido, que pode ser associado aos ruídos adquiridos junto ao sinal de interesse. Isto é, os ruídos e componentes contínuas parasitas podem causar esta oscilação dos laços após o tratamento dos dados, em especial após a integração do sinal.

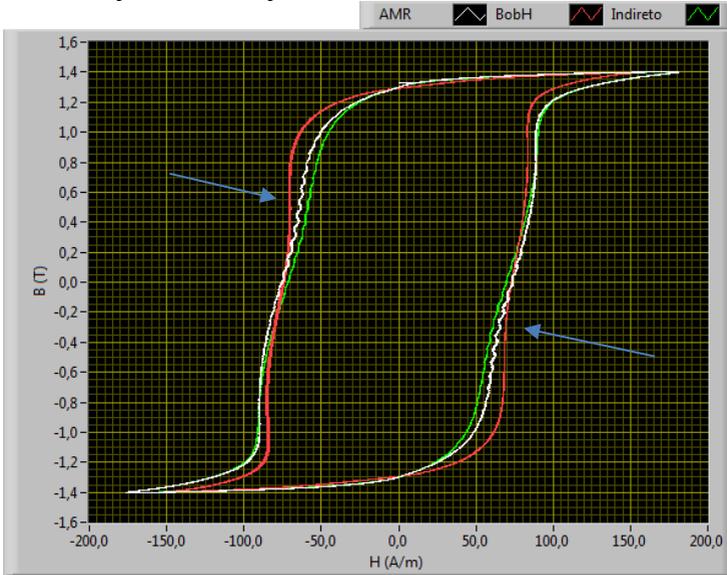
Figura 53. Laço histerese aço E230 a 50 Hz, 0,1 T



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 54 são mostrados os laços obtidos a 1,4 T e 50 Hz. As variações observadas anteriormente nos laços obtidos com o sensor de indução não ocorrem nesta condição, possivelmente devido ao aumento da magnitude do campo magnético, agora da ordem de 200 A/m. Ainda na Figura 54, observam-se oscilações (ondulações), indicadas pelas setas azuis, nos laços obtidos com o AMR e com o método indireto, que são atenuadas no laço obtido com o sensor por indução. Estas oscilações, cuja origem é atribuída à bancada de ensaios por aparecerem em mais de um método, são somente observadas acima de 1,3 T.

Figura 54. Laço histerese aço E230 a 50 Hz, 1,4 T

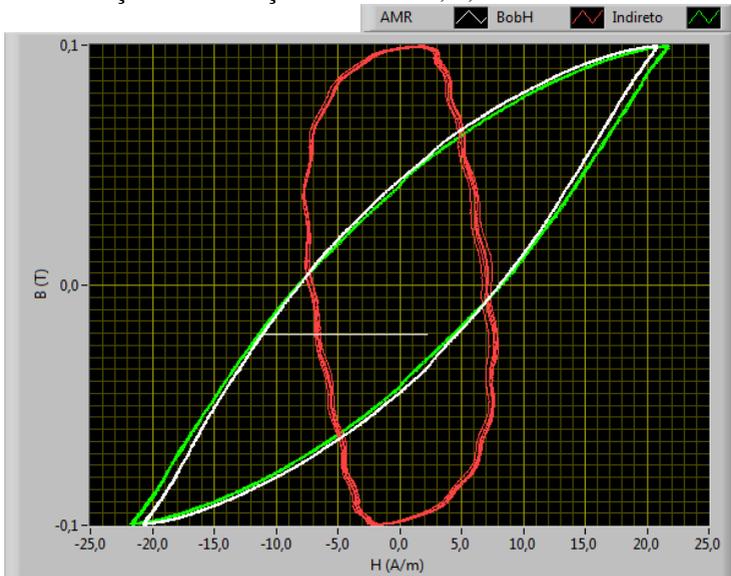


Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 55 e na Figura 56 são apresentados os laços BH obtidos em 3 Hz. Os laços obtidos com o sensor bobina H mostraram muita discrepância em relação aos obtidos através dos outros dois métodos. O problema dos resultados obtidos com este sensor pode estar relacionado ao amplificador utilizado para os sinais. Como o objetivo principal desta dissertação foi a aplicação do sensor AMR, não foi realizado um trabalho de melhoria do sistema de amplificação para o sensor bobina H.

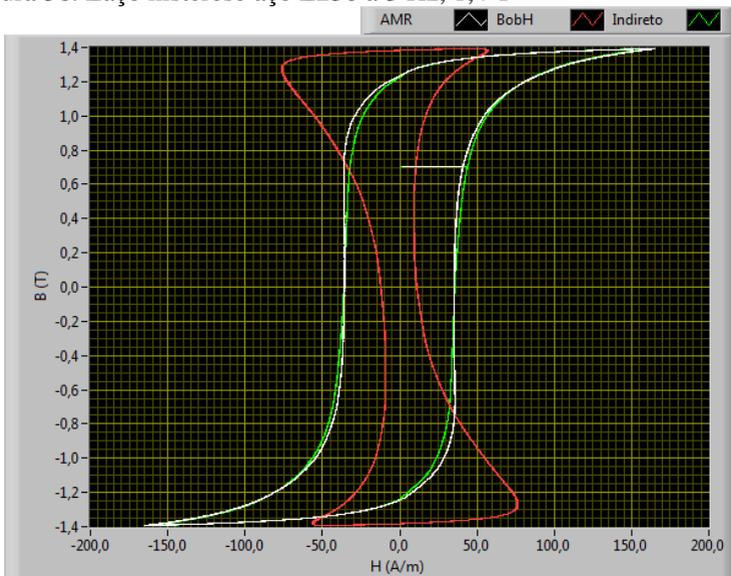
Quanto aos resultados obtidos pelo método indireto e pelo sistema com o sensor AMR, em 3 Hz, estes novamente apresentam boa concordância entre si. Entretanto, tanto na Figura 55 quanto na Figura 56, uma pequena diferença na amplitude e no traçado das curvas pode ser percebida. Estas pequenas divergências são esperadas, pois o sensor AMR mede diretamente o campo local na lâmina sob ensaio e o método indireto mede o campo global em todo o circuito magnético.

Figura 55. Laço histerese aço E230 a 3 Hz, 0,1 T



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 56. Laço histerese aço E230 a 3 Hz, 1,4 T



Fonte: Elaborado pelo autor

Finalizando a comparação entre o sensor de indução Bobina H e o sensor AMR na medição de campo magnético tangencial, podemos concluir que ambos os sensores apresentaram bons resultados nas aquisições em 50 Hz. Nas aquisições em 3 Hz, o sensor AMR apresenta bons resultados, qualificando o sensor para aplicação nos ensaios de caracterização da lâmina em um SST. Os resultados do sensor bobina H em 3 Hz parecem estar sendo afetados por alguma imperfeição no sistema de amplificação ou nível excessivo de ruído na aquisição, tornando os resultados inconclusivos.

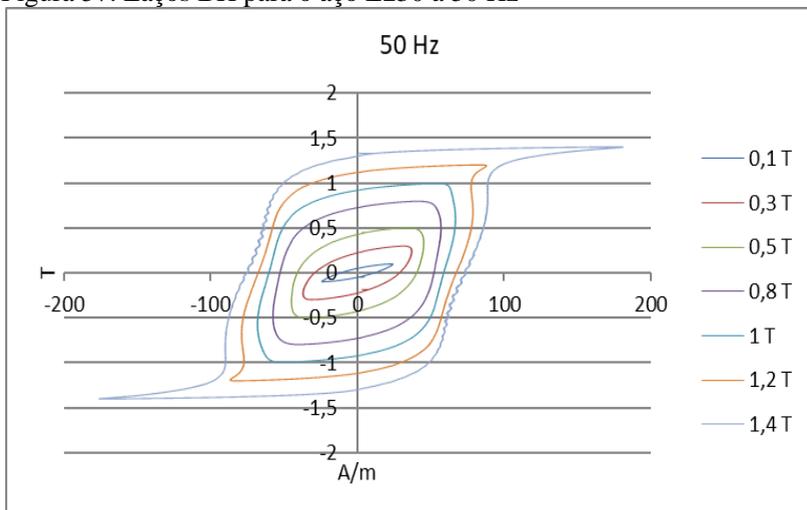
6.2.4 Ensaio de caracterização

Esta seção trata das aquisições com objetivo de determinar as características eletromagnéticas do material. Foram realizados ensaios no aço Aperam E230 em 50 Hz, 3 Hz e 500 mHz. As frequências foram determinadas com base em ensaios anteriormente realizados no mesmo aço com o uso da bancada de caracterização Brockhaus. No caso da Brockhaus, o limite inferior para a frequência é de 3 Hz.

Os ensaios foram realizados iniciando na indução máxima 1,4 T e gradativamente reduzindo a amplitude de indução até 0,1 T. Este procedimento é adotado para minimizar interferência de possível magnetização residual no material.

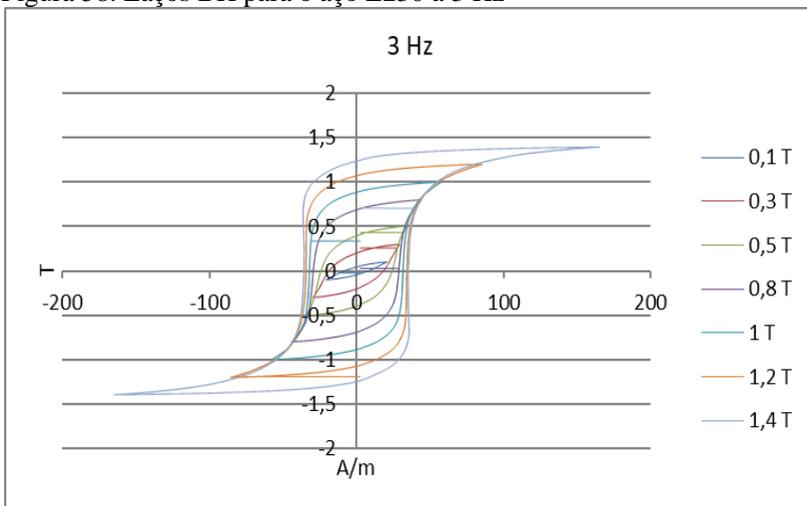
A Figura 57, a Figura 58 e a Figura 59 apresentam, respectivamente, os laços BH obtidos para a 50 Hz, 3 Hz e 500 mHz, respectivamente. Cabe ressaltar que a obtenção de resultados à 500 mHz é um avanço considerável nas caracterizações com o uso do SST. Os resultados obtidos por MAILHÉ [15] se limitaram em 1 Hz, principalmente devido as dificuldades em adquirir os sinais da bobina H em frequências abaixo de 1 Hz.

Figura 57. Laços BH para o aço E230 a 50 Hz



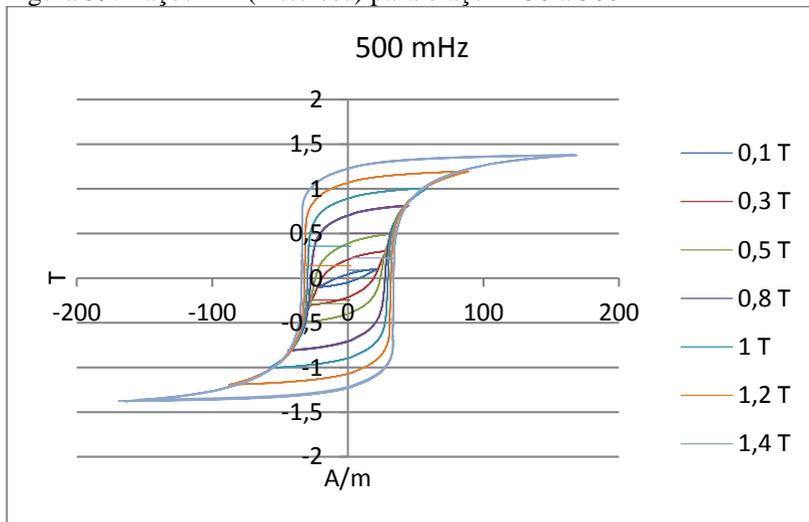
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 58. Laços BH para o aço E230 a 3 Hz



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 59. Laços BH (histerese) para o aço E230 a 500 mHz



Fonte: Elaborado pelo autor

A partir dos laços BH adquiridos, aplicando a equação 6.2.2, por meio da integração trapezoidal através de VI específico, foi possível calcular a área de cada um dos laços para um único período, representando as perdas totais em função da amplitude da indução e em cada frequência de operação. Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 7.

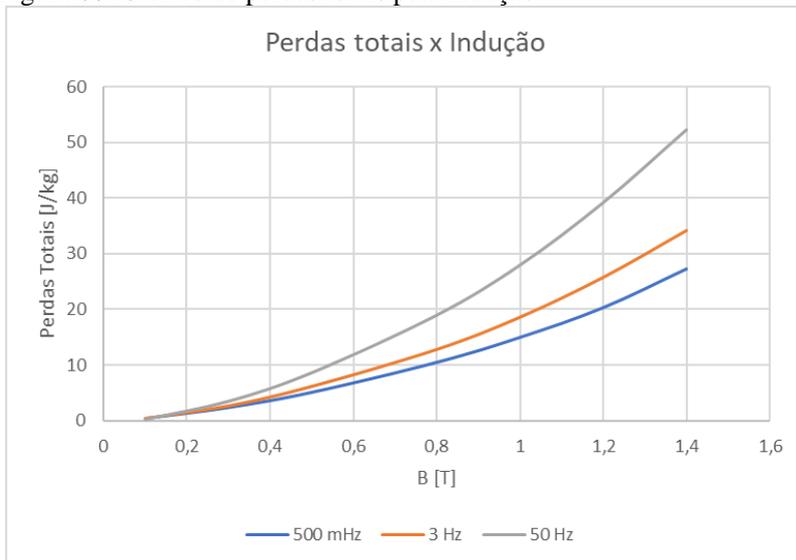
Tabela 7. Perdas calculadas no E230 em mJ/kg

Indução (T)	Frequência (Hz)		
	0,5	3	50
0,1	0,334	0,384	1,261
0,3	2,310	2,652	3,547
0,5	5,044	6,166	8,671
0,8	10,426	12,811	18,980
1,0	14,914	18,619	27,957
1,2	20,262	25,780	39,151
1,4	27,208	34,201	52,205

Fonte: Elaborado pelo autor

A partir dos dados da Tabela 7 foram traçadas as curvas apresentadas na Figura 60, que relacionam as perdas totais calculadas em função da indução, par cada frequência ensaiada.

Figura 60. Gráfico de perdas totais pela indução



Fonte: Elaborado pelo autor

A Tabela 8 apresenta uma comparação de valores de perdas entre os resultados de caracterização com o AMR e os resultados da bancada Brockhaus. Os resultados do sistema com AMR indicam as perdas totais obtidas a 500 mHz. Já os resultados da Brockhaus indicam as perdas histeréticas, calculadas pelo método de separação de perdas inerente à bancada. Os ensaios na Brockhaus foram realizados com o quadro de Epstein usando o mesmo aço E230. Nota-se a proximidade entre os valores obtidos. Considerando o uso de métodos e amostras diferentes, pode-se considerar que a diferença entre os valores de até 13% representa bons resultados.

Tabela 8. Comparação com resultados Brockhaus em mJ/kg

Indução (T)	AMR a 500 mHz	Brockhaus	Desvio (%)
0,1	0,334	0,374	-12
0,3	2,310	2,189	5
0,5	5,044	4,487	11
0,8	10,426	9,040	13
1,0	14,914	12,917	13
1,2	20,262	17,589	13
1,4	27,208	23,862	12

Fonte: Elaborado pelo autor

6.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Avaliando os resultados obtidos, pode-se concluir que o sensor de campo magnético AMR HMC1053 apresentou bons resultados nas medições propostas, tanto na aplicação na análise espectral do campo magnético, quanto nas aquisições de campo tangencial empregadas na caracterização de lâminas de aço para fins elétricos. De modo geral, nos ensaios apresentados neste trabalho, o AMR apresentou um desempenho qualitativo superior ao dos sensores de indução. O HMC1053 se mostrou um sensor versátil, que pode ser aplicado em outras linhas de pesquisa do grupo GRUCAD.

7 CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Este trabalho estudou e avaliou a aplicação de sensores do tipo AMR para medição de campo magnético, enfocando especialmente as aplicações atuais nas atividades de pesquisa em desenvolvimento no GRUCAD. Metodologicamente, além de abordar o princípio de funcionamento dos sensores AMR, circuitos eletrônicos de controle e de condicionamento foram projetados e implementados para dois sensores AMR comerciais. Na análise dos resultados obtidos nos testes preliminares, o sensor AMR HMC5883L não se mostrou apto para as aplicações na pesquisa no GRUCAD. Entretanto, o sensor comercial AMR HMC1053 apresentou um desempenho compatível, até mesmo com algumas vantagens, com o desempenho do sensor Bobina H (sensor por indução) tradicionalmente utilizado no GRUCAD.

O estudo do efeito magnetorresistivo foi uma tarefa desafiadora, pois envolve áreas de conhecimento distintas da área de pesquisa do GRUCAD. Além disso, houve dificuldade de obtenção de literatura específica sobre o assunto. Boa parte da literatura encontrada faz uma abordagem com um olhar físico do efeito magnetorresistivo, não abordando de maneira específica aspectos práticos do assunto. O estudo dos sensores de campo magnético AMR mostrou que, apesar da complexidade do seu princípio de funcionamento, das várias estruturas integradas junto ao seu encapsulamento e das exigências de seu processo produtivo, para o consumidor final, na prática, sua aplicação tem complexidade semelhante à dos sensores indutivos.

Os sensores AMR, quando comparados com os sensores de indução, têm custo mais elevado e mais exigências quanto aos circuitos auxiliares necessários para a sua aplicação. Porém, permitem aplicações em que os sensores indutivos não são aptos, tal como a medição de campos magnéticos contínuos.

O sensor AMR foi avaliado principalmente em duas aplicações, para medir a componente tangencial de campos magnéticos em lâminas de aço para fins elétricos e para medir campos externos de motores de indução. Nos ensaios para a medição de velocidade de um MIT, a partir do campo magnético externo, a FFT do sinal proveniente do sensor AMR apresentou menor espalhamento espectral, comparada à do sensor de indução, apresentando raias de frequência definidas com melhor qualidade. Outro ponto em que o AMR apresenta bons resultados é na análise espectral em frequências próximas a 0 Hz, faixa onde os resultados obtidos com o sensor de indução são inconclusivos.

Nos ensaios para a caracterização de lâminas de aço elétrico o sensor AMR também apresentou bons resultados, quando comparados com os obtidos pela bancada Brockhaus, que é considerada uma referência na caracterização de lâmina de aço elétrico.

Em uma avaliação sob aspectos gerais, ainda não é possível apontar o sensor AMR como uma opção definitiva ao sensor de indução que satisfaça todas as necessidades de medição de campo magnético do GRUCAD. Ainda é necessária uma avaliação pontual para definir qual é a melhor tecnologia a ser aplicada conforme a situação. Assim, na intenção de auxiliar a escolha do sensor adequado às aplicações e desenvolvimento, foi elaborada a Tabela 9, que relaciona características dos dois sensores AMR utilizados neste trabalho e compara com as características típicas dos sensores de indução. Na Tabela 9, o símbolo ✓ indica que a opção atende à necessidade ou tem aspectos positivos, enquanto o símbolo ✗ indica que a opção não atende à necessidade ou tem aspectos negativos.

Tabela 9. Resumo de características dos sensores

Sensor	Frequência			Amplitude (pico)			Outras	
	Até 1Hz	Acima 5Hz	Análise Espectral	Até 1A/m	1 A/m a 500 A/m	Acima 500A/m	Implementação	Custo
HMC1053	✓	✓	✓	✓	✓	✗	✗	✗
HMC5883L	✓	✗	✗	✓	✓	✗	✓	✓
Indutivo	✗	✓	✓ (Parcial)	✗	✓	✓	✗	✓

Fonte: Elaborado pelo autor

Como perspectivas para aplicações futuras dos sensores, listam-se duas frentes de trabalho que se apresentaram promissoras, uma relacionada à medição de campos externos em MITs e a outra relacionada à caracterização de lâminas de aço elétrico. Uma característica dos sensores AMR não explorada neste trabalho é a possibilidade de efetuar as medições simultaneamente em três eixos. Na análise de campo magnético externo em motores de indução trifásicos, atualmente, efetua-se a análise dos campos rotacional, tangencial e axial de forma isolada, não observando de maneira unificada os sinais sincronizados, principalmente quando aplicado na detecção de falhas. Com relação à medição de campos tangenciais em lâminas de aço,

devido ao tamanho reduzido dos sensores AMR, montagens em forma de matriz possibilitariam a análise simultânea de múltiplos pontos e com possibilidade de contemplar as três direções.

REFERÊNCIAS

- [1] DÍAZ-MICHILENA, M. COBOS; P. AROCA C.; **Lock-in amplifiers for AMR sensors**, Sensors and Actuators A: Physical, Volume 222, 2015, pg. 149-159
- [2] KOHDEN, **Principle of the AMR sensor**, [Online] (Acessado em junho de 2018) http://www.hkd.co.jp/english/amr_tec_amr/
- [3] KOHDEN, **Principle of perpendicular sensing line type AMR sensor's detection**, [Online] (Acessado em junho de 2018) http://www.hkd.co.jp/english/amr_tec_suichoku/
- [4] LAB4MEN, **AMR MENS sensors**, [Online] (Acessado em junho de 2018) <http://www.lab4mems.upb.ro/technology/amr/>
- [5] JOGSCHIES, L.; KLAAS, D.; KRUPPE, J., **Recent Developments of Magnetoresistive Sensors for Industrial Applications**, MDPI, 2015.
- [6] BASTOS, João P. A., **Eletrromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática**, 2ª edição, Florianópolis: Editora da UFSC, 2008.
- [7] P. RIPKA; M. JANOSEK, **Advances in magnetic field sensors**, IEEE Sensors J, vol. 10, pg. 1108, 2010.
- [8] THOMSON, W., **On the Electro-Dynamic Qualities of Metals: Effects of Magnetization on the Electric Conductivity of Nickel and of Iron**, Proc. R. Soc. Lond. 1856, pg. 546–550.
- [9] BATISTELA, N. J., **Caracterização e modelagem eletromagnética de lâminas de aço silício**, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.
- [10] DOS SANTOS, H. E., **Desenvolvimento de um Equipamento para Monitoração de Geradores Síncronos Através do Campo Magnético Externo**, Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.

- [11] RIGONI, M., **Desenvolvimento e Aplicações de Sensores de Campo Magnético por Indução**, Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [12] ELIAS, R. A., **Equipamento para detecção de faltas em motores de indução trifásicos**, Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2016.
- [13] DOS SANTOS, T. L., **Desenvolvimento de um Sistema Embarcado para Medição de Corrente**, Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [14] TEXAS INSTRUMENTS, **Datasheet INA118**, [Online] (Acessado em agosto de 2018) <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina118.pdf>
- [15] BENJAMIN J. M., **Characterization and modelling of the magnetic behaviour of electrical steel under mechanical**, Tese de doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2018.
- [16] A. P. Júnior, **Eletrônica Analógica: Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos**, 6ª edição, São Paulo: Bookman, 2003.
- [17] M. P. Solutions, **NMA 5V, 12V & 15V Series**, Mansfield, 2012.
- [18] P. RIPKA, **Magnetic Sensors and Magnetometers**, London, Artech House, 2001.
- [19] BURR-BROWN CORPORATION, **INA118: Precision, Low Power Instrumentation Amplifier**, Tucson, 1998.
- [20] C. KITCHIN; L. COUNTS, **A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers**. Analog Devices, 3ª edição, 2006.
- [21] Serviço Geológico do Brasil, [Online] (Acessado em agosto de 2018) <http://www.cprm.gov.br/publique/Redes-Institucionais/Rede-de-Bibliotecas---Rede-Ametista/Canal-Escola /Magnetismo-Terrestre-2623.html>

- [22] H. B. ERTAN; O. KEYSAN, **External Search Coil as a Means of Measuring Rotor Speed of an Induction Motor**, ELECTROMOTION 2009 – EPE Chapter “Electric Drives” Jt. Symp., julho, pg. 1–3, 2009.
- [23] K. D. HURST; T. G. HABETLER, **Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives**, IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 1, pg. 66–73, 1996.
- [24] Z. GAO; L. TURNER; R. S. COLBY; B. LEPRETTRE, **A frequency demodulation approach to induction motor speed detection**, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 4, pg. 1632–1642, 2011.
- [25] HONEYWELL, **HMC1051 – Datasheet**, [Online] (Acessado em junho de 2018) http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/myaerospacecatalogdocuments/Defense_Brochuresdocuments/HMC_1051-1052-1053_Data_Sheet.pdf
- [26] HONEYWELL, **HMC5883L – Datasheet**, [Online] (Acessado em junho de 2018) https://www.adafruit.com/datasheets/HMC5883L3-Axis_Digital_Compass_IC.pdf
- [27] TEXAS INSTRUMENTS, **REF 5050 – Datasheet**, [Online] (Acessado em setembro de 2018) <http://www.ti.com/product/REF5050>
- [28] NAKATA, T.; KAWASE, Y.; NAKANO, M., **Improvement of measuring accuracy of magnetic field strength in single sheet testers by using two H coils**, IEEE Transactions on Magnetics, v. 23, n. 5, pg. 2596–2598, 1987.
- [29] TUMANSKI, S., **A multi-coil sensor for tangential magnetic field investigations**, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, v. 242-245, pg. 1153–1156, 2002.

- [30] NAKATA, T. et al., **Comparison between the H-coil method and themagnetizing current method for the single sheet tester**, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, v. 215-216, pg. 607–610, 2000.
- [31] CEBAN, A.; PUSCA, R.; ROMARY, R., **Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis**, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 5, pg. 2082–2093, 2012.
- [32] NATIONAL INSTRUMENTS, **LabVIEW**, [Online] (Acessado em setembro de 2018). <http://www.ni.com/labview/pt/>

APÊNDICE B – Código C para implementação do HMC5883

O Código abaixo foi desenvolvido para aplicação em um Arduino UNO V3.0, implementando a interface com o Sensor HMC5883L

```

#include <Wire.h>
#define addr_hmc 0x1E
#define led A0
#define alert 3
#define dready 2

int i=0;
int ledcont=0;
bool ativado = false;
long time0,time1;
long lastsampl=0;
int x,y,z; //triple axis data
int tensao,corrente;
float tensaov = 0.0;
float correntea = 0.0;
long zero_i=0;

void setup() {
  Wire.begin();
  Serial.begin(250000);

  pinMode(led, OUTPUT);
  pinMode(alert, INPUT);
  pinMode(dready, INPUT);

  Wire.beginTransmission(addr_hmc);
  int error = Wire.endTransmission();
  if(error){Serial.println("Sensor de campo não encontrado!");}

  Wire.beginTransmission(addr_hmc);
  Wire.write(0x00);
  Wire.write(0b00011000);
  Wire.endTransmission();

  Wire.beginTransmission(addr_hmc);
  Wire.write(0x01); //seleciona registro B
  Wire.write(0b11100000);

```

```

Wire.endTransmission();

Wire.beginTransaction(addr_hmc);
Wire.write(0x02);
Wire.write(0b00000010);
Wire.endTransmission();

Serial.println("Iniciado!!!");
} //Ssetup

void loop() {

  if(ativado){
    while(micros()-lastsample<8685); // define 1/T sample.
    lastsample=micros();

    Wire.beginTransaction(addr_hmc);
    Wire.write(0x02);
    Wire.write(0x01);
    Wire.endTransmission();

    Wire.requestFrom(addr_hmc, 6);
    if(6<=Wire.available()){
      x = Wire.read()<<8; //MSB x
      x |= Wire.read(); //LSB x
      z = Wire.read()<<8; //MSB z
      z |= Wire.read(); //LSB z
      y = Wire.read()<<8; //MSB y
      y |= Wire.read(); //LSB y

      //Serial.print(i);
      if(x<-4000){Serial.print("O.L.");}
      else{Serial.print(x);}
      Serial.print(";");
      if(y<-4000){Serial.print("O.L.");}
      else{Serial.println(y);}

      /*
      Serial.print(";");
      if(y<-4000){Serial.print("O.L.");}
      else{Serial.print(y);}
      Serial.print(";");
      if(z<-4000){Serial.print("O.L.");}

```

```
        else{Serial.print(z);}
        */
    }

    ledcont++;
    if(ledcont==8)
    {
        ledcont=0;
        digitalWrite(led,!digitalRead(led));
    }//ledcont

    if(i==331){
        time1=millis();
        ativado=false;
        Serial.println(time1-time0);
    }

    }//ativado

    if(Serial.available(>0){trata_serial();}
}
```


APÊNDICE C – Código G para análise da FFT

O VI abaixo, implementado em LabVIEW, faz o tratamento dos dados oriundos de um arquivo .CSV apresentando de forma gráfica a FFT de cada um dos canais.

