

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO

ESCOLA DE ENGENHARIA

DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA

**MAGNETÔMETRO DE FLUXO SATURADO (FLUXGATE) EM ARRANJO
GRADIOMÉTRICO PARA DETECÇÃO DE DUTOS E CABOS.**

Autor:

Ricardo Vieira Palha de Crasto

Orientador:

Fernando César Lizarralde (UFRJ)

Co-Orientador:

José Paulo Vilela Soares da Cunha (UERJ)

Examinador:

Liu Hsu (UFRJ)

Examinador:

Alessandro Jacoud Peixoto (UFRJ)

DEL

Julho 2003

Dedicatória

Dedico este trabalho a todos que de alguma forma colaboraram com minha formação não só profissional, mas também de vida. Especialmente aos meus pais, meus irmãos, minha noiva e principalmente ao meu avô, Sr. Walter Souza Mello, que desde de cedo fez despertar em mim o interesse pela ciência e tecnologia.

Agradecimento

Gostaria de agradecer a colaboração das pessoas sem as quais a realização deste projeto não seria possível em um curto período de tempo.

Ao meu professor e orientador Fernando Lizarralde, pela sua atenção, compreensão e motivação, assim como meu co-orientador, José Paulo Vilela da Cunha.

Ao meu gerente durante o período de estágio na empresa Subsea7, João Carlos Bittencourt, que prestou apoio irrestrito ao desenvolvimento do projeto.

Aos amigos e engenheiros, sempre dispostos a colaborar: João Carlos Possat, Gustavo Cabral e Leonardo Antolin.

Ao amigo e físico, André Wiermann, pelo apoio e conhecimento transmitido.

Resumo

Este projeto apresenta o desenvolvimento do protótipo de um equipamento para detecção de dutos e cabos submarinos pela detecção da variação do campo magnético.

É apresentada, detalhadamente, a implementação de um gradiômetro empregando magnetômetros de fluxo saturado. O uso de sensores de fluxo saturado permite atender aos requisitos funcionais com baixo custo.

O projeto consiste no desenvolvimento de um circuito eletrônico para excitação e detecção dos sinais das bobinas sensoras, o processamento e a digitalização dos sinais e sistema de comunicação por uma linha serial padrão RS232.

É proposto também um arranjo mecânico para os sensores para a detecção do gradiente magnético.

Palavras-chave

Fluxo Saturado

Magnetômetro

Arranjo Gradiométrico

Detecção de Dutos

Detecção de Cabos

Índice do Texto

1	Introdução.....	1
1.1	Objetivo.....	1
1.2	Detecção de Cabos e Dutos.....	1
1.3	Métodos de Detecção de Dutos.....	4
1.4	Implementação do Magnetômetro.....	4
1.4.1	Recursos.....	4
1.4.2	Riscos.....	5
2	Fundamentação Teórica.....	6
2.1	Medição de Campo Magnético.....	6
2.2	Fundamentos do Campo Magnético.....	8
2.3	Magnetômetros Vetoriais de Baixo-Campo.....	11
2.3.1	Magnetômetro de Bobina de Indução.....	11
2.3.1.1	Antena em Anel com Núcleo de Ar.....	12
2.3.1.2	Antena em Haste.....	13
2.3.2	Magnetômetro de Fluxo Saturado.....	13
2.3.2.1	Princípio de Funcionamento.....	14
2.3.2.2	Condicionamento do Sinal.....	18
2.3.3	Magnetômetro SQUID.....	20
2.4	Gaussímetros Vetoriais de Alto-Campo.....	22
2.4.1	Gaussímetro de Efeito Hall.....	22
2.4.2	Gaussímetro Magnetorresistivo.....	24
2.5	Magnetômetros Escalares.....	28
2.5.1	Magnetômetro de Precessão Nuclear.....	28
2.5.2	Magnetômetro de Bombeamento Ótico.....	29
3	Concepção da Solução.....	30
3.1	Especificações Funcionais.....	30
3.2	Escolha da Solução.....	30
3.3	Detalhamento do Projeto Eletrônico.....	31
3.3.1	Circuito de Excitação das Bobinas de Excitação.....	32
3.3.2	Circuito de Detecção e Amplificação das Bobinas de Detecção.....	34
3.3.3	Circuito Diferenciador de Ganho Controlável.....	35

3.3.4	Circuito de Conversão AD e Comunicação.....	36
3.3.5	Circuito de Alimentação e Sinais de Referência.....	38
3.4	Detalhamento do Projeto Mecânico.....	38
4	Calibração.....	40
5	Resultados.....	43
5.1	Teste do Circuito de Alimentação e Sinais de Referência.....	43
5.2	Teste do Circuito de Excitação das Bobinas de Excitação.....	44
5.3	Teste do Circuito de Detecção e Amplificação das Bobinas de Detecção	45
5.4	Teste do Circuito Diferenciador de Ganho Controlável Integrado.....	46
	ao Circuito de Conversão A/D, Controle de Ganho e Comunicação.	
5.5	Teste de Integração dos Circuitos, Detecção de Gradiente Magnético.....	47
6	Conclusão.....	49
7	Bibliografia.....	50
8	Apêndice.....	51
A	Termos Técnicos do Magnetismo - Glossário.....	51
B	Unidades de Medidas.....	52
C	Fatores de Conversão.....	52
D	Quadro Comparativo de Materiais Magnéticos.....	53
9	Anexo.....	54
A	Diagrama Esquemático do Circuito Eletrônico.....	55
B	Placa de Circuito Impresso.....	55

1 - Introdução

Com o desenvolvimento crescente e as descobertas de novos campos de produção petrolífera submarina, se torna cada vez mais importante a localização de dutos e cabos posicionados no fundo do mar. A inspeção visual realizada através de veículos submarinos, equipados com câmeras, nem sempre é satisfatória. A rotação dos propulsores destes veículos muitas vezes levanta bastante sedimento do fundo, o que deixa a água turva e com pouca visibilidade.

1.1 - Objetivo

Este projeto tem como objetivo implementar, através da aplicação de conhecimentos na área de eletromagnetismo, instrumentação eletrônica e processamento de sinais, um equipamento de baixo custo capaz auxiliar na localização de dutos e cabos enterrados ou apenas submersos, baseando-se na detecção da variação de campo magnético.

1.2 - Detecção de Cabos e Dutos

Existe uma série de ferramentas disponíveis para a detecção terrestre de cabos enterrados. Entretanto, a diversidade de técnicas utilizadas mostra que cada uma possui vantagens e desvantagens. As principais categorias de ferramentas para a detecção de cabos e duto, segundo David B. Cist & Alan E. Schutz [6], são:

Método de Indução Pulsada

O método Indução Pulsada detecta dutos e cabos, através da geração de corrente pela superfície e detecção de concentração de corrente induzida nos objetos metálicos enterrados.

Método Magnético

Estes dispositivos são encontrados em diversas configurações, sendo que todas recaem no princípio da medição da variação do campo magnético induzido, próximo aos objetos enterrados, para detectar a presença de objetos ferromagnéticos.

Método Eletromagnético

Basicamente o mesmo conceito que os localizadores magnéticos. Os localizadores eletromagnéticos utilizam um processo um pouco mais sofisticado. Possuem tipicamente duas bobinas, de transmissão e de recepção, separadas por uma distância de alguns metros. A grande separação entre as bobinas permite que objetos mais profundos possam ser localizados; em contrapartida há perda de resolução.

Método Resistivo

Localizadores resistivos têm sido usados para localização de dutos enterrados, mas geralmente o método é complicado e consome muito tempo, são necessárias várias ponteiros (hastes) fincadas na terra.

Método Acústico

A localização de dutos através do método acústico é feita injetando-se um sinal acústico conhecido pelo duto. Os receptores detectam no solo estas ondas acústicas propagadas pelo duto. Esta técnica destaca-se pela capacidade de se detectar dutos de diferentes materiais.

Tabela 1 – Comparação entre os principais métodos de detecção de dutos

Método	Max prof. Dutos de 25cm de diâmetro	Acurácia na estimativa da profundidade	Estimativa do diâmetro do duto	Taxa de erro de detecção	Inadequado Para	Velocidade de inspeção	Custo(capital+ operação)
Indução Pulsada	3m	Bom	Não	Médio	Dutos longos; dutos plásticos	Lento	Baixo
Magnético	1.8m	Não aferido	Não	Médio	Não magnéticos	Rápido	Médio
Eletro-Magnético	3m	Fraco	Não	Alto	Não magnéticos	Rápido	Médio
Resistivo	3m	Fraco	Não	Baixo	Não magnéticos	Muito lento	Baixo
Acústico	Não aferido	Não aferido	não	Alto	Não magnéticos	Lento	Médio

Fonte: relatório publicado pelo Geophysical Survey Systems, Inc em novembro de 2001 [6] sob encomenda do governo americano.

Para a detecção de dutos e cabos no fundo do mar, também existem diversas técnicas, inclusive algumas também aplicadas na detecção terrestre. As mais comuns são: inspeção visual, detecção por radar ou por variação de campo magnético. A inspeção visual realizada com o auxílio de veículos submarinos nem sempre é satisfatória, muitas vezes a visibilidade é bastante precária e é comum os cabos e dutos estarem cobertos por areia. Já o radar acena como uma das soluções mais atraentes por sua alta eficiência, no entanto o seu custo muitas vezes o torna proibitivo. A detecção por variação do campo magnético é a que apresenta a melhor relação custo benefício se comparada às demais opções, mesmo assim, como qualquer tipo de equipamento de uso *offshore*, possui custo elevado.

A medição de campo magnético é realizada por instrumentos chamados magnetômetros. Basicamente são três os tipos de magnetômetros utilizados nas atividades em que a medição ou detecção de campo magnético é necessária: os dispositivos supercondutores de interferência quântica (*Superconducting Quantum Interference Devices* ou SQUIDs), as bobinas de indução e os magnetômetros de fluxo saturado ou fluxgates.

Os magnetômetros de fluxo saturado ou fluxgates são dispositivos de estado sólido que medem a magnitude, a direção e o sentido de campos magnéticos. São capazes de medir campos estáticos ou alternados de frequências de até alguns kilo hertz com sensibilidade para campos de 10^{-10} a 10^{-4} T. Não têm partes móveis e têm um consumo baixo de energia. Em termos de sensibilidade para campos de baixa frequência, perdem apenas para os magnetômetros SQUIDs, mas diferente desses não necessitam de baixas temperaturas para operar.

O baixo custo e a simplicidade de implementação fazem da tecnologia de fluxo saturado a melhor opção para a implementação do equipamento. No entanto a simples medição do valor do campo magnético não é suficientemente prática para a detecção de dutos e cabos. A constatação de que o ruído magnético ambiental e o campo magnético a ser medido, desde que não haja nenhuma anomalia magnética (entende-se por anomalia magnética qualquer perturbação das linhas de campo magnético homogêneas de determinada região), são homogêneos em uma região suficientemente grande para que dois sensores próximos um do outro possam registrar o mesmo valor, sugere o uso de um arranjo (conhecido como arranjo gradiométrico) para cancelamento deste ruído. O uso de gradiômetros permite aumentar a razão sinal/ruído, utilizando a discriminação espacial que esses arranjos proporcionam. A idéia vem do fato de que os sinais de interesse gerados, caracterizados por uma anomalia magnética gerada pelos cabos e dutos, são normalmente localizados e o ruído está homoganeamente distribuído no espaço, logo os dois sensores

detectam o ruído com igual intensidade, porém o sinal é detectado preferencialmente pelo sensor mais próximo da amostra.

Dessa forma a melhor solução que apresenta baixo custo e resultados satisfatórios é um Magnetômetro de Fluxo Saturado em Arranjo Gradiométrico.

1.3 - Métodos de Detecção de Dutos

A metodologia de magnetometria a ser utilizada será por magnetômetro de fluxo saturado em arranjo gradiométrico, que apresenta alta sensibilidade, simplicidade e baixo custo de implementação.

As principais aplicações do sensor de fluxo saturado (*fluxgate*) estão em medidas geofísicas, pesquisas espaciais, sistemas de navegação de aviões e mísseis e detecção de veículos e submarinos. Há também aplicações em arqueologia, ensaios não-destrutivos e leitores de cartão magnético.

O circuito consiste basicamente de um módulo de excitação das bobinas de excitação, um módulo de detecção das bobinas de detecção e um módulo de processamento para digitalização e transmissão de dados.

1.4 - Implementação do Magnetômetro

Neste trabalho, portanto será desenvolvido, implementado e avaliado um magnetômetro de fluxo saturado em arranjo gradiométrico para detecção de dutos e cabos submarinos.

1.4.1 - Recursos

Os recursos necessários para o desenvolvimento do projeto foram basicamente:

- Dados bibliográficos – acesso aos arquivos da Subsea7 do Brasil Serviços Ltda, acervo do Laboratório de Controle da Coppe Elétrica, Biblioteca Central do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Rio de Janeiro e informações disponíveis na rede mundial de computadores, “*internet*”.

- Bancada de Testes – disponibilizadas pela Subsea7 do Brasil Serviços Ltda e pelo Laboratório de Controle do Programa de Engenharia Elétrica da Coppe.
- Bobinas sensoras – Fornecidas pela Subsea7 do Brasil Serviços Ltda.
- Componentes eletrônicos diversos (circuitos integrados, resistores, capacitores e etc) – Fornecidos pela Subsea7 do Brasil Serviços Ltda, pelo Laboratório de Controle da Coppe Elétrica ou adquiridos com recursos próprios.
- Placa de Circuito impresso e material para arranjo mecânico, desenvolvidos e adquiridos com recursos próprios.

1.4.2 - Riscos:

Considerando que o projeto trata da aplicação direta de conceitos já consolidados no meio acadêmico e industrial, o risco se reduz basicamente ao cumprimento dos prazos previstos no cronograma.

Assumiu-se que a fase de prototipagem do circuito eletrônico e arranjo mecânico poderiam consumir um período maior que o previsto.

2 - Fundamentação Teórica

2.1 - Medição de Campo Magnético

A intensidade de campo magnético pode ser medida usando diferentes técnicas. Cada técnica possui propriedades únicas que a torna mais adequada a aplicações particulares. Estas aplicações podem variar desde a detecção da presença ou variação de campo até a medição precisa das propriedades vetoriais e escalar dos campos.

Como ilustrado na Figura 1, sensores de campo magnético podem ser classificados em: sensores de componente vetorial, vetoriais, e sensores de magnitude ou escalares. Os vetoriais ainda podem ser divididos em sensores para medição de baixo-campo (<1 mT) e alto-campo (>1 mT). Instrumentos para medição de baixo-campo são comumente chamados de magnetômetros, e os para medição de alto-campo são gaussiômetros.

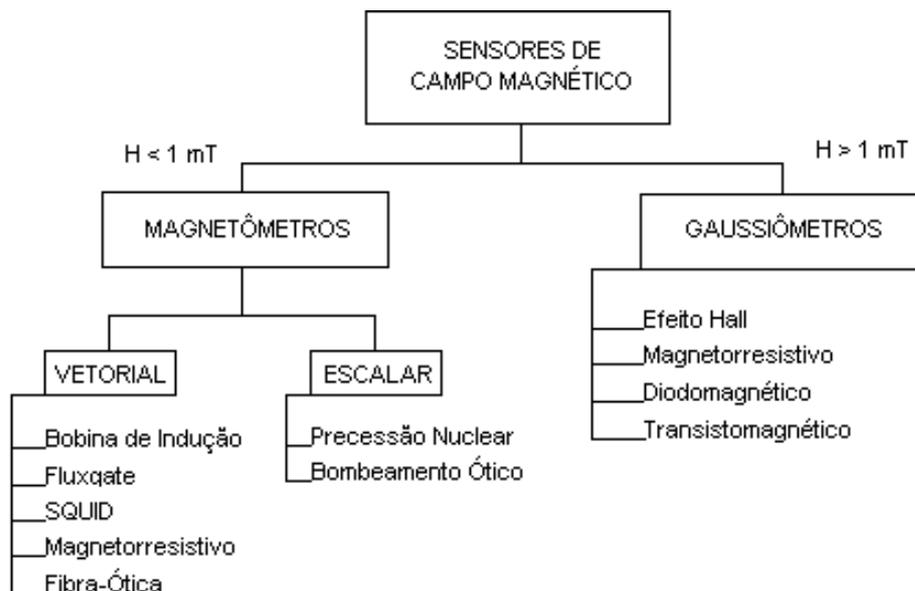


Figura 1: Sensores de campo magnético classificados em duas categorias, baseadas em intensidade de campo e faixa de medição: magnetômetros medem baixo-campo e gaussiômetros alto-campo.

A bobina de indução e o magnetômetro de fluxo saturado são os mais utilizados entre os sensores vetoriais. Eles são robustos, seguros e relativamente de menor custo quando comparados a outros instrumentos de medição para baixo-campo magnético. O mais recente instrumento desenvolvido para a medição de baixo-campo é magnetômetro de fibra ótica. Embora sua aceitação seja a mesma que o magnetômetro de fluxo saturado, o potencial para

desenvolvimento de seu desempenho é significativo. Os magnetômetros que utilizam dispositivos supercondutores de interferência quântica (*superconducting quantum interference device* – SQUID), são os de maior sensibilidade entre todos os instrumentos de medição de campo magnético. Estes sensores operam em temperaturas próximas do zero absoluto e necessitam de um sistema de controle térmico especial, o que torna os magnetômetros SQUIDs menos robustos, menos confiáveis e de maior custo.

Os dispositivos de efeito Hall são os mais antigos e comuns para medição vetorial de alto-campo. São especialmente utilizados em campos extremamente altos, maior que 1 T. Os sensores magnetorresistivos são adequados para aplicações em que o campo a ser medido varia entre baixo e alto. Magnetorresistores Anisotrópicos (*Anisotropic Magnetoresistor* – AMR) são atualmente utilizados em muitas aplicações, incluindo magnetômetros. A recente descoberta do efeito magnetorresistivo gigante (*giant magnetoresistive* - GMR), com seu incremento de dez vezes na sensibilidade, promete ser uma forte alternativa ao magnetômetro de fluxo saturado em aplicações de média sensibilidade.

O magnetômetro de precessão nuclear (*próton (nuclear) precession magnetometer*) é o instrumento mais popular para medição escalar da intensidade de campo magnético. Sua principal aplicação está na exploração geológica e mapeamento aéreo de campo magnético. Como seu princípio de funcionamento é baseado em constantes atômicas, é utilizado também como padrão para calibração de magnetômetros. O magnetômetro de precessão nuclear possui baixa taxa de amostragem, na ordem de 1 a 3 amostras por segundo, logo não pode ser utilizado em medições com rápida variação de campo. O magnetômetro de bombeamento ótico (*optically pumped magnetometer*) opera com alta taxa de amostragem e capaz de maior sensibilidade que magnetômetro de precessão nuclear, no entanto é de custo mais elevado, menos robusto e menor confiabilidade. A Tabela 2 relaciona vários instrumentos para medição de intensidade de campo magnético e suas características.

Tabela 2: característica dos instrumentos de medição de intensidade de campo magnético.

Instrumento	Faixa (mT)	Resolução (nT)	Banda (Hz)	Observação:
Bobina de Indução	10^{-10} a 10^6	Variável	10^{-1} a 10^6	Não mede campos estáticos
Fluxgate	10^{-4} a 0.5	0.1	dc a 2×10^3	Magnetômetro vetorial de propósito geral
SQUID	10^{-9} a 0.1	10^{-4}	dc a 5	Magnetômetro de alta sensibilidade
Efeito Hall	0.1 a 3×10^4	100	dc a 10^8	Ideal para campos maiores que 1T
Magnetorresistivo	10^{-3} a 5	10	dc a 10^7	Para aplicações de faixa média
Precessão Nuclear	0.02 a 0.1	0.05	dc a 2	Magnetômetro escalar de propósito geral
Bombeamento Ótico	0.01 a 0.1	0.005	dc a 5	Magnetômetro escalar de maior resolução

2.2 - Fundamentos do Campo Magnético

O conhecimento da natureza do campo magnético é essencial para o entendimento das técnicas utilizadas na medição de campo magnético. A mais familiar fonte de campo magnético é uma barra de ímã. O campo produzido é ilustrado na Figura 2. O campo magnético é um vetor ; isto é, possui magnitude, direção e sentido.

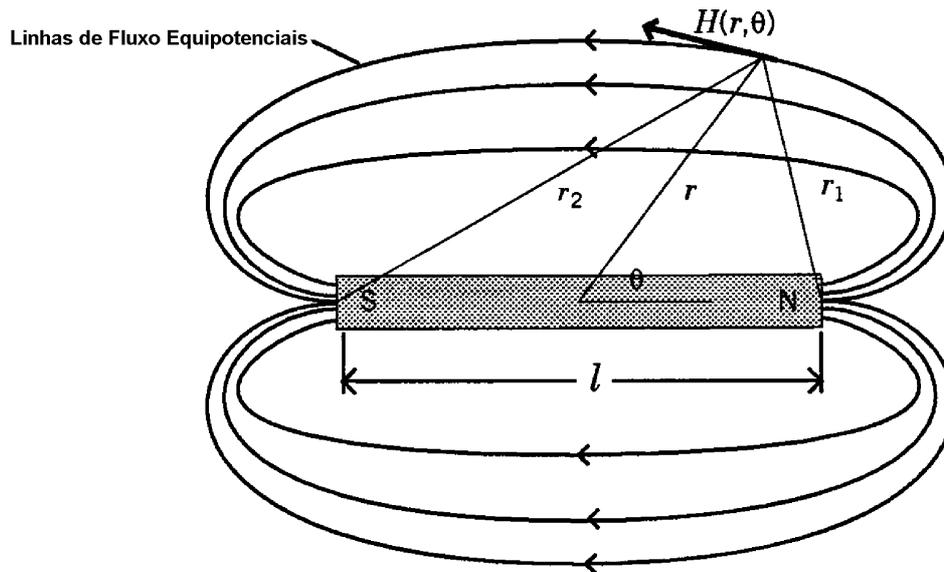


Figura 2: O campo magnético produzido por uma barra imantada é um vetor quantidade com propriedades de magnitude e direção.

O campo, mais especificamente densidade de campo, produzido por uma barra de ímã ou qualquer outro objeto magnético, quando medido a uma distância tão grande quanto sua maior dimensão, é descrito pela equação:

$$\vec{H} = \frac{3(\vec{m} \times \hat{a}_r)\hat{a}_r - \vec{m}}{r^3} \quad (1)$$

onde \hat{a}_r é um vetor unitário ao longo de r , r é a distância entre a fonte do campo magnético e o ponto de medição, e \vec{m} é chamado de momento dipolo magnético. Esta é uma equação bastante satisfatória para estimação do campo produzido por muitos objetos magnéticos.

A intensidade magnética dos objetos magnetizados depende da densidade do momento distribuído pelo volume. Esta intensidade é chamada de magnetização \vec{M} , que é definida pelo momento dividido pelo volume:

$$\vec{M} = \frac{\vec{m}}{volume} \quad (2)$$

Como o campo magnético, a magnetização é um vetor. Magnetização é uma propriedade do material que pode surgir de fontes magnéticas internas ou ser induzida por um campo magnético externo.

Há um terceiro vetor magnético \vec{B} denominado indução magnética ou densidade de fluxo magnético. No espaço vazio, o campo magnético e a densidade de fluxo magnético são proporcionais por uma constante, fator μ_o .

$$\vec{B} = \mu_o \vec{H} \quad (3)$$

A equação (4) descreve a relação entre campo magnético, fluxo magnético e o vetor de magnetização em questão:

$$\vec{B} = \mu_o (\vec{H} + \vec{M}) \quad (4)$$

Nesse caso, o vetor fluxo magnético e o vetor campo magnético não necessitam ter a mesma direção. Alguns materiais possuem propriedades magnéticas anisotrópicas que fazem esses dois vetores apontarem para diferentes direções. O vetor magnetização pode existir em função de componentes magnéticas induzidas ou permanentes. O vetor magnetização permanente não depende da presença de campo externo. O vetor magnetização induzida depende de campo externo e só existe enquanto o campo induzido estiver presente.

Uma classificação menos rigorosa divide os materiais magnéticos em levemente magnetizados e fortemente magnetizados. Nos materiais fortemente magnetizados, a componente de magnetização permanente é dominante (um exemplo é o ímã). A magnetização, nos materiais levemente magnetizados, é predominantemente induzida e descrita pela seguinte equação:

$$\vec{M} = \chi \cdot \vec{H} \quad (5)$$

onde χ é chamada de susceptibilidade magnética do material. Em materiais isotrópicos (propriedades magnéticas não dependentes da direção), χ é uma medida escalar, e a magnetização e o campo magnético são proporcionais e alinhados. Nos materiais anisotrópicos (propriedades magnéticas dependentes da direção), χ é um multiplicador representado por uma matriz 3x3; portanto, a magnitude e direção do vetor de magnetização depende da intensidade e direção do campo induzido. Como resultado, o vetor magnetização não estará sempre alinhado com os vetores de indução magnética. A equação (5) pode ser modificada para materiais levemente magnetizados da seguinte maneira.

$$\vec{M} = \mu_o (1 + \chi) \vec{H} = \mu_o \mu \vec{H} \quad (6)$$

onde μ é chamado de permeabilidade relativa do material.

Objetos magnetizados com momento dipolo magnético \vec{m} vão sofrer torque \vec{T} na presença de um campo magnético uniforme \vec{H} . A equação 07 expressa esta relação.

$$\vec{T} = \vec{m} \times \vec{H} \quad (7)$$

Torque é o produto vetorial entre os vetores momento dipolo e campo magnético. A equação escalar é:

$$T = m \cdot H \cdot \text{sen}\theta \quad (8)$$

onde θ é o ângulo entre as direções de \vec{m} e \vec{H} .

Há uma íntima relação entre campo magnético e campo elétrico. Oersted descobriu que passando corrente por um fio próximo a uma bússola, causa-se a perturbação da bússola. A bússola foi o primeiro sensor de intensidade de campo magnético. Faraday descobriu que poderia produzir tensão nos terminais de uma volta de fio se movesse um ímã próximo. Isto levou ao sensor de bobina de indução.

Campos magnéticos são produzidos pelo movimento de carga elétrica (corrente elétrica). A corrente fluindo por fio reto, uma volta de fio ou um solenóide também vai produzir campo magnético como ilustrado na Figura 3.

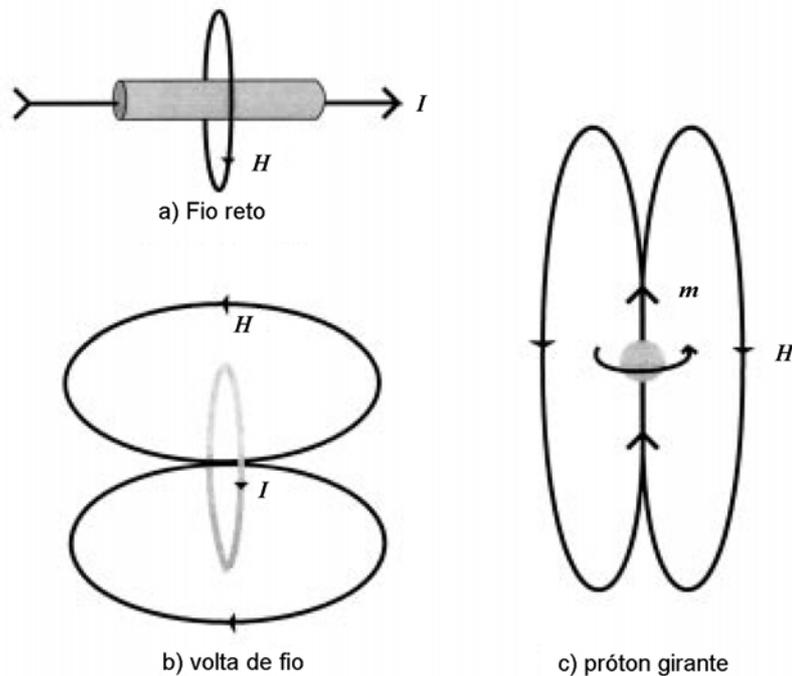


Figura 3. Campos magnéticos produzidos por corrente elétrica.

As unidades de medida costumam ser grande fonte de confusão quando se trabalha com campo magnético. O sistema Gaussiano cgs (centímetro, grama e segundo) foi utilizado durante muitos anos. Como $\mu_0 = 1$ no sistema cgs, a densidade de campo magnético e a

densidade de fluxo magnético possuem o mesmo valor numérico no ar, e suas unidades (oersted para campo e gauss para fluxo) são indiscriminadamente trocadas. Isto leva a uma grande confusão. O sistema cgs foi substituído pelo sistema internacional de medidas (SI), que utiliza metro(m), quilograma (kg), segundo(s) e ampère (A) como medidas fundamentais. Aqui será utilizado o sistema internacional de medidas.

Tabela 3: fatores para conversão do sistema cgs para Unidades de Campo Magnético SI.

Descrição	Símbolo	Unidade SI	Unidade Gaussiana cgs	Multiplicado por
Indução Magnética	B	tesla	gauss	10^4
Intensidade de Campo Magnético	H	$A m^{-1}$	oersted (oe)	$4\pi \times 10^{-3}$
Magnetização	M	$A m^{-1}$	emu m^{-3}	10^{-3}
Momento Dipolo Magnético	m	$A m^2$	emu	10^{-3}
Fluxo Magnético	ϕ	weber (Wb)	Maxwel	10^8
Intensidade de Pólo Magnético	P	A m	emu	
Permeabilidade no espaço livre	μ_0	H m ⁻¹	$4\pi \times 10^{-7}$	1

2.3 - Magnetômetros Vetoriais de Baixo-Campo

2.3.1 - Magnetômetro de Bobina de Indução

A bobina de indução, que é o mais simples dispositivo de instrumentação de campo magnético, é baseada na lei de Faraday. A lei de Faraday afirma que se uma volta de fio é submetida à variação de fluxo magnético, ϕ , através da área determinada pela volta, então uma tensão será induzida no fio, sendo proporcional a taxa de variação do fluxo:

$$\varepsilon(t) = - \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (9)$$

Considerando a indução magnética \vec{B} uniforme e \vec{A} como sendo o vetor normal à área de secção reta determinada pela volta do fio, a tensão nos terminais da bobina será:

$$\varepsilon(t) = - \frac{d(\vec{B} \cdot \vec{A})}{dt} \quad (10)$$

A equação (10) afirma que a variação temporal em \vec{B} ou mecânica na orientação de \vec{A} relativa à \vec{B} produzirá tensão nos terminais da bobina. Se a bobina se mantém fixa em relação à \vec{B} , o campo estático não pode ser detectado, mas se for rotacionada ou tiver a magnitude de \vec{A} modificada, então será possível medir o campo estático. A relação descrita na equação 10 é explorada em muitos instrumentos de medição de campo magnético.

A Figura 4 apresenta as duas mais comuns configurações de bobina de indução para medição de intensidade de campo magnético: antena em anel com núcleo de ar e antena em haste. O princípio de operação é o mesmo para as duas configurações. Substituindo B por $\mu_o\mu_e H(t)$ na equação (10) e, assumindo que a bobina é estacionária em relação ao vetor campo, a tensão nos terminais da bobina passa a ser:

$$\varepsilon(t) = -\mu_o\mu_e nA \frac{dH(t)}{dt} \quad (11)$$

onde n é o número de voltas da bobina, e μ_e é a efetiva permeabilidade relativa do núcleo. O núcleo da antena em haste é normalmente construído de um material magneticamente “leve” logo, pode-se assumir que a densidade de fluxo no núcleo é induzida por um campo externo e, conseqüentemente, a substituição é válida. Com o núcleo de ar, a efetiva permeabilidade relativa do núcleo é unitária. A efetiva permeabilidade de uma bobina de indução que contém um núcleo é normalmente muito maior do que um e é fortemente dependente do formato do núcleo e da bobina.

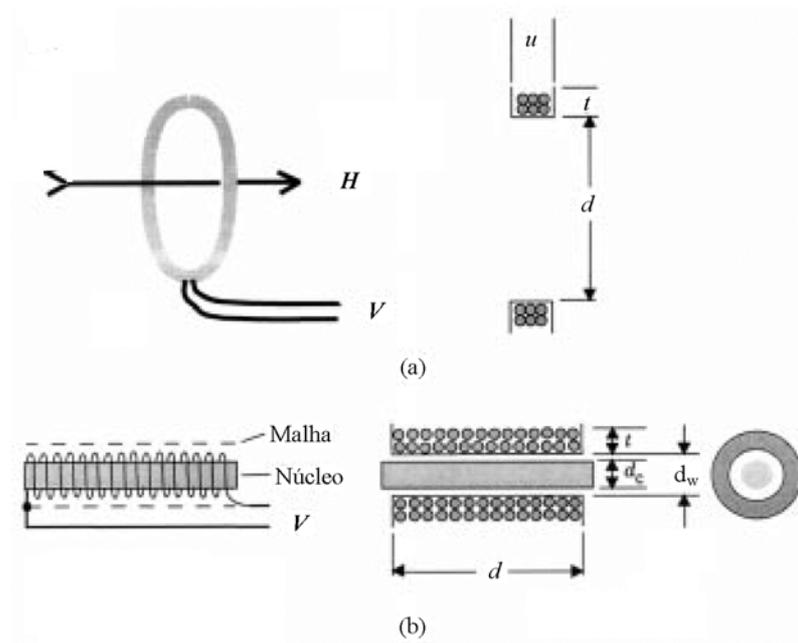


Figura 4: A bobina de indução consiste em um anel de fio (ou solenóide) que pode ou não possuir um núcleo ferromagnético. (a) antena em anel com núcleo de ar (b) antena solenoidal com núcleo ferromagnético.

2.3.1.1 - Antena em Anel com Núcleo de Ar

A antena em anel, com núcleo de ar, consiste em um anel, circular ou retangular, contendo uma ou mais voltas de fio sem um núcleo magnético. O diâmetro do anel é

normalmente muito maior que as dimensões da secção reta do enrolamento. A sensibilidade de uma antena de anel circular com o enrolamento interno ao diâmetro d e secção reta retangular é aproximadamente:

$$K = \mu_o n \pi \frac{d^2}{4} \left[1 + 2 \left(\frac{t}{d} \right) + \frac{3}{4} \left(\frac{t}{d} \right)^2 \right] \quad (12)$$

onde t é a espessura do enrolamento e n o número de voltas.

A antena em anel com núcleo de ar é particularmente utilizada para medição de campos magnéticos com frequências na faixa de 100Hz à alguns mega hertz. Devido a sua resposta linear à intensidade de campo magnético, teoricamente não apresenta distorção por intermodulação. Um aspecto negativo é o tamanho que o dispositivo deverá ter para aplicações em que seja necessária alta sensibilidade em baixas frequências.

2.3.1.2 - Antena em Haste

A antena em haste é uma boa alternativa à antena em anel com núcleo de ar. Ela é menor que uma antena em anel de mesma sensibilidade, e pode ser projetada para operar em baixa frequência. Infelizmente, sua resposta à intensidade de campo magnético pode ser não linear além do núcleo adicionar ruído ao sinal.

A Figura 4(b) é uma típica configuração para antena em haste. Trata-se basicamente de um solenóide com núcleo magnético. O núcleo pode possuir secção reta circular ou retangular podendo ser constituído de ferrite, liga de aço-níquel, liga de metal amorfo ou algum material de alta permeabilidade relativa. O enrolamento pode ser montado diretamente sobre o núcleo ou em uma forma pela qual o núcleo é posteriormente inserido. Um isolante é eventualmente posto entre as camadas do enrolamento para reduzir a capacitância distribuída. Uma malha eletrostática é posta sobre o enrolamento para atenuar qualquer campo elétrico acoplado ao sinal.

2.3.2 - Magnetômetro de Fluxo Saturado - *Fluxgate*

O magnetômetro *fluxgate* foi e ainda é o principal instrumento de medição de intensidade de campo magnético na Terra e no espaço. É robusto, confiável, fisicamente pequeno e requer baixíssima potência para operar. Estas características, somadas a sua habilidade na medição das componentes vetoriais de campo magnético na faixa de 0.1nT a

1mT na faixa de frequência de um sinal dc a alguns kHz, faz deste sensor um instrumento bastante versátil. Geógrafos o utilizam em exploração e geofísicos no estudo de campos geomagnéticos (algo entre 20μT e 75μT na superfície terrestre). Engenheiros de satélites utilizam *fluxgate* para determinar e controlar a atitude dos foguetes espaciais. As principais aplicações militares do *fluxgate* são: detecção de minas, detecção de veículos. Alguns sistemas de segurança também utilizam *fluxgate* na detecção de armas.

2.3.2.1 - Princípio de Funcionamento do Magnetômetro de Fluxo Saturado

O princípio geral de funcionamento do *fluxgate* é uma aplicação imediata da Lei de Indução de Faraday:

$$\varepsilon = - \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (13)$$

que prevê a indução de uma força eletromotriz ε nos terminais de uma bobina, se houver variação no fluxo magnético ϕ dentro dela. Descartando mudanças na geometria (número de espiras, área de secção reta, etc) pode-se provocar variações no fluxo através de mudanças na permeabilidade m do material que constitua o núcleo dessa bobina. Existem diferentes configurações de sensores fluxgate. Duas das mais populares são apresentadas na Figura 5.

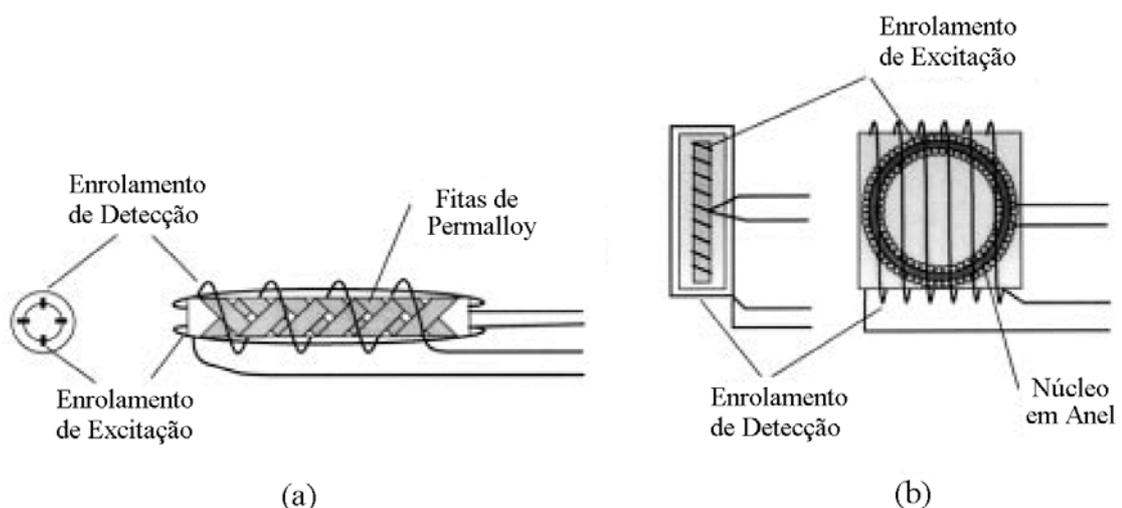


Figura 5: Duas configurações usuais para sensores *fluxgate*: (a) configuração conhecida como “*Schonstedt*” e (b) configuração “*ring core*”. Nessas duas configurações o campo de excitação é perpendicular à bobina de detecção. Esta característica minimiza o acoplamento entre campo de excitação e o sinal na bobina de detecção.

Tabela 4: Propriedades típicas de materiais utilizados como núcleo ferromagnético.

Nome	Composição	Fabricante	μ_i	μ_{max}
Mild steel	0.2 C, 99 Fe		120	2000
Silicon iron	4.0 Si, 96 Fe		500	7000
CN20	Ni-Zn Ferrite	Ceramic Magnetics	800	4500
MN60	Mn-Zn Ferrite	Ceramic Magnetics	5000	10,500
"49" Alloy	48 Ni, 52 Fe	Carpenter	6500	75,000
2605S-2	Fe-based amorphous alloy	Allied-Signal	10,000	600,000
4-79 Permalloy	4 Mn, 79 Ni, 17 Fe	Magnetics	20,000	100,000
Mumetal	5 Cu, 2 Cr, 77 Ni, 16 Fe	Magnetics	20,000	100,000
HyMu "80"	4.2 Mo, 80 Ni, 15 Fe	Carpenter	50,000	200,000
2826MB	NiFe-based amorphous alloy	Allied-Signal	100,000	800,000

O sensor *fluxgate* de núcleo em anel ("ring core") é construído a partir de uma fina fita de material ferromagnético facilmente saturável, isto é, que apresenta uma curva de saturação $B \times H$ praticamente vertical, possuindo alta permeabilidade ($\mu = dB / dH$) para um valor de H não muito elevado e saturam abruptamente para valores maiores de H (onde $\mu \approx 0$), ver tabela 4. Normalmente utiliza-se com núcleo o 4-79 Permalloy enrolado por uma bobina em forma de anel ou toróide. Como ilustrado na Figura 6, uma corrente alternada é aplicada na bobina enrolada ao toróide. Isto cria um campo magnético que circula pelo núcleo e produz um fluxo no material ferroso para saturação periódica, primeiro no sentido horário e segundo no sentido anti-horário. Uma outra bobina, de detecção, é enrolada pelo lado de fora do toróide. Enquanto o material ferroso está entre extremos de saturação, ele mantém uma permeabilidade magnética média muito maior que a do ar. Quando o núcleo está saturado, sua permeabilidade se torna igual à do ar. Se não há uma componente de campo magnético ao longo do eixo da bobina de detecção, a variação de fluxo vista pelo enrolamento é nula.

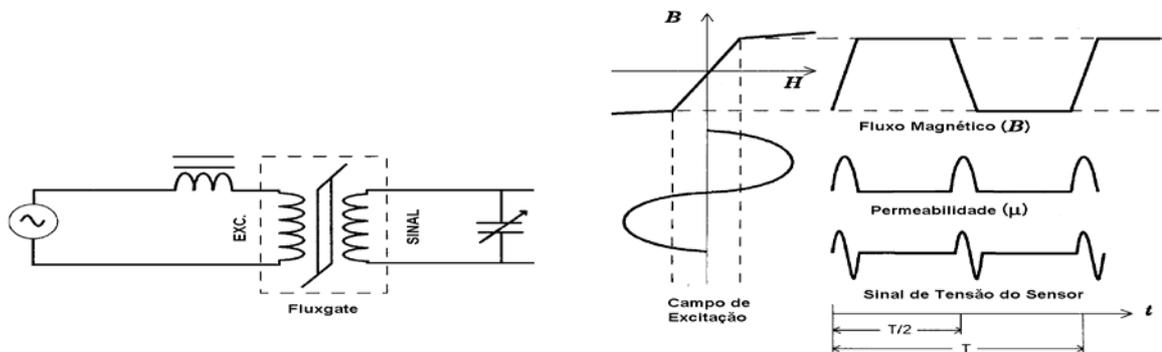


Figura 6: O campo de excitação de um magnetômetro *fluxgate* condiciona alternadamente o núcleo à saturação positiva e negativa, chaveando a permeabilidade efetiva do núcleo entre 1 e um grande valor duas vezes a cada ciclo. A figura é ilustrativa da variação do Fluxo Magnético, da Permeabilidade e do Sinal de Tensão no Sensor em função do Campo de Excitação.

Caso contrário, há uma componente de campo magnético ao longo do eixo da bobina de detecção, então cada vez que o material ferroso vai de um extremo de saturação ao outro, o fluxo no núcleo varia de um nível baixo a um nível alto. De acordo com a lei de Faraday, a variação de fluxo produzirá uma tensão nos terminais da bobina de detecção que é proporcional à taxa de variação do fluxo. Para campos magnéticos dc e de baixa frequência, a tensão na bobina de detecção é:

$$V_s = n \cdot A \cdot \frac{d(\mu_0 \cdot \mu_e \cdot H)}{dt} = n \cdot A \cdot \mu_0 \cdot H \frac{d\mu_e(t)}{dt} \quad (14)$$

onde H = Componente do campo magnético que está sendo medido
 n = Número de voltas da bobina de detecção
 A = Área da secção reta da bobina de detecção
 μ_e = Permeabilidade relativa efetiva do núcleo

Conforme a permeabilidade do núcleo varia de um valor baixo para um valor alto, produzem-se pulsos de tensão na bobina de detecção com amplitude proporcional a magnitude do campo magnético externo e com fase indicando a direção do campo. A frequência do sinal é o dobro da frequência de excitação desde que a transição de saturação a saturação ocorra duas vezes em único período de excitação.

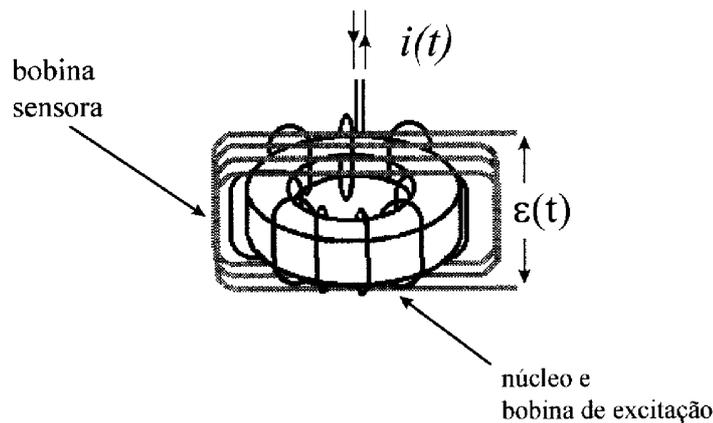


Figura 7: Pode-se ver um arranjo que permite o chaveamento do núcleo. Uma corrente alternada $i(t)$ passando através da bobina primária gera um campo $H(t)$ que realiza todo ciclo de histerese. Uma vez que o núcleo é saturado duas vezes durante um período na curva de magnetização, $\epsilon(t)$ deve ser uma função periódica com frequência duas vezes maior que a do sinal de excitação $i(t)$. Se não há campo externo, a simetria do sistema faz com que nenhum sinal apareça nos terminais da bobina de detecção.

Segundo F.Primdahl [2], outra aproximação válida para a tensão induzida na bobina de detecção é dada pela equação:

$$V_s = N \cdot A \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot (\mu_{a\max} - \mu_{a\min}) \cdot B_{ex} \quad (15)$$

Onde :

- V_s = tensão induzida na bobina sensora
- N = número de espiras da bobina sensora
- A = área de seção transversal do núcleo
- f_0 = frequência de excitação
- μ_{amax} = permeabilidade aparente máxima
- μ_{amin} = permeabilidade aparente mínima
- B_{ex} = campo externo a ser medido

$$\mu_a = \mu_r \cdot [1 + D \cdot (\mu_r - 1)] \quad (16)$$

D = fator de desmagnetização do núcleo

μ_r = permeabilidade do núcleo

Se o sinal de excitação tem uma frequência f e é um sinal periódico qualquer (uma onda quadrada ou triangular, por exemplo) o sinal induzido deve apresentar componentes de frequência pares ($2f$, $4f$, $6f$, etc) em relação ao sinal de excitação. Componentes ímpares (f , $3f$, $5f$,...) podem aparecer como ruído, devido à não existência de uma simetria perfeita no arranjo.

O método de detecção mais comumente utilizado é o de detecção por segundo harmônico discutido por Benyosef & Novak [3]. O sinal de saída da bobina sensora é enviado a um circuito de detecção. Um filtro atenua os demais harmônicos (pares e ímpares) e em seguida o sinal é amplificado.

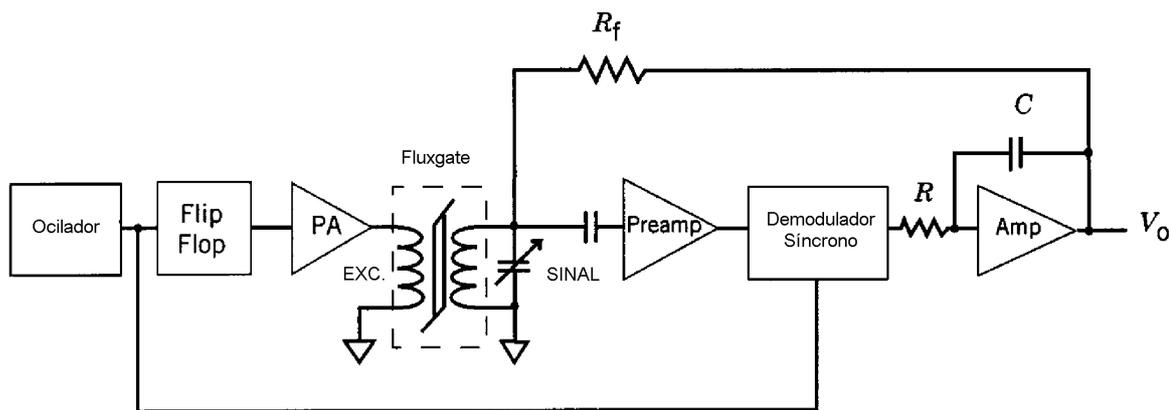


Figura 8: Configuração de circuito típica para um magnetômetro *fluxgate* de campo realimentado.

2.3.2.2 - Condicionamento do Sinal

O sinal fornecido pelo sensor *fluxgate* é modulado em amplitude com supressão de portadora e está em sincronismo com o segundo harmônico do sinal de excitação. Em magnetômetros simples e de baixa potência, este sinal é convertido para banda base através de um demodulador síncrono, filtrado e disponibilizado como sinal de saída. A acurácia de magnetômetros que utilizam a arquitetura sem realimentação de campo é limitada pela linearidade da curva de magnetização do núcleo que está em torno de 5% para aplicações de campo terrestre ($60\mu\text{T}$).

Magnetômetros mais precisos e estáveis utilizam a realimentação de campo. Um esquema simplificado de um típico magnetômetro com detecção por segundo harmônico e realimentação de campo é apresentado na Figura 8. O circuito à esquerda do sensor *fluxgate* é denominado circuito de excitação. Consiste basicamente em um oscilador sintonizado no dobro da frequência de excitação, um flip-flop que divide a frequência do oscilador por dois, e um amplificador de potência que amplifica o sinal da saída do flip-flop e fornece a corrente de excitação à bobina de excitação.

O circuito à direita do sensor *fluxgate* é denominado circuito de detecção. Ele amplifica a saída da bobina de detecção, demodula sincronamente utilizando o sinal do oscilador como referência, integra e amplifica a banda base de saída e realimenta a bobina de detecção com o sinal da saída através do resistor. O sinal de realimentação produz um campo magnético dentro do sensor que se opõe ao campo externo. Isto mantém o campo dentro do sensor próximo a zero e dentro da faixa linear da curva de magnetização do núcleo ferromagnético.

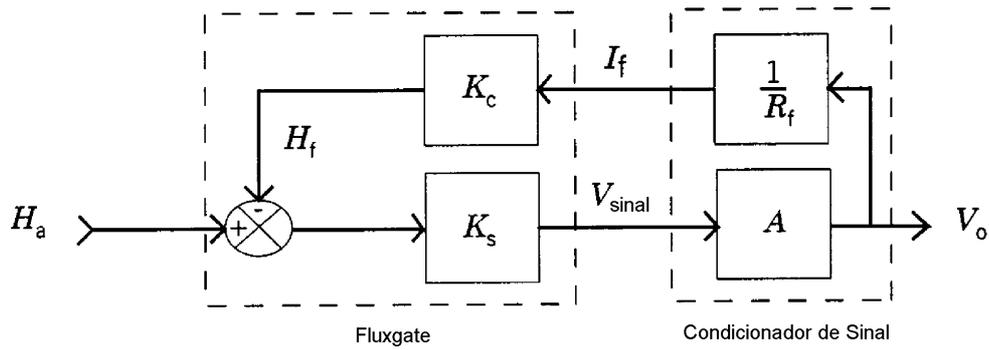


Figura 9: Diagrama de blocos para sensor *fluxgate* com realimentação de campo. K_c é a constante de corrente de campo na bobina. K_s é a constante de transdução campo-tensão para o sensor. O campo realimentado (H_f) se opõe ao campo ambiente, e o campo H_a mantém o campo da rede do sensor suficientemente pequeno

A Figura 9 apresenta o diagrama de blocos do magnetômetro. O campo externo H_a é oposto pelo campo realimentado H_f , e a diferença é convertida em sinal de tensão (K_s representa a função de transferência de campo para tensão). Este sinal de tensão é amplificado (A), e o sinal amplificado é convertido em sinal de corrente I_f e depois em campo realimentado (K_c representa a função de transferência de corrente em campo). A função de transferência geral para o magnetômetro é:

$$\frac{V_o}{H_a} = \frac{AK_s}{1 + \frac{K_c AK_s}{R_f}} \quad (17)$$

O ganho do amplificador normalmente é muito grande de maneira que o segundo termo do denominador é muito maior que um. Dessa forma a equação 17 fica reduzida a:

$$\frac{V_o}{H_a} \approx \frac{R_f}{K_c} \quad (18)$$

Nessas circunstâncias, a função de transferência é basicamente determinada pela razão entre R_f (o resistor de realimentação) e K_c (constante de conversão corrente-campo na bobina de detecção). Ambas as constantes podem ser muito bem fixadas. Esta topologia de circuito é robusta e garante alta insensibilidade paramétrica, isto é, independe da variação de parâmetros como A e K_s e acurácia de 1% na faixa de temperatura entre -80°C e $+80^\circ\text{C}$ facilmente garantida.

2.3.3 - Magnetômetro SQUID

Brian D. Josephson em 1962, enquanto era estudante de graduação na universidade de Cambridge, pré determinou que uma corrente supercondutora poderia fluir entre dois supercondutores separados por uma fina camada isolante. A magnitude desta corrente (crítica) supercondutora que flui pela “junção Josephson” é influenciada pela presença de campo magnético, sendo assim a base para o funcionamento do magnetômetro SQUID.

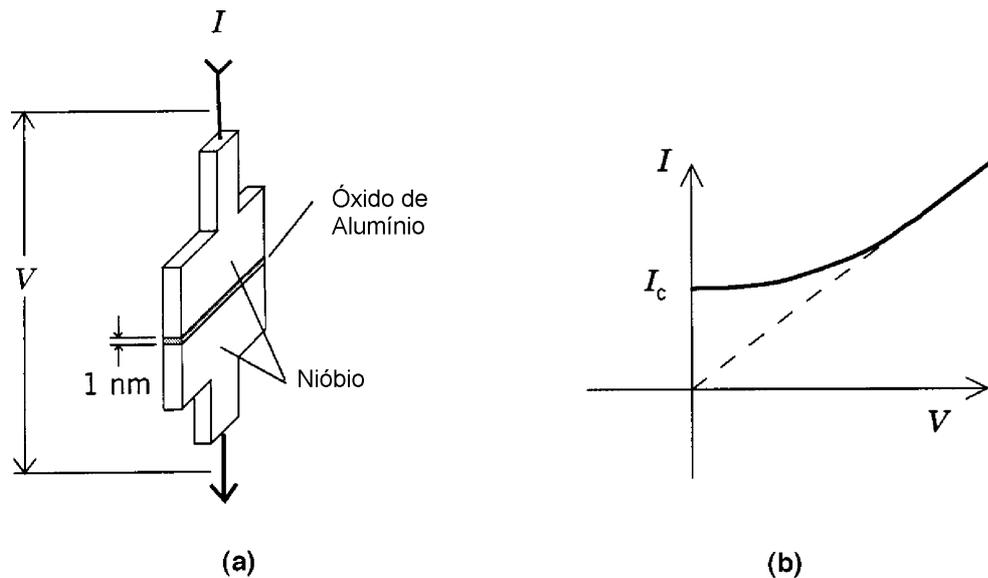


Figura 10: A “junção Josephson” em (a) consiste em supercondutor como nióbio separado por uma fina camada isolante. A tensão (V) vs. Corrente (I) em (b) mostra que a corrente supercondutora flui através da junção.

A Figura 10 ilustra a estrutura geral de uma “junção Josephson” e a relação tensão-corrente (V - I). Dois supercondutores (por exemplo: nióbio) são separados por uma camada isolante extremamente fina, por exemplo: óxido de alumínio. A espessura típica desta camada isolante é de 1nm. Quando a temperatura da junção é reduzida a um valor menor que -269°C (4.2K), uma corrente supercondutora irá fluir pela junção, com tensão nula na junção. A magnitude desta corrente, denominada corrente crítica I_c , será uma função periódica do fluxo magnético presente na junção. A máxima magnitude desta corrente ocorrerá para valores de fluxo iguais a $n\phi_0$, onde ϕ_0 é um fluxo quântico ($2fW$); já a mínima magnitude ocorrerá para valores de fluxo iguais a $(n+1/2)\phi_0$. O período é um fluxo quântico. Este fenômeno é denominado de “efeito Josephson dc” e é apenas um dos “efeitos Josephsons”.

Magnetômetros baseados em dispositivos supercondutores de interferência quântica (*Superconducting Quantum Interference Device* -SQUID) são normalmente os instrumentos

disponíveis mais sensíveis para medição de intensidade de campo magnético. Magnetômetros SQUID medem mudanças no campo magnético a partir de um dado nível de campo, eles não medem intrinsecamente o valor absoluto do campo. Uma das principais aplicações do magnetômetro SQUID é a pesquisa biomédica. Magnetômetros e gradiômetros SQUID possuem sensibilidade suficientemente alta para medir campos extremamente fracos gerados pelo corpo humano. Outras áreas de aplicação incluem o paleomagnetismo (medição do magnetismo remanescente de rochas) e teluricomagnetismo (medição do magnetismo da terra).

O magnetômetro SQUID dc utiliza duas “junções Josephson” em dois lados do toróide como ilustrado na Figura 11. O toróide é polarizado com uma corrente constante que excede a máxima corrente crítica das junções. Quando o fluxo pelo toróide é um múltiplo inteiro de ϕ_0 , a tensão na junção é determinada pela intersecção de I_b com a curva $n\phi_0$ V-I (ponto A). Na medida que o fluxo aumenta, a corrente crítica diminui. A curva V-I e seu ponto de intersecção se deslocam para a direita (a tensão na junção aumenta). A corrente crítica se aproxima do valor mínimo quando o fluxo é incrementado de $1/2\phi_0$ e a tensão de junção possui valor máximo (ponto B). Se o fluxo continua a crescer, a corrente crítica volta a tender ao seu valor máximo e a tensão de junção volta a diminuir.

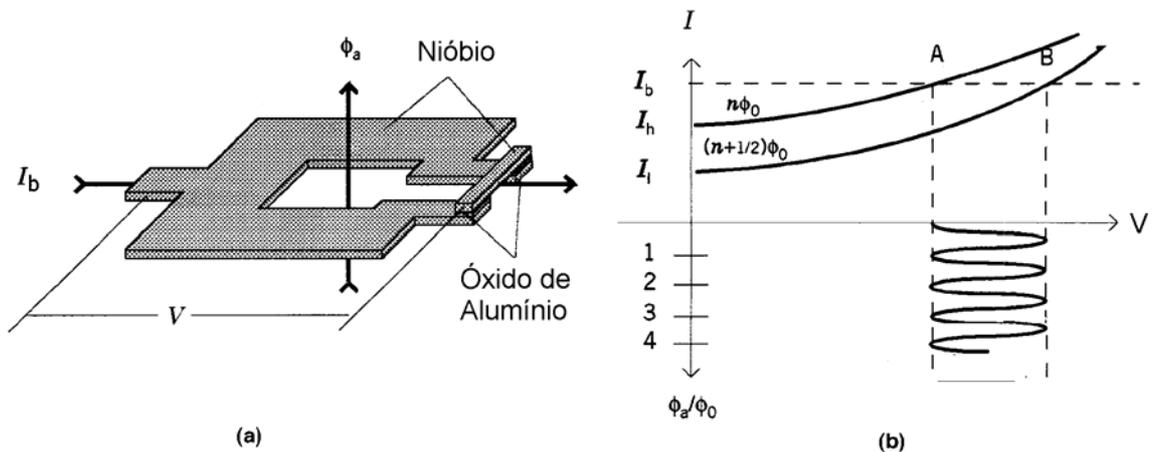


Figura 11: Uso de um magnetômetro SQUID dc para medir fluxo magnético. O magnetômetro SQUID dc em (a) consiste em um circuito fechado supercondutor e duas junções Josephson com pré-corrente de maior que a máxima corrente crítica I_n . A curva V-I em (b) ilustra como a tensão no SQUID oscila com período igual a um fluxo quântico Φ_0 .

2.4 - Gaussiômetros Vetoriais de Alto-Campo

2.4.1 - Gaussiômetro de Efeito Hall

O dispositivo de efeito Hall, que provavelmente é o sensor mais familiar para medição de campos magnéticos fortes, é baseado no efeito Hall descoberto por Edwin H. Hall em 1897. O efeito Hall é uma consequência da lei da força de Lorentz, que determina que sobre uma carga em movimento, submetida a um campo magnético \vec{B} , é aplicada uma força \vec{F} . O vetor força é perpendicular ao vetor campo magnético e o vetor velocidade, conforme a equação a seguir:

$$\vec{F} = -q(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (19)$$

O dispositivo de efeito Hall consiste em um condutor ou semicondutor, chato, fino e retangular com dois pares de eletrodos em ângulo reto entre si, como ilustrado na figura 12.

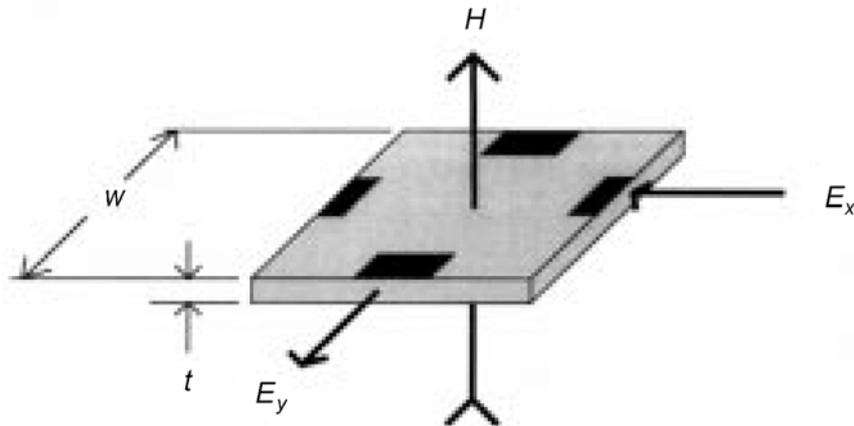


Figura 12: Sensor de efeito Hall. Um campo magnético H , aplicado perpendicularmente à superfície do sensor, que conduz corrente ao longo do eixo x irá gerar uma tensão ao longo do eixo y . E_x é o campo elétrico aplicado ao longo da direção x e E_y é o campo elétrico do efeito Hall ao longo do eixo y .

Um campo elétrico \vec{E}_x é aplicado ao longo do eixo x ou eixo de controle. Quando um campo magnético \vec{B}_z é aplicado perpendicularmente a superfície do dispositivo, a carga livre, que está fluindo ao longo do eixo x em função de \vec{E}_x , será defletida para o eixo y ou eixo de tensão Hall. Como a corrente não fluirá pelo eixo y em condições de circuito aberto, isto irá causar o acúmulo de carga ao longo do eixo y que acarretará na criação de um campo elétrico. Este campo produzirá uma força oposta ao movimento da carga:

$$E_y = v_x B_z \quad (20)$$

onde v_x é a velocidade média dos elétrons (ou portadores majoritários). Em um condutor que contém n cargas livres por unidade de volume tendo a velocidade média v_x , a densidade de corrente é:

$$J_x = qnv_x \quad (21)$$

e

$$E_y = \frac{J_x B_z}{qn} = R_H J_x B_z \quad (22)$$

onde R_H é denominado de coeficiente Hall.

O semiconductor é tratado em termos de mobilidade μ (velocidade/campo) dos portadores majoritários (elétrons) e condutividade σ . Neste caso:

$$E_y = \mu E_x B_z \text{ e } E_x = \frac{J_x}{\sigma} \quad (23)$$

Portanto:

$$E_y = \frac{\mu}{\sigma} J_x B_z \text{ e } R_H = \frac{\mu}{\sigma} \quad (24)$$

O valor de R_H varia substancialmente de um material para outro e é duplamente dependente da temperatura e magnitude. Suas características podem ser controladas através da dopagem correta do material com algumas impurezas. Por exemplo, dopando germânio com arsênico pode-se reduzir a dependência em relação à temperatura.

A tensão medida nos terminais do eixo y é a integral do campo ao longo eixo y . Se a corrente de excitação constante I está fluindo pelo eixo x , então:

$$J_x = \frac{I}{wt} \quad (25)$$

e a tensão de saída medida é:

$$e_y = \frac{R_H I B_z}{t} \quad (26)$$

onde t é a espessura (m) e w é a distância entre os terminais no eixo y .

Outra característica especificada pelo fabricante de dispositivos de efeito Hall é a sensibilidade magnética γ_b que depende da corrente de controle I_c :

$$\gamma_b = \frac{e_y}{B_z} = \frac{R_H I_c}{t} \quad (27)$$

Embora condutores como cobre (Cu) possam ser usados para fabricar dispositivos de efeito Hall, materiais semicondutores, como arsênio de gálio (GaAs), antimonioeto de índio

(InSb), e arsenieto de índio (InAs), produzem maiores e mais estáveis coeficientes Hall. O arsenieto de índio é o material favorito para fabricação de dispositivos de efeito Hall, devido a combinação de baixo coeficiente de sensibilidade de temperatura ($<0.1\%/^{\circ}\text{C}$), baixa resistência e boa sensibilidade relativa.

A corrente de controle típica para dispositivos de efeito Hall é 100mA, mas alguns dispositivos podem operar com correntes inferiores a 1mA. A faixa de sensibilidade de 10 mV/T a 1.4V/T. A faixa de linearidade de 0,25% a 2% da faixa de campo estimado. As impedâncias de entrada e de saída são tipicamente na faixa de $1\ \Omega$ a $3\ \Omega$. O elemento sensor é normalmente mínimo (na ordem de 10mm^2 com 0.5 mm de espessura), e os dispositivos triaxiais são acondicionados em pequenos encapsulamentos. Esses dispositivos são mais utilizados na medição de campos com intensidades na faixa de $50\ \mu\text{T}$ a 30 T.

2.4.2 - Gaussiômetro Magnetorresistivo

O efeito magnetorresistivo foi primeiramente reportado por William Thomsom (Lord Kelvin) na metade do século dezanove. Ele descobriu que ao submeter um material ferromagnético a um campo magnético a resistividade do material é modificada. O quanto é modificado depende da magnitude de magnetização e da direção na qual a corrente, para medição, flui. Ligas de níquel e aço, Permalloy, apresentam grande variação de resistividade (próximo a 5% máximo). A Figura 13 ilustra como a resistividade varia em uma liga de níquel e aço para um campo aplicado paralelamente à direção de fluxo de corrente no material. Conforme o aumento do campo magnético aplicado, a variação da resistividade do material aumenta e se aproxima assintoticamente de seu valor máximo quando o material tende a saturação. Bozorth [8] destaca que o formato da curva e magnitude da variação depende da composição da liga. O Permalloy com 80% Ni e 20% Fe apresenta alto efeito magnetorresistivo e é o material favorito para magnetorresistores.

A variação na resistividade em um filme de permalloy é também uma função do ângulo θ entre a direção de magnetização e a direção da corrente:

$$\rho(\theta) = \rho_o + \Delta\rho_m \cos^2 \theta \quad (28)$$

onde $\Delta\rho_m$ é a variação magnetorresistiva anisotrópica e ρ_o é a resistividade para $\theta = \pi/2$.

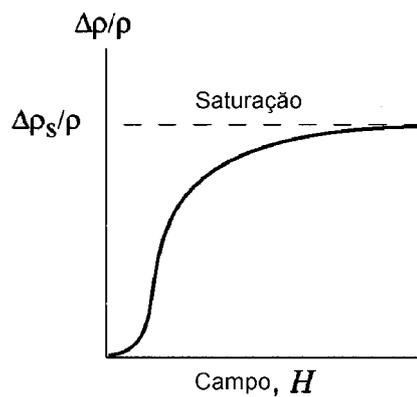


Figura 13: Variação da resistividade em um material ferromagnético.

Foi anteriormente mencionado que os materiais magnéticos possuem propriedades magnéticas anisotrópicas (suas propriedades magnéticas são dependentes da direção). O formato físico do objeto e as condições de fabricação são fortemente determinantes das características anisotrópicas. Um fino e longo filme de permalloy pode ser fabricado para ser extremamente anisotrópico em uma determinada direção se for exposto a um campo de magnetização durante a deposição do material. Esta característica é explorada nos sensores de magnetoresistência anisotrópica (*anisotropic magnetoresistance (AMR) sensor*).

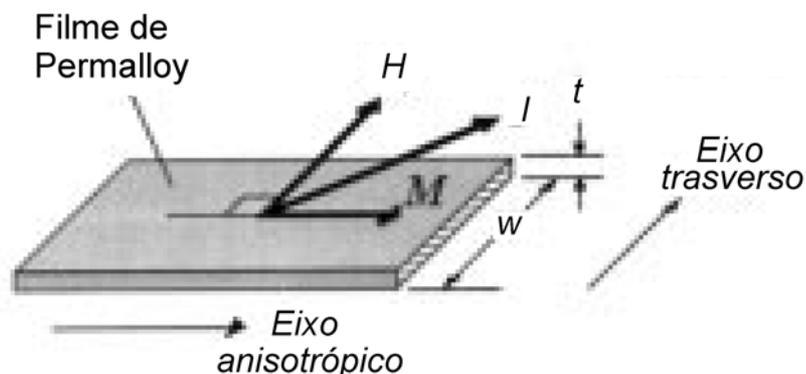


Figura 14: Elemento resistor AMR.

O elemento resistor básico no sensor AMR é um fino filme de formato retangular como ilustrado na Figura 14. Um eixo, denominado de eixo anisotrópico, possui maior susceptibilidade a magnetização que os outros dois. O eixo anisotrópico está normalmente direcionado ao longo do comprimento do filme. Devido a sua espessura, o eixo normal é virtualmente não susceptível à magnetização. O eixo transversal ao eixo anisotrópico (ao longo da largura do filme) possui baixa susceptibilidade magnética.

Um pré-campo H_b é usado para saturar a magnetização ao longo do eixo anisotrópico e estabilizar a direção de magnetização para um campo externo nulo. Para uma análise simplificada, o filme pode ser modelado como um único domínio. O efeito de um campo externo no plano do filme e normal ao eixo anisotrópico é rotacionar o vetor de magnetização e, conforme a equação , variar a resistividade. A variação na resistência do filme pode ser aproximada pela seguinte equação:

$$\Delta R \approx R_s \frac{\Delta \rho_m}{\rho} \left(h_a^2 \cos 2\theta + h \sqrt{1 - h_a^2} \sin 2\theta - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) \quad (29)$$

onde h_a é o campo externo aplicado normalizado, R_s é a resistência nominal e $\Delta \rho_m / \rho$ é a variação máxima de resistência. H_K é o campo anisotrópico. Uma desempenho linear ótimo é obtida quando $\theta = \pi / 4$ e a equação 29 reduzida a :

$$\Delta R \approx R_s \frac{\Delta \rho}{\rho} \frac{1}{H_k + H_b} H_a \quad (30)$$

O campo anisotrópico é dado por:

$$H_K = \sqrt{H_{ko}^2 + (NM_s)^2} \quad (31)$$

onde H_{ko} é o campo anisotrópico do filme, N é o fator de desmagnetização e M_s é a magnetização de saturação.

Um AMR é construído utilizando longos e finos segmentos de filme de permalloy. Durante a deposição, um campo magnético é aplicado ao longo do comprimento do filme a fim de estabelecer o campo anisotrópico de magnetização. O formato do filme também favorece o comprimento como eixo anisotrópico. Como apresentado na Figura 15, uma cadeia deste filme de permalloy é conectada, em série para se formar um magneto-resistor. A corrente é forçada a fluir com ângulo de 45° em relação ao eixo anisotrópico através da deposição de finas tiras de material altamente condutivo (exemplo: ouro) sobre o filme de permalloy. O nível de magnetização do filme é controlado pelo pré-campo criado através da deposição de uma fina camada de cobalto sobre os resistor, que é então magnetizado paralelamente ao eixo anisotrópico do permalloy.

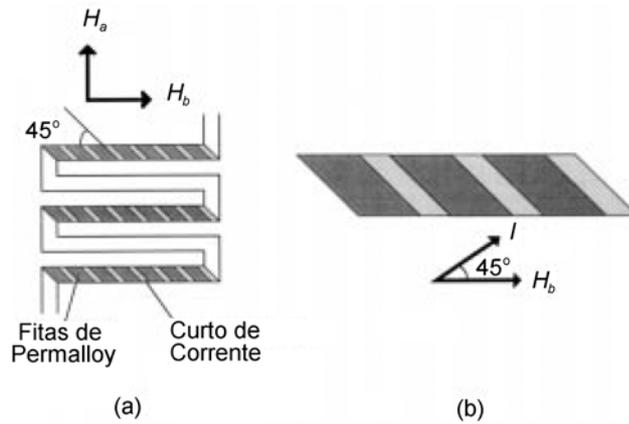


Figura 15: Construção de um magnetorresistor.

Um típico sensor AMR utilizado tanto como gaussiômetro e magnetômetro consiste em quatro AMRs conectados em ponte de Wheatstone como na Figura 16. A polaridade da função de transferência dos resistores A e D é feita de maneira oposta a polaridade dos resistores B e C através da rotação de 90° do desvio de corrente. Este arranjo complementar acentua quatro vezes a tensão do sinal de saída para um dado campo em comparação a um único resistor. A função de transferência para a configuração em ponte é:

$$v = IR_s \frac{\Delta\rho_m}{\rho} \cos 2\Delta\epsilon h_a \sqrt{1-h_a^2} \quad (32)$$

Onde:

$$\cos 2\Delta\epsilon = \frac{H_{ko}^2 + H_k^2 - (NM_s)^2}{2H_{ko}H_k} \quad (33)$$

$$h_a = \frac{H_a}{H_k + H_b} \quad (34)$$

Para melhor linearidade, $H_a < 0.1H_k$. A linearidade da ponte pode ser controlada durante a fabricação ajustando-se a razão $1/w$ e H_{ko} . O pré-campo pode ser usado também para otimizar a linearidade e estabelecer a faixa de medição de campo.

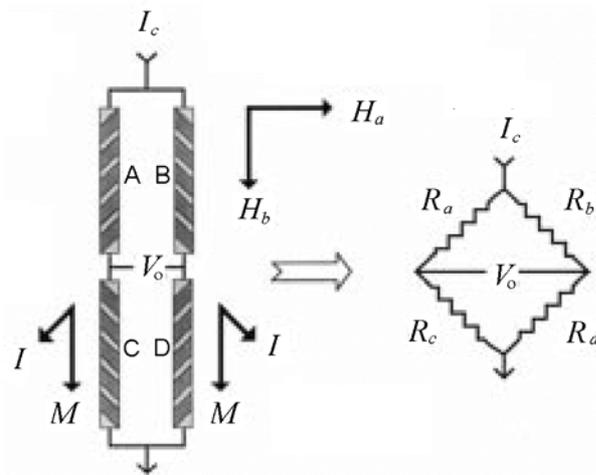


Figura 16: Sensor AMR em ponte de “Wheatstone”

2.5 – Magnetômetros Escalares

Magnetômetros escalares medem a magnitude do campo magnético explorando as propriedades atômicas e nucleares. Os dois magnetômetros escalares mais largamente utilizados são o magnetômetro de precessão nuclear e o magnetômetro de bombeamento ótico. Operando em condições corretas, estes instrumentos possuem alta resolução e elevada acurácia, além de serem relativamente insensíveis a orientação. Ambos possuem limitações de operação comuns. Tais instrumentos necessitam que o campo magnético seja uniforme através do volume do equipamento. A faixa de medição é limitada: tipicamente 20 μT à 100 μT . São limitados também quando a orientação relativa entre vetor campo magnético e o elemento sensor.

2.5.1 – Magnetômetro de Precessão Nuclear

O magnetômetro de precessão nuclear utiliza um forte campo magnético para polarizar os prótons de um hidrocarboneto e então detectar a frequência de precessão enquanto os prótons decaem ao estado não polarizado após o campo de polarização ser desativado. A frequência de precessão é proporcional à magnitude do campo externo presente após o campo de polarização ser removido. A amostragem da intensidade do campo através da sequência de polarização faz com que o magnetômetro de precessão nuclear seja bastante lento. Taxas máximas de amostragem na ordem de algumas amostras por segundo são bastante típicas. Em função da dependência às constantes atômicas, o magnetômetro de precessão nuclear é

considerado como padrão para calibração de sistemas geradores de campo e de magnetômetros.

2.5.2 – Magnetômetro de Bombeamento Ótico

O magnetômetro de bombeamento ótico é baseado no efeito Zeeman. Zeeman descobriu que submetendo átomos, emissores ou absorvedores de luz, a um campo magnético faz-se com que as linhas espectrais de átomos se subdividam em um novo conjunto de linhas espectrais muito mais fechadas que as linhas originais. A energia relacionada ao intervalo de frequência entre estas finas linhas é proporcional à magnitude do campo aplicado. Estes níveis de energia representam os únicos possíveis estados de energia que o átomo possa possuir. O magnetômetro de bombeamento ótico explora esta característica forçando óticamente os átomos a produzirem um estado de energia sobre-concentrado em uma das finas linhas espectrais e depois desconcentrando este estado de energia, utilizando um campo magnético de rádio frequência (RF). A frequência RF necessária para desconcentrar o estado de energia é igual à diferença espectral de uma fina linha produzida por um campo magnético e, portanto, proporcional à intensidade do campo magnético. O magnetômetro de bombeamento ótico pode ser utilizado para amostrar campos magnéticos com taxas maiores que o magnetômetro de precessão nuclear e normalmente possui maior resolução. A taxa de amostragem e a resolução do instrumento são interdependentes.

3 - Concepção do Projeto

Para concepção do projeto, foram pré-determinados alguns requisitos básicos de funcionamento, utilizando como base características funcionais de equipamentos comerciais semelhantes.

Também foi considerada a utilização, em ambiente submarino, integrada a sistemas de ROV (*Remotely Operate Underwater Vehicle*).

3.1 - Especificações Funcionais

A utilização do equipamento se dará integrada a um sistema de ROV e o principal requisito do equipamento é a capacidade de detecção de materiais magnéticos através da constatação de anomalia magnética sem necessariamente estimar a exata localização. Sendo assim, os principais requisitos funcionais são:

- Sinal de saída digital, serial padrão RS232, para análise e tratamento do sinal através de interface gráfica.
- Alimentação dc, 5 V \pm 10%.
- Baixo consumo de potência.
- Estabilidade a variação de temperatura.
- Baixo nível de ruído branco no sinal medido, de maneira que se torne viável a detecção de variações de pequena magnitude.

3.2 - Escolha da Solução

Analisando as técnicas de detecção e levando em consideração custos, tempo de desenvolvimento, dificuldade de implementação e disponibilidade de materiais, o método de detecção escolhido foi o magnético, através da utilização de sensores de fluxo saturado em arranjo gradiométrico.

A opção por sensores de fluxo saturado se deu pelo fato de suas características atenderem os requisitos funcionais com baixo custo e pela disponibilidade dos dispositivos, fornecidos pela empresa Subsea7 do Brasil. Neste projeto, estes sensores serão tratados como

mais um item da lista de material, sendo relevante apenas as informações necessárias para a correta utilização.

Arranjo Gradiométrico:

A constatação de que o ruído magnético ambiental é homogêneo em uma região suficientemente grande para que dois sensores próximos um do outro possam registrar o mesmo valor, sugere o uso de um arranjo (conhecido como arranjo gradiométrico) para cancelamento deste ruído. O uso de gradiômetros permite aumentar a relação sinal/ruído, utilizando a discriminação espacial que esses arranjos proporcionam. A idéia vem do fato de que os sinais de interesse são normalmente localizados e o ruído está homogeneamente distribuído no espaço, logo os dois sensores detectam o ruído com igual intensidade, porém o sinal é detectado preferencialmente pelo sensor mais próximo da amostra magnética. Uma subtração eletrônica do sinal em tempo real permite que se cancele uma parte significativa do ruído.

O arranjo gradiométrico é composto por dois magnetômetros espaçados de uma distância D . Breiner [7] constatou que a diferença da intensidade, do campo magnético, dividida pela distância D é aproximadamente igual ao gradiente magnético (com 1% de precisão se a distância entre os sensores for menor que $1/10$ da distância da anomalia magnética).

O equipamento será então constituído de:

- Dois sensores de fluxo saturado (*fluxgate*) dispostos sobre o mesmo eixo, com 1.0 m de distância entre si e orientados à mesma direção.
- Um circuito eletrônico para excitação das bobinas de excitação dos sensores de fluxo saturado, amplificação dos sinais detectados pelas bobinas de detecção e tratamento do sinal de saída (filtragem e digitalização).

3.3 - Detalhamento do Projeto Eletrônico

O circuito eletrônico pode ser dividido em 5 sub-circuitos. Tais sub-circuitos são funcionalmente diferentes entre si, interligados e montados sobre a mesma placa de circuito impresso.

- Circuito de acionamento das bobinas de excitação.
- Circuito de detecção e amplificação das bobinas de detecção.
- Amplificador diferencial de ganho ajustável.
- Circuito de conversão A/D e comunicação.
- Circuito de alimentação e sinais de referência.

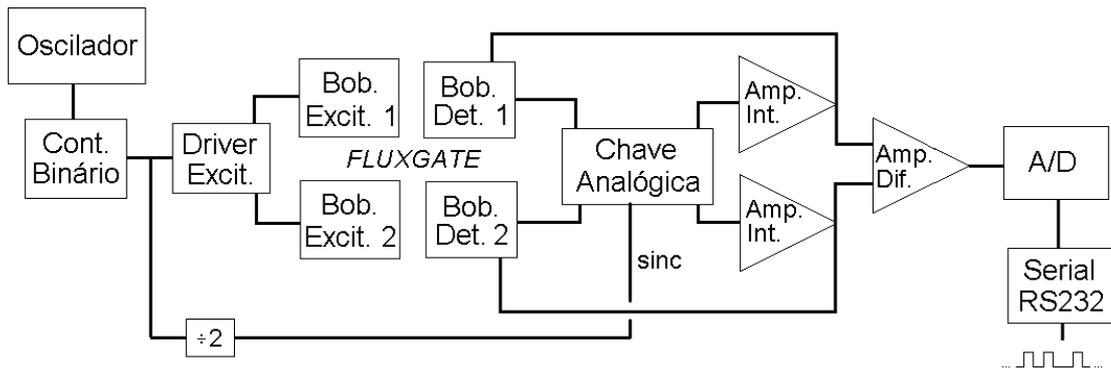


Figura 17: Diagrama de blocos geral do circuito eletrônico.

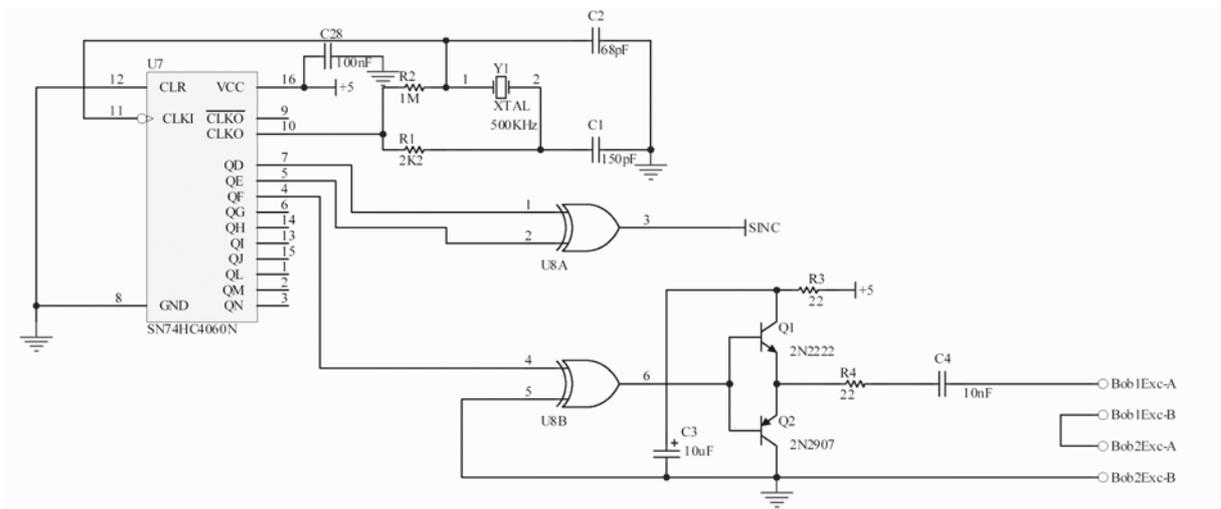


Figura 18: circuito de acionamento das bobinas de excitação.

3.3.1 - Circuito de Acionamento das Bobinas de Excitação.

O circuito de acionamento das bobinas de excitação, apresentado na Figura 17, consiste basicamente em um gerador de onda quadrada, *driver* de saída com limitador de corrente e capacitor de desacoplamento. A onda quadrada é gerada pela associação de um cristal oscilador de 500 kHz, um contador binário e duas portas lógicas “ou exclusivo”. Na saída de uma porta se tem uma onda quadrada de frequência f para polarização dos

transistores de saída que fornecem corrente de excitação às bobinas. Na outra porta lógica é gerado o sinal SINC de frequência $2f$ (segundo harmônico) utilizado como base de tempo para a detecção, denominado sinal de sincronismo.

O contador binário escolhido foi o 74HC4060, de 14 estágios, e a porta lógica do tipo “ou exclusivo” o 74HCT86 sendo utilizadas apenas duas portas. O oscilador de referência deve possuir frequência de ressonância tal que após divisões sucessivas produza as frequências de excitação e detecção do núcleo sensor. Foi escolhido um oscilador cerâmico de 500 kHz. A rede de realimentação formada por Y1, R1, R2, C1 e C2 é característica de osciladores em circuito integrado CMOS. Os valores são sugeridos pelos fabricantes de CMOS e foram ajustados para garantir os maiores valores de amplitude e melhor condição de *self-start*.

A etapa de saída utiliza dois transistores em simetria complementar capaz de prover a corrente necessária à saturação do núcleo sensor. Devido aos baixos valores de corrente “*sink*” e “*source*” um par complementar de transistores de baixa potência satisfaz os requisitos de projeto. Os requisitos, de tempo de transição e frequência de corte, são baixos e atendidos por uma extensa gama de transistores. Considerando a corrente de “*sink*” e “*source*” de 15mA do 74HC86 e um h_{fe} mínimo de 20 para saturação dos transistores, vemos que os mesmos podem trabalhar com correntes até 300mA. Foram escolhidos os transistores 2N2222 e 2N2907 que satisfazem esses requisitos.

R3 e C3 formam um filtro necessário para desacoplar os pulsos de corrente de excitação da tensão de alimentação +5V. Toda corrente solicitada pelo pulso de excitação deverá ser fornecida pelo capacitor C3. O valor de R3 é escolhido para limitar a corrente no coletor dos transistores no caso de condução simultânea.

A função de R4 é limitar a corrente de excitação, seu valor foi escolhido experimentalmente.

O capacitor de desacoplamento C4, segundo Primdahl [2], deve estar sintonizado no segundo harmônico da frequência de excitação.

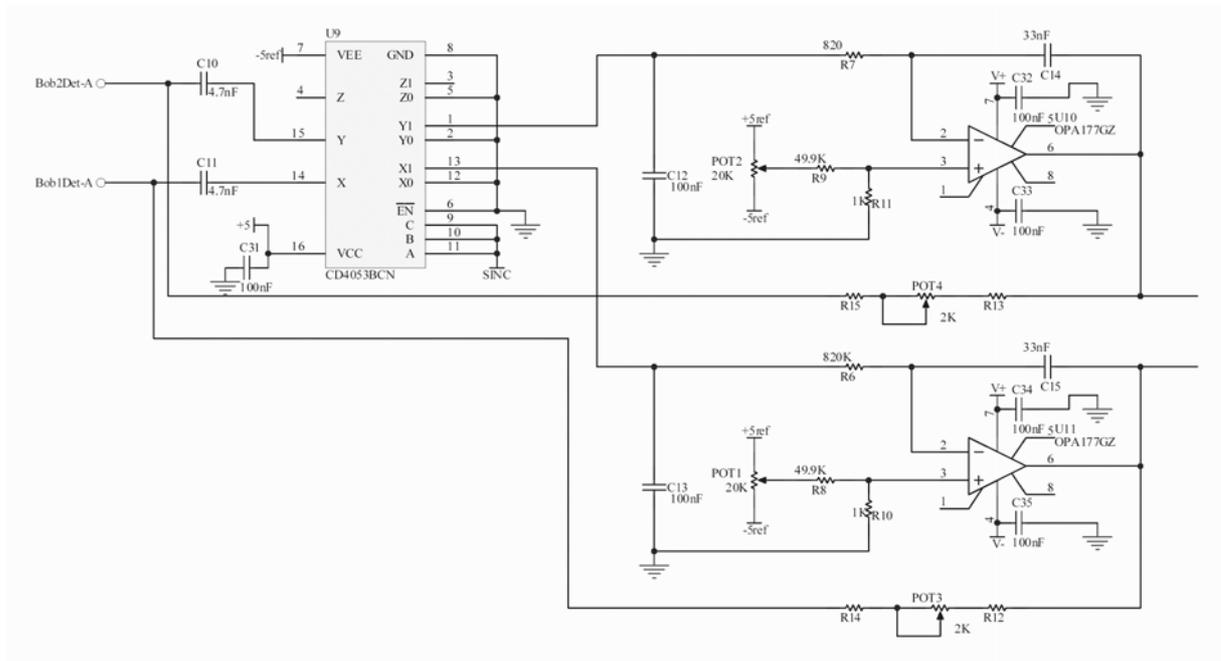


Figura 19: Circuito de detecção e amplificação das bobinas de detecção.

3.3.2 - Circuito de Detecção e Amplificação das Bobinas de Detecção

Primdahl [2] sugere que a detecção do campo medido seja feita através do segundo harmônico. Desta forma o sinal produzido na bobina sensora é sintonizado na frequência do segundo harmônico e sincronamente detectado em amplitude e fase por intermédio de uma chave analógica CMOS, 4053, atuada pelo sinal de sincronismo na frequência do segundo harmônico do sinal de excitação.

Um amplificador integrador processa esse sinal de forma a produzir um sinal de saída DC que é proporcional ao sinal da bobina de detecção. Uma amostra do sinal de saída é realimentada ao enrolamento da bobina de detecção de maneira a estabilizar todo o circuito no ponto de campo nulo, no interior da bobina de detecção. Tal procedimento confere alta insensibilidade paramétrica já que o ganho total do bloco de detecção dependerá fundamentalmente da realimentação e da impedância da bobina de detecção.

Os valores dos capacitores C10 e C11 devem ser tais que os enrolamentos das bobinas de detecção estejam sintonizados no segundo harmônico da frequência de excitação.

Os capacitores C12 e C13 amostram a corrente do enrolamento de detecção, transformando-a em tensão equivalente.

C14, C15, R6 e R7 determinam a constante de tempo do integrador e também o tempo de resposta do magnetômetro cuja frequência de corte tem que ser menor que a frequência do segundo harmônico.

Para a amplificação do sinal foram utilizados amplificadores operacionais de precisão, bipolares, já que dependendo da orientação dos sensores pode-se ter valores positivos ou negativos. Estes operacionais também são de baixíssimo ruído atenuando assim uma possível fonte de erro.

Os resistores R8, R9, R10, R11 e os potenciômetros multivoltas POT1 e POT2, permitem zerar o *offset* geral do circuito na presença de campo nulo e garantir a simetria na instrumentação.

Os resistores R12, R13, R14, R15 e os potenciômetros multivoltas POT3 e POT4 determinam o ganho do circuito. Este ganho deve ser ajustado de maneira que as máximas diferenças absolutas entre o sinal da bobina 1 e o sinal da bobina 2 sejam inferiores à metade do valor de referência do conversor A/D.

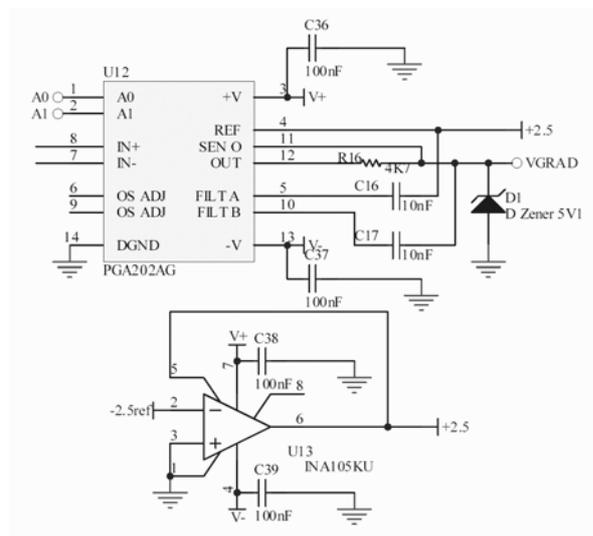


Figura 20: Circuito amplificador diferencial ajustável.

3.3.3 – Amplificador Diferencial Ajustável

Sendo a principal função do circuito obter a diferença da intensidade magnética entre dois pontos de distância fixa, é necessário subtrair os sinais das bobinas de detecção.

Para obtenção deste sinal diferencial optou-se pela subtração analógica através de um operacional de ganho programável. A subtração analógica se justifica pela economia de processamento, além da limitação do micro-controlador AVR escolhido possuir as entradas A/Ds multiplexadas o que impediria subtração instantânea. Já a necessidade do ganho programável será justificada na seção 3.3.4.

Os capacitores C16 e C17 são para filtragem de ruídos de alta frequência, com valores sugeridos pelo fabricante do operacional na sua folha de dados.

R16 e D1 garantem a limitação de tensão na entrada do A/D, entre zero e cinco volts.

O operacional INA105 disponibiliza uma tensão de referência precisa para o amplificador diferencial. Essa tensão de referência é necessária já que o conversor A/D do micro-controlador AVR é unipolar.

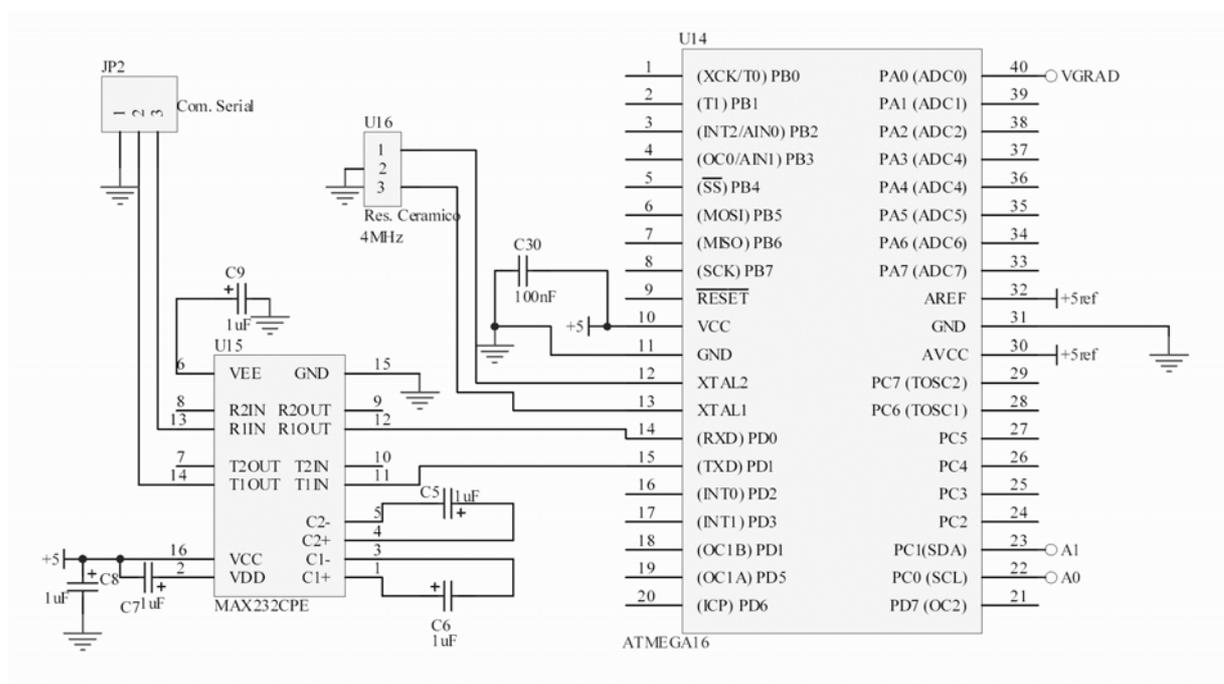


Figura 21: circuito conversor A/D, comando de ganho e comunicação.

3.3.4 - Circuito de Conversão A/D, Comando de Ganho e Comunicação

O circuito de conversão A/D, comando de ganho e comunicação consiste basicamente em um micro-controlador AVR (U14) e um *driver* de comunicação RS 232 (U15). A opção pelo micro-controlador AVR se deu pela disponibilidade do componente e placa de desenvolvimento, cedidos pelo Laboratório de Controle da Coppe além de possuir um prático recurso de comunicação serial.

Inicialmente estudou-se a possibilidade de se utilizar um CI conversor A/D de 16 bits o que garantiria uma excelente resolução, no entanto considerando a sub-utilização do micro-controlador, a economia de processamento mais a limitação de espaço físico na placa de circuito impresso optou-se por utilizar o conversor A/D de 10 bits do próprio micro-controlador. Como quase sempre o valor a ser medido estará próximo à metade da tensão de referência do conversor A/D, utilizou-se um diferenciador de ganho programável para se garantir a detecção de pequenas variações. O ganho é determinado em função do valor convertido pelo A/D e controlado por dois pinos de uma das portas de entradas e saídas do micro-controlador.

O sinal é digitalizado e convertido para um número decimal equivalente ao valor binário obtido pelo A/D; isto é, o sinal de saída é um “bilhete” serial ASCII, transmitido a uma taxa de 9600 bps. Este “bilhete” contém o valor do ganho durante a aquisição, 1, 10, 100 ou 1000 e um número de 0 a 1023, sendo 1023 o valor máximo.

O *driver* de Comunicação RS 232 garante a conversão dos níveis de tensão do sinal TTL para o padrão RS 232. O valor dos capacitores C5, C6, C7, C8 e C9 é o recomendado pelo fabricante na folha de dados.

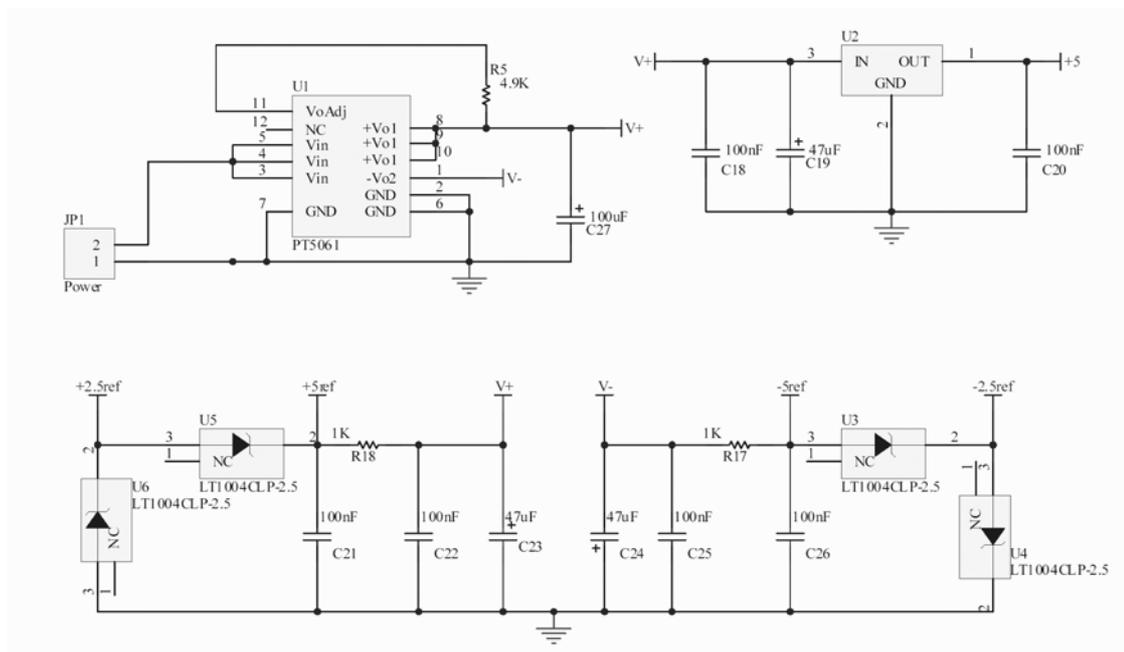


Figura 22: circuito de alimentação e sinais de referência.

3.3.5 - Circuito de Alimentação e Sinais de Referência

O circuito de alimentação e sinais de referência é responsável por fornecer os corretos níveis de tensão de alimentação e referência para o funcionamento dos circuitos integrados.

A tensão de 5 volts necessária para alimentação dos integrados é obtida através do regulador de tensão LM7805 (U20). Um conversor DC/DC (U1) da série PT5060 da Texas Instruments, com saída regulada para ± 8 volts, fornece alimentação complementar para os operacionais bipolares. A utilização deste conversor garante a alimentação simplificada do equipamento através de uma fonte DC de 5 volts.

As referências de ± 5 volts e $\pm 2,5$ volts são obtidas através da associação de quatro integrados (U3, U4, U5, U6) de referência estável para 2,5 volts.

3.4 - Detalhamento do Projeto Mecânico

Este projeto mecânico é apenas uma solução de protótipo que permite a implementação do arranjo gradiométrico em bancada, portanto não possui características específicas que garantam sua estanquidade e utilização em condições de sobre-pressão.

Com a preocupação de configurar um arranjo simétrico e de não utilizar materiais magnéticos que pudessem interferir na correta instrumentação do equipamento, o material escolhido foi PVC e acrílico.

Foi utilizado um tubo de PVC de 50 mm de diâmetro e 1050 mm de comprimento, sendo feito, em seu centro, um corte longitudinal com profundidade de meio diâmetro para acomodação da placa de circuito impresso.

Para fixação dos sensores, na extremidade do tubo, foram fabricados dois suportes, idênticos, em acrílico. Os sensores estão orientados à mesma direção, sobre um eixo perpendicular ao eixo de instrumentação.

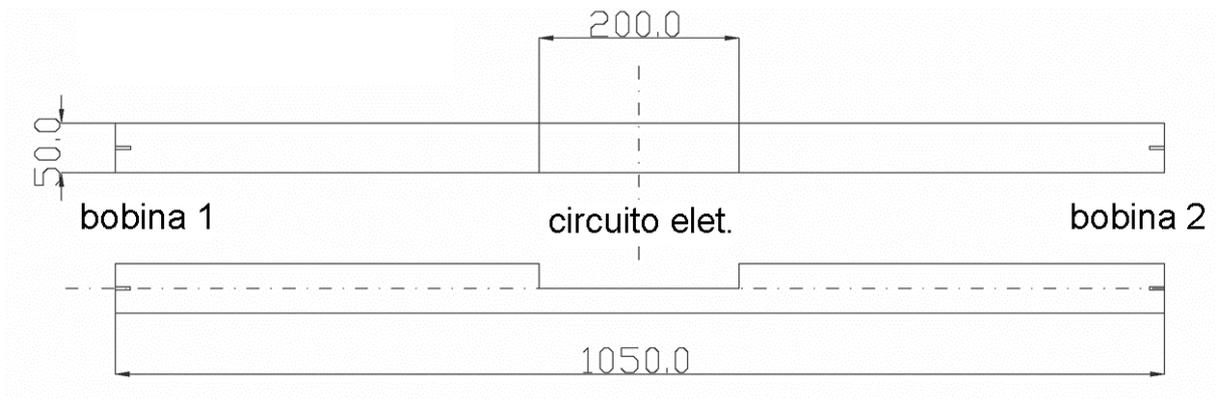


Figura 23: Arranjo mecânico para configuração gradiométrica.

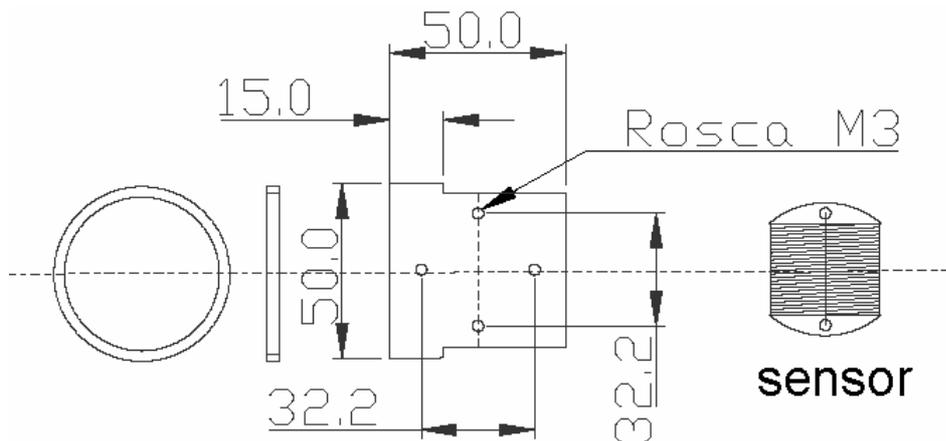


Figura 24: Desenho para fabricação das peças de fixação dos sensores *fluxgate*.

4 - Calibração

O procedimento de calibração consiste basicamente em ajustar os *offsets* e ganhos do circuito para que na presença de um campo nulo o sinal amplificado de cada bobina de detecção seja zero; e na presença de um campo conhecido o sinal amplificado de cada bobina de detecção seja proporcional a intensidade do campo conhecido.

A calibração ideal consistiria na utilização de uma Câmara de Campo Nulo e uma Câmara de Helmholtz. A Câmara de Campo Nulo permitiria, com mínima margem de erro, a imersão dos sensores em uma região de intensidade magnética nula para ajuste do *offset*; já a Câmara de Helmholtz garantiria uma maior precisão da intensidade magnética a que estão submetidos os sensores durante o ajuste de ganho.

No entanto, diante da indisponibilidade destes equipamentos um outro processo foi executado. Utilizando um magnetômetro tri-axial (Figura 25), comercial e calibrado e uma giga de posicionamento giroscópio (Figura 26) foi possível calibrar o equipamento.



Figura 25: Magnetômetro Tria-Axial de referência



Figura 26 : Giga de posicionamento giroscópio



Figura 27: Utilização do Magnetômetro Tria-Axial de referência junto à Giga de posicionamento giroscópio

Com o magnetômetro fixo à giga de posicionamento, defini-se a posição em que a leitura da intensidade de campo magnético de um eixo é máxima. Depois, certifica-se a simetria da leitura do instrumento realizando uma rotação de 180° do eixo de medição, isto é, o sinal deve ser simétrico para um campo de mesma intensidade e de orientação inversa.

Definida a direção em que a componente de intensidade de campo é máxima, o magnetômetro é substituído por um dos sensores, mantendo fixa a posição da giga.

Primeiro é necessário verificar se ganho do amplificador integrador está saturando o sinal de saída, se estiver deve-se diminuir o ganho até que esta condição esteja contornada, caso contrário inicia-se pelo ajuste do *offset*.

O segundo passo é verificar o sinal de saída nas duas posições, posição inicial e rotação de 180°, obtendo os valores A e B. O objetivo é através de sucessivas interações (obter valor A → obter valor B → ajustar *offset*) garantir que $A + B$ seja igual a zero.

Ajustado o *offset* falta calibrar o ganho. Definida a escala de sinal para o amplificador integrador dos sinais de detecção em $X \mu\text{T/V}$ (sabendo que sua faixa dinâmica é de $\pm 1,25$ Volts) e sendo a do magnetômetro comercial de $10 \mu\text{T/V}$, deve-se configurar um ganho tal que a razão entre a leitura dos dois equipamentos seja igual a razão entre as duas escalas de sinal.

Após o ajuste do ganho verifica-se novamente a calibração do *offset*.

O mesmo procedimento é aplicado ao outro sensor.

5 - Resultados

Inicialmente foi testado o funcionamento independente de cada circuito apresentado no capítulo 3, verificando a conformidade dos sinais de alimentação, referência e frequência.

A integração dos circuitos foi verificada em fase seguinte, conjuntamente com a calibração do equipamento.

Por último é feito um teste final, em laboratório, para pré-validação do equipamento.

5.1 - Teste do circuito de alimentação e sinais de referência

Utilizando uma fonte de alimentação com tensão regulada em 5 V e corrente limitada em 200mA o circuito foi energizado. Foram verificadas as tensões de saída do conversor DC/DC, do regulador de 5V e dos integrados de referência sendo obtido os seguintes resultados.

Tabela 5: Resultados do teste do circuito de alimentação e sinais de referência.

Componente -Pino	Tensão Esperada (V)	Tensão Medida (V)
U1 - Pino 1	-8	-7,92
U1 - Pino 8,9,10	+8	+8.02
U2 - Pino 3	+5	+5.01
U3 - Pino 3	-5	-5.0
U4 - Pino 3	-2,5	-2,5
U5 - Pino 2	+5	+5
U6 - Pino 2	+2,5	+2,5

Os sinais dos integrados de referência, inicialmente, apresentaram valores extremamente diferentes dos esperados. Constatou-se que a corrente nestes integrados era insuficiente, foi necessário diminuir o valor dos resistores R17 e R18 para que estes componentes apresentassem o comportamento esperado.

A corrente total consumida pelo circuito em funcionamento foi de 166mA.

5.2 – Teste do circuito de excitação das bobinas de excitação

Basicamente, o teste do circuito de excitação consistiu em inicialmente verificar a correta alimentação dos componentes, polarização dos transistores, frequência e forma de onda dos sinais de excitação e sincronismos.

Os sinais nos pinos de Vcc e Gnd dos componentes apresentaram valores satisfatoriamente próximos do esperado. O sinal na base dos transistores estava conforme, uma onda quadra de 5V de amplitude e frequência de 7797Hz. Já o sinal de excitação das bobinas, apesar da frequência correta de 15594Hz, apresentava um tempo de atenuação para o pico de tensão maior que o estimado, praticamente meio período. Foi necessário diminuir o valor do capacitor C4 para que o sinal passasse a ter um comportamento satisfatório para o funcionamento do circuito.

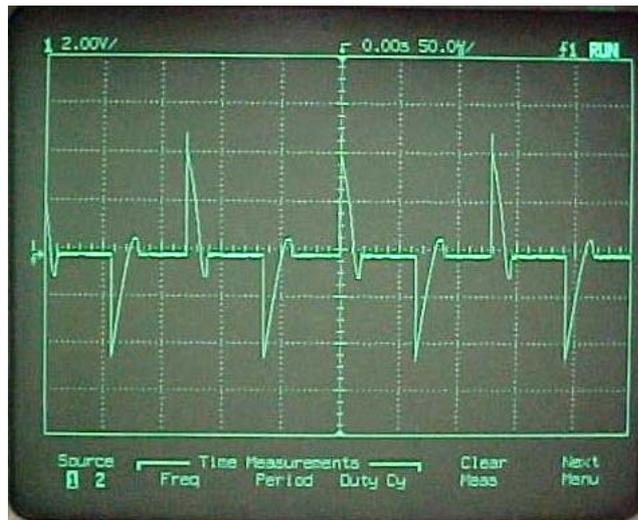


Figura 28: Forma de onda do sinal de excitação (2V/div e 50µs/div)

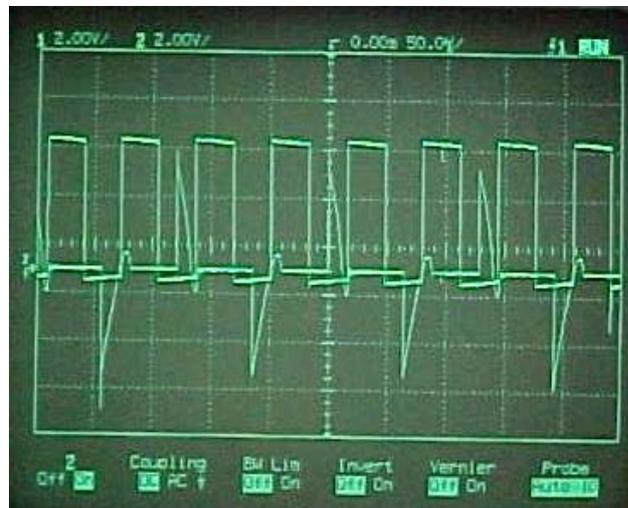


Figura 29: Forma de onda do sinal de excitação e do sinal de sincronismo, onda quadra (2V/div e 50µs/div)

5.3 - Teste do circuito de detecção e amplificação das bobinas de detecção.

Este teste consistiu na verificação da correta alimentação dos componentes, chave analógica CMOS e amplificadores operacionais, além da constatação da detecção de variação magnética por parte dos sensores. Nesta etapa se realizou a calibração do equipamento através do ajuste de ganho e *offset*.

Os sinais nos pinos de Vcc e Gnd dos componentes apresentaram valores satisfatoriamente próximos do esperado.

Através da manipulação dos sensores verificou-se estabilidade do amplificador integrador e variação do sinal proporcional a mudança de posicionamento do sensor.

A calibração se deu através do procedimento apresentado no capítulo 6, sendo definida a escala de sinal para o amplificador integrador dos sinais de detecção em $50\mu\text{T}/\text{V}$.

A intensidade de campo utilizada como referência para o processo de calibração foi $20\mu\text{T}$.

5.4 – Teste do circuito diferenciador de ganho controlável integrado ao circuito de conversão A/D, controle de ganho e comunicação.

Assim como nos testes anteriores, também se realizou a verificação da correta alimentação dos componentes e dos sinais de referência, no entanto a entrada diferencial do amplificador de ganho programável foi isolada do restante do circuito e aplicada uma tensão variável de $\pm 2,5$ V através de um potenciômetro multivoltas. A idéia foi simular de forma precisa a variação na leitura de intensidade de campo dos sensores e testar o controle de ganho do amplificador, a conversão A/D e a comunicação Serial.

O teste apresentou resultados satisfatórios quanto à limitação do sinal em 0 a 5 V na entrada do conversor A/D, precisão na conversão, integridade e funcionalidade da comunicação serial. No entanto o ajuste de ganho implementado para amplificador diferencial de ganho programável se mostrou inconsistente diante da necessidade de se incrementar o ganho para pequenos sinais na entrada diferencial, isto é sinais próximos a 2,5 V na entrada do conversor A/D. O amplificador operacional de ganho programável escolhido soma o sinal de referência (2,5 V) à entrada diferencial e depois amplifica o sinal (Figura 30a e Figura 31), desta forma quando a diferença de tensão referente intensidade magnética nos

sensores for positiva e próxima de zero, o ganho será incrementado e a entrada do A/D saturada em 5V.

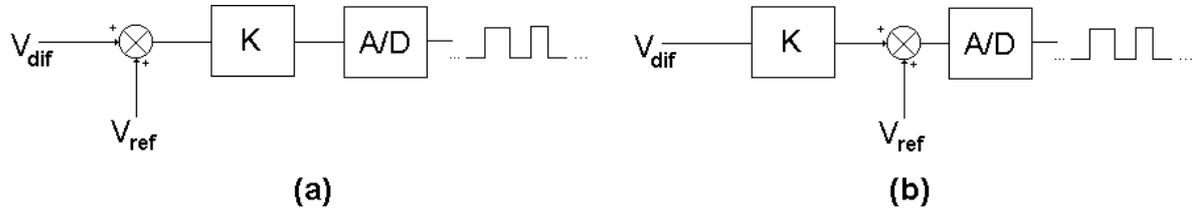


Figura 30: (a) representação da forma que foi implementada: V_{dif} , que é a diferença entre o sinal detectado e amplificado de cada bobina de detecção, é somado a tensão de referência e amplificado saturando a entrada do A/D para ganho, K , maior que 2. (b) é uma proposta de solução: V_{dif} primeiro é amplificado e depois somado a tensão de referência.

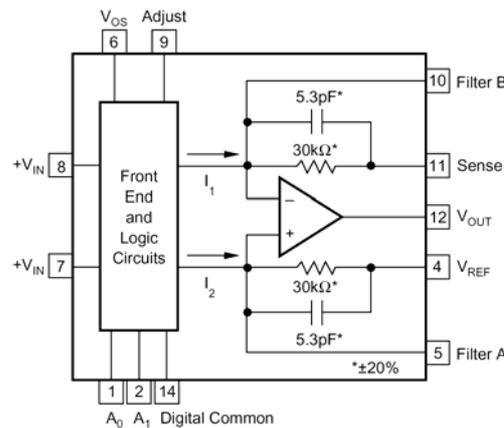


Figura 31: amplificador PGA

Uma solução seria fixar o sinal de referência do amplificador de ganho programável em 0V, deslocar R16 e D1 para saída do operacional U13, aplicar a saída do amplificador de ganho programável a entrada positiva do operacional U13 isolada de 0V e então fazer a conversão A/D do sinal.

Para continuidade dos testes, assumiu-se a perda de sensibilidade do equipamento. O código do micro-controlador foi alterado para que ganho do amplificador de ganho programável fosse unitário e fixo. Sendo assim o equipamento ficou configurado para detectar diferença mínima de 250nT

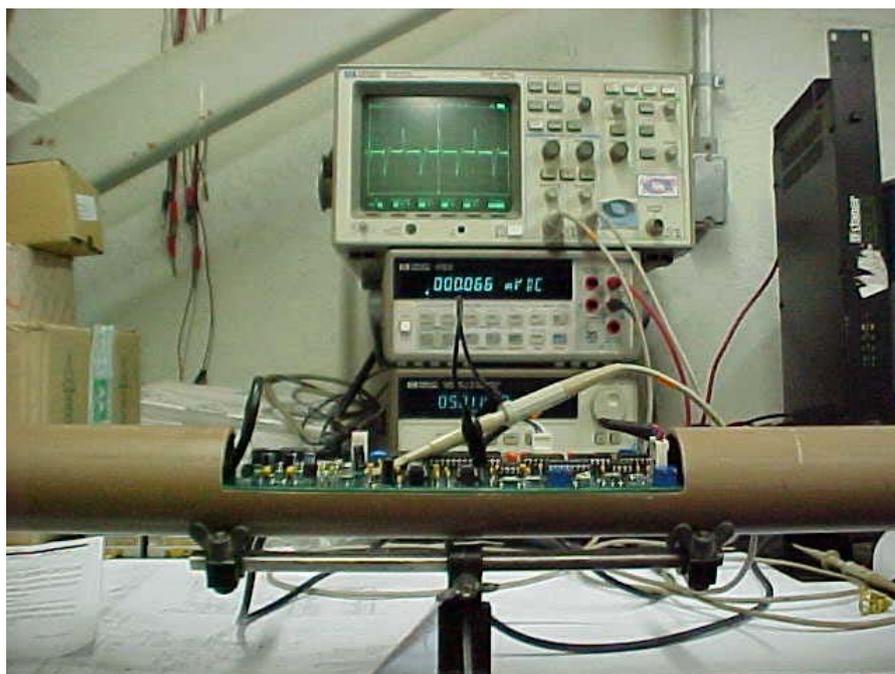


Figura 32: implementação do arranjo gradiométrico

5.5 - Teste de integração dos circuitos, detecção de gradiente magnético

Após calibrado e independentemente testados os circuitos, a placa de circuito impresso e as bobinas sensoras foram fixadas ao protótipo mecânico, tornando possível a medição de gradiente magnético.

Havendo a preocupação de se minimizar todas fontes de perturbação magnética, todos os equipamentos não utilizados foram desligados e os essencialmente necessários foram posicionados de maneira que a perturbação fosse idêntica às duas bobinas. Os testes foram realizados durante a noite, período em que a atividade magnética, nas proximidades do laboratório, causada pelo funcionamento de outros equipamentos é menos intensa.

Sem a presença aparente de alguma fonte de anomalia magnética, o equipamento apresentava um gradiente magnético de $2,50\mu\text{T}$, provavelmente em função da estrutura ferromagnética do prédio.

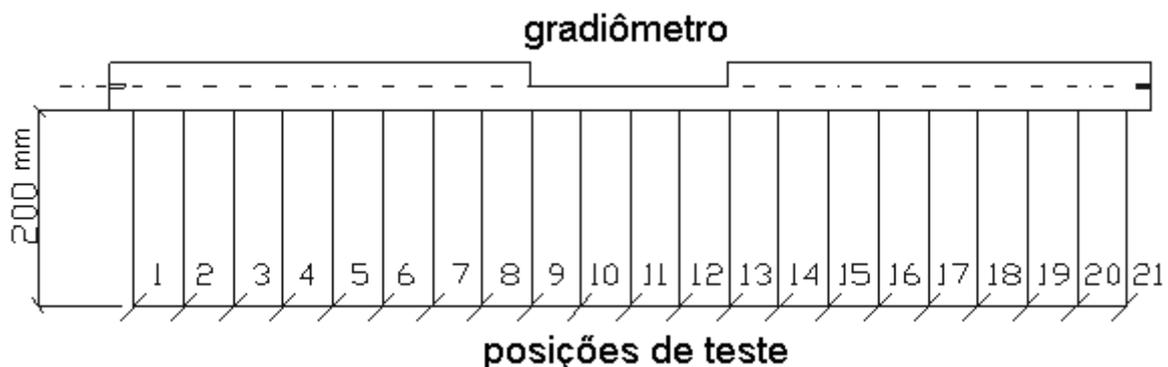


Figura 33: Diagrama de execução para teste de integração

Aproximando uma barra de ferro, de aproximadamente 20cm, perpendicularmente ao eixo de orientação das bobinas, houve variação do gradiente magnético a partir da distância mínima de 30cm. Aproximando a barra à bobina oposta paralelamente ao gradíômetro e mantendo uma distância de 20cm, verificou-se a diminuição do gradiente absoluto, entre a bobina inicial e o centro do equipamento, e posteriormente o incremento do gradiente absoluto, entre o centro e a bobina final.

Tabela 6: Resultado do teste de integração.

Deslocamento da bobina 1 ao centro		
Posição	Entrada no A/D (V)	Gradiente (μ T)
1	1,657	41,00
2	1,749	37,50
3	1,875	31,25
4	1,926	28,00
5	2,009	24,50
6	2,097	20,25
7	2,174	16,00
8	2,263	11,75
9	2,351	7,50
10	2,551	2,50

Deslocamento do centro à bobina 2		
Posição	Entrada no AD (V)	Gradiente (μ T)
12	2,615	5,75
13	2,664	8,25
14	2,737	11,75
15	2,815	15,75
16	2,903	20,25
17	3,006	25,50
18	3,094	29,75
19	3,129	31,25
20	3,201	35,00
21	3,280	39,00

6 – Conclusão

Foi possível através do desenvolvimento deste protótipo inicial comprovar a eficiência da utilização de sensores de fluxo saturado para detecção de materiais ferromagnéticos através do gradiente magnético. O equipamento desenvolvido necessita, de melhorias para sua aplicação na detecção de dutos e cabos em condições realistas. A baixa resolução da medida de campo magnético implica na necessidade de uma distância muito pequena entre a amostra magnética e o gradiômetro. A modificação sugerida em 5.4 já representaria um salto na resolução de 250nT para 5nT o que implica em uma maior sensibilidade e maior distância de operação (em relação à amostra). Uma outra opção seria a utilização de um conversor A/D de 16 bits.

Sugere-se que futuramente deveriam ser feitos experimentos para a verificação de desempenho com diferentes profundidades, orientações, comprimentos e diâmetros de diferentes amostras de dutos e cabos.

O baixo custo de fabricação deste equipamento, quando comparado aos produtos comerciais similares, justifica a continuidade do desenvolvimento deste instrumento.

7 – Bibliografia

- [1] A. PLONUS, Martin, **Applied Electromagnetics**, McGraw-Hill Book Company, 1978, 615p.
- [2] F. Prindahl, **The fluxgate magnetometer**, J. Phys. E.: Sci. Instrum.vol.12, p.241, 1979, 13p
- [3] L.C.C. Benyosef e M.A. Novak, **Magnetômetros de núcleos saturados**, Ver. Fís. Ap. e Instr, vol. 11, 131, 1996.
- [4] J. E., McFee, R. O., Ellingson, J. Elliott and Y. Das, **Determination of location, length and diameter of long horizontal ferrous rods using a fluxgate magnetometer(U)**, Tech. Rep. NWSC TR 82-96, Naval Surface Weapons Center, 1981.
- [5] W. M., Jaillite, **Locating metal embedded in concrete**, in **Proc. American Concrete Institute**, Feb. 1958, vol. 29, pp 705-707.
- [6] DAVID B. Cist & ALAN E. Schutz, **State of the art for pipe & leak detection**, Geophysical Survey Systems, Inc, november 2001.
- [7] BREINER, S., **Transverse Gradient Theory**, unpublished, 3 p., 4 figs., 1970.
- [8] R. M. Bozorth, **Ferromagnetism**, New York: D. Van Nostrand, 1951.
- [9] MACINTYRE, Steven A., **Magnetic Field Measurement - Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase**, 1999.

8 – Apêndices

A - Termos Técnicos do Magnetismo - Glossário

Ferromagnético: material que exhibe fenômeno de histerese onde a permeabilidade magnética depende da força de magnetização.

Curva de Histerese: representação gráfica da relação entre força magnética e a magnetização induzida resultante de um material ferromagnético.

Fluxo magnético: manifestação física de um material quando submetido a influências da magnetização.

Indução magnética(B): número de linhas magnéticas por unidade de área na direção do fluxo.

Força coercitiva(H): campo desmagnetizante necessário para reduzir a indução magnética a zero.

Magnetização: vetor quantidade descrevendo a densidade média e direção do momento dipolo magnético

Curva de Magnetização: Gráfico da densidade B versus campo magnético H para um material ferromagnético inicialmente não magnetizado.

Desmagnetização: a completa ou parcial redução da indução representada no segundo quadrante da curva de Histerese.

Magnetômetro: instrumento usado para medição de campos magnéticos com magnitudes maiores que 1mT

Magnetorresistência: variação na resistividade elétrica de um material em resposta a um campo magnético aplicado.

Momento Dipolo Magnético : A força de um dipolo magnético, chamado de momento de dipolo magnético, pode ser definido como a medida da habilidade de um dipolo de se alinhar quando submetido a um campo magnético externo.

Produto de energia(Bhm_{max}): ponto da curva de desmagnetização no qual o produto da indução magnética pelo campo desmagnetizante atingem o máximo valor.

Anisotrópico: quando um ímã possui orientação preferencial de maneira que as características magnéticas são melhores nesta direção.

Isotrópico: material que não possui orientação preferencial apresentando características magnéticas em qualquer direção ou eixo.

Gap: porção do circuito magnético que não contém material ferromagnético.

Permeabilidade: habilidade da indução magnética atravessar um material.

Remanência(B): indução magnética permanente em um circuito magnético após a remoção do campo magnético externo aplicado.

Saturação: um material magnético está saturado quando um aumento de força de magnetização aplicada não resulta no aumento da indução magnética.

Força atrativa: é a força exercida por um ímã em um objeto ferromagnético.

Magnetômetro Escalar: um magnetômetro que mede a magnitude de um campo magnético

Magnetômetro Vetorial: um magnetômetro que mede um ou mais componentes individuais de um vetor campo magnético

B - Unidades de Medidas

Tabela 9: Unidades de medidas utilizadas em magnetismo.

Unidade	Símbolo	CGS	SI
Fluxo	Ø	Maxwell	weber
Remanência	B	Gauss	tesla
Coercividade	H	Oersted	ampere.volta/m
Comprimento	L	Cm	metro
Permeabilidade	μ_0	1	$0,4\pi \times 10^{-7}$

C - Fatores de Conversão

Tabela10: Fatores de conversão de unidades equivalentes utilizadas em magnetismo.

CGS	SI	Fator
Gauss(G)	militesla	1 Gauss = 0,1 mT
Oersted(Oe)	kilo.ampere/metro	1 Oe = 0.07958 k/Am
Mega Gauss Oersted(MGOe)	kilo joule/metro	1 MGOe = 7,96 kJ/m

D - Quadro Comparativo de Materiais Magnéticos

NdFeb = Neodímio Ferro Boro SmCo = Samário Cobalto

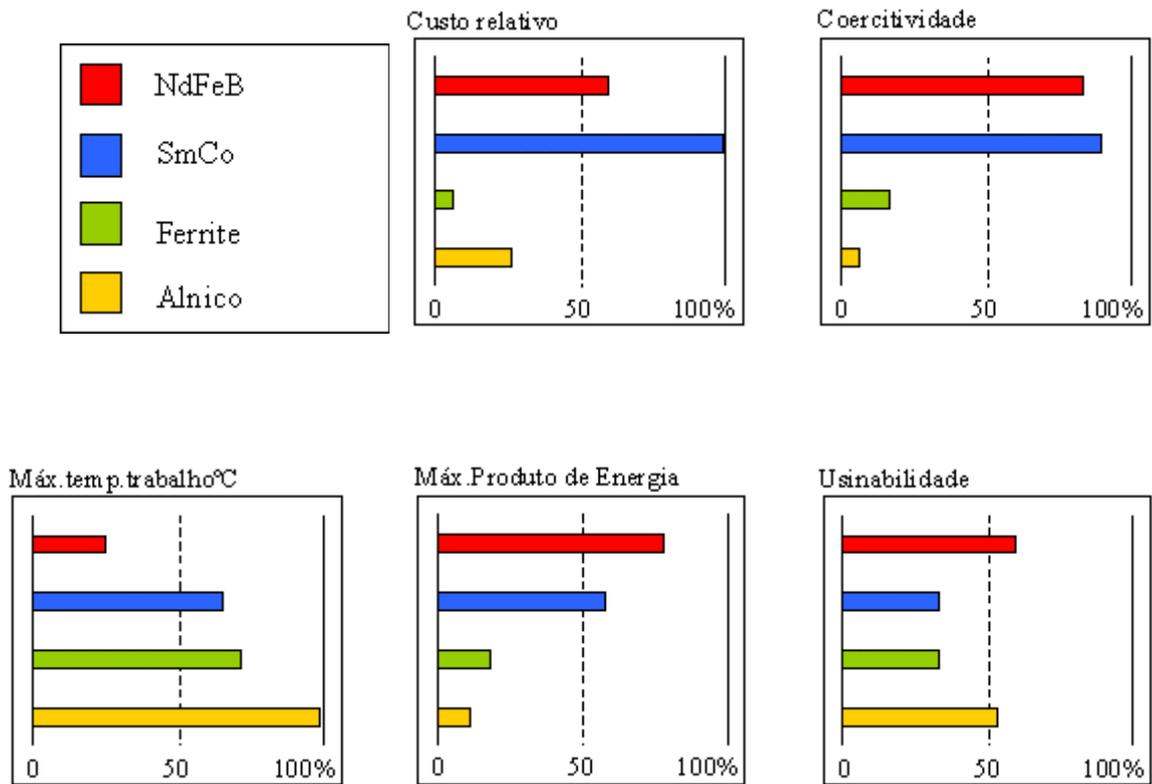
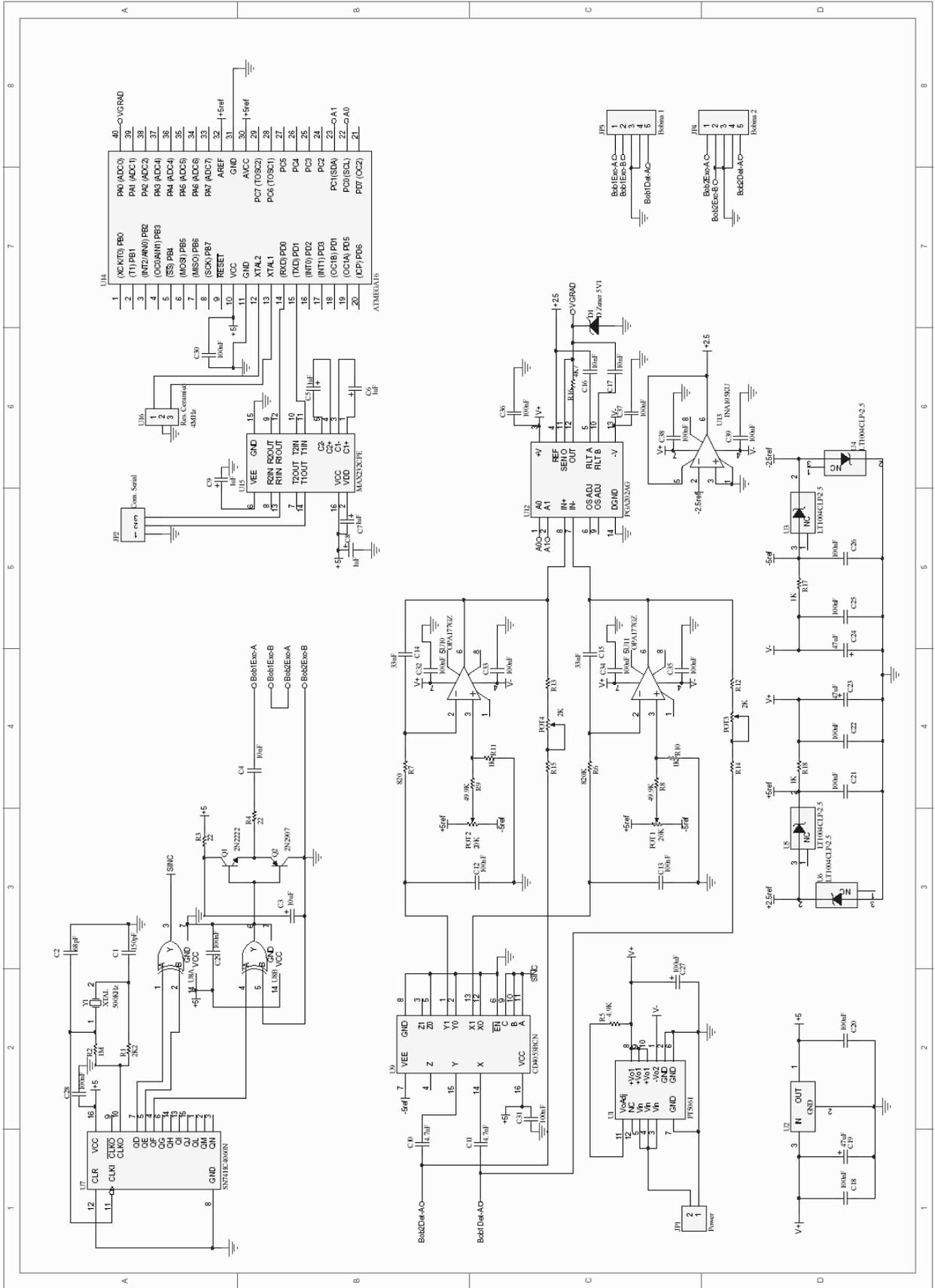


Figura 34: Gráficos comparativos de quatro diferentes materiais magnéticos.

9 – Anexo

53

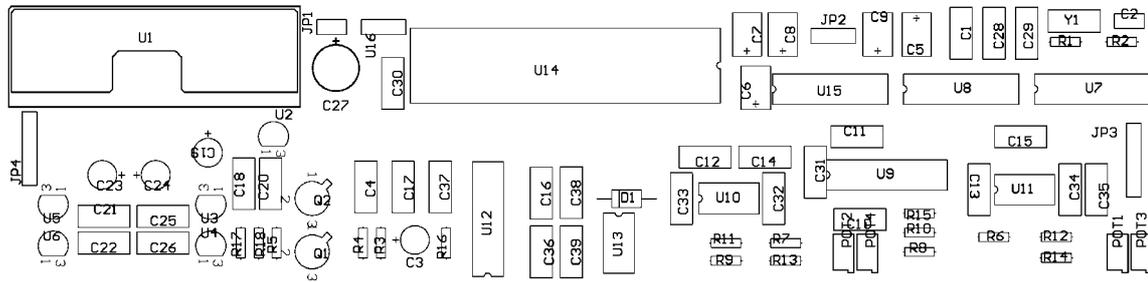
A – Diagrama esquemático do circuito eletrônico



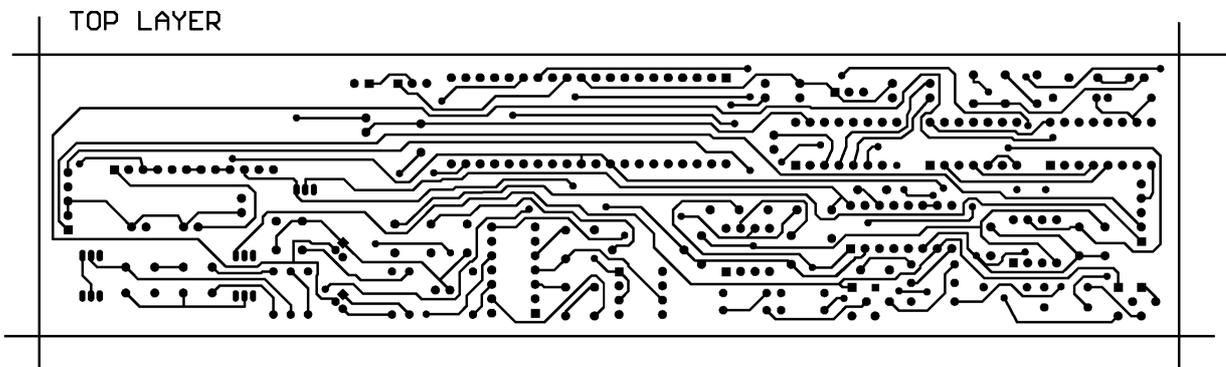
B - Placa de Circuito Impresso

Silkscreen, posicionamento dos componentes:

SILK SCREEN



Top Layer, trilhas da face superior:



Bottom Layer, trilhas da face inferior:

