

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ELETRÔNICA E MICROELETRÔNICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

**PROJETO E CONSTRUÇÃO DE UM SENSOR MAGNÉTICO DO TIPO
FLUXGATE**

FERNANDO FERREIRA DE MELO

Este exemplar corresponde a redação final da tese
defendida por Fernando Ferreira de Melo
e aprovada pela Comissão
Julgada em 13 / 12 / 1999

Orientador

Dissertação apresentada à Faculdade
de Engenharia Elétrica e de
Computação da Universidade Estadual
de Campinas, como requisito parcial
para obtenção do título de Mestre em
Engenharia Elétrica.

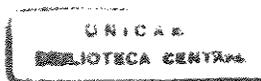
Banca Examinadora:

Prof. Dr. Elnatan Chagas Ferreira (Orientador) - FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Luiz Otávio Saraiva Ferreira - LNLS/Campinas
Prof. Dr. Wilmar Bueno de Moraes - FEEC/UNICAMP

UNICAMP

CAMPINAS BIBLIOTECA CENTRAL
Dezembro /1999 SEÇÃO CIRCULANTE

000013475



UNIDADE	30		
N.º CHAMADA:	T/Unicamp M491p		
V.	Ex.		
TOMBO BC/	42.255		
PRCC.	16-278/00		
C	<input type="checkbox"/>	D	<input checked="" type="checkbox"/>
PREÇO	R\$ 11,00		
DATA	22/09/00		
N.º CPD			

CM-00144233-1

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

M491p Melo, Fernando Ferreira de
Projeto e construção de um sensor magnético do tipo
fluxgate / Fernando Ferreira de Melo.--Campinas, SP:
[s.n.], 1999.

Orientador: Elnatan Chagas Ferreira.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Magnetômetro. 2. Indução magnética. 3.
Materiais ferromagnéticos. 4. Bússola. I. Ferreira,
Elnatan Chagas. II. Universidade Estadual de
Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação. III. Título.

Resumo

O objetivo deste trabalho é o estudo de sensores magnéticos do tipo *fluxgate* e a construção de um magnetômetro *fluxgate* utilizando o método de modulação por largura de pulso. Esse método permite que o sistema magnetométrico, em malha aberta, seja compatível com sistemas digitais de medição. Evitando-se, assim, uma possível conversão AD.

O magnetômetro construído é composto de um núcleo de material ferromagnético *soft* nanocristalino e de um circuito eletrônico capaz de fornecer uma tensão de saída que seja diretamente proporcional ao campo magnético medido.

A construção do núcleo foi feita por processo de litografia. Sua geometria especial, na forma de H, une características de núcleos com caminhos magnéticos abertos e fechados. Todos os procedimentos utilizados na manufatura do sensor são apresentados de forma detalhada.

Medidas experimentais foram realizadas para que informações como limites de operação, sensibilidade e ruído fossem retiradas do magnetômetro.

O magnetômetro mostrou-se capaz de medir campos magnéticos da ordem dos da terra. Operando em malha aberta, o sistema conseguiu medir campos entre ± 170 mOe com frequência de corte de 9 Hz. Assim, este sensor, com algumas modificações, poderia ser utilizado na construção de uma bússola eletrônica.

Palavras-chave: Sensor, Magnetômetro, *Fluxgate*.

Abstract

The aim of this work is to study magnetic sensors like fluxgate and the construction of a fluxgate magnetometer using modulation by pulse width method. This method allows that the magnetometric system, in open loop, be compatible with digital systems of measurement, preventing, in this way, a possible conversion AD.

The magnetometer built is composed of a core of a nanocrystalline soft ferromagnetic material and an electronic circuit able to give an output voltage that is directly proportional to the measured magnetic field.

The core construction was done by a lithography process. Its special geometry, in H form, adds some characteristics of cores with open and closed magnetic ways. All manufacturing procedures are presented in a detailed form.

Experimental measurements were done to obtain operation limits, sensibility and noise. These parameters were taken from the magnetometer.

The magnetometer was able to measure magnetic fields like the ones from earth. Operating in open loop, the system could measure fields between ± 170 mOe with a band of frequency of 9Hz. Thus, this sensor, with some modifications, could be used to build an electronic compass.

Keywords: Sensor, Magnetometer, Fluxgate.

*Ao meu pai Silvio, à minha mãe Nermínia,
às minhas irmãs Silvia e Simone
e à minha querida Isabel Cristina*

Quem nos separará do amor de Cristo? A tribulação, ou a angústia, ou a perseguição, ou a fome, ou o perigo, ou a espada?

Como está escrito: Por amor de ti somos entregues à morte todo dia; fomos reputados como ovelhas para o matadouro.

Mas em todas estas coisas somos mais do que vencedores, por aquele que nos amou.

Porque estou certo de que, nem a morte, nem a vida, nem os anjos, nem os principados, nem as potestades, nem o presente, nem o porvir,

Nem a altura, nem a profundidade, nem alguma outra criatura nos poderá separar do amor de Deus, que está em Cristo Jesus nosso Senhor.

Romanos 8, 35-39.

SUMÁRIO

RESUMO E ABSTRACT	II
INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 1 – SENSORES MAGNÉTICOS	5
1.1 – MAGNETÔMETROS A BOBINAS INDUTIVAS	5
1.2 – MAGNETÔMETROS BOMBEADOS OPTICAMENTE	7
1.3 – MAGNETÔMETRO DE PRECESSÃO NUCLEAR.....	9
1.4 – MAGNETÔMETRO SQUID	10
1.5 – MAGNETÔMETRO DE EFEITO HALL	11
1.6 – MAGNETÔMETRO MAGNETORESISTIVO	12
1.7 – MAGNETODIODO.....	13
1.8 – MAGNETOTRANSISTOR.....	15
1.9 – MAGNETÔMETRO A FIBRA ÓPTICA.....	16
1.10 – SENSOR MAGNETO-ÓPTICO.....	17
CAPÍTULO 2 – SENSORES FLUXGATE	19
2.1 – FUNDAMENTOS DE SENSORES FLUXGATE.....	19
2.2 – FÍSICA ENVOLVIDA EM UM SFG	22
2.3 – EQUAÇÕES DO SFG.....	24
2.4 – TIPOS DE SENSORES SFG	26
2.4.1 – SENSORES FLUXGATE ORTOGONAIS.....	28
2.5 – PRINCÍPIOS DE MEDIÇÃO.....	29

2.5.1 – SENSORES FLUXGATE <i>PULSE-HEIGHT</i>	30
2.6 – O MAGNETÔMETRO FLUXGATE TIPO <i>PULSE-POSITION</i>	32
2.6.1 – PRINCÍPIO BÁSICO DE OPERAÇÃO	33
2.6.2 – MODO DE OPERAÇÃO	34
2.6.3 – FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO SENSOR	37
2.6.4 – A INTENSIDADE DE CAMPO MAGNÉTICO DENTRO DO NÚCLEO	38
2.6.5 – NORMALIZAÇÃO DA DENSIDADE E DA INTENSIDADE DE CAMPO MAGNÉTICO	41
2.6.6 – SINAL DE SAÍDA DO SENSOR P/ UM CAMPO DE REFERÊNCIA FORMA TRIANGULAR.....	42
2.6.7 – SENSIBILIDADE	45
2.7 – ADEQUAÇÃO DA TEORIA AO SENSOR PROPOSTO.....	46
2.7.1 – A SENSIBILIDADE DO SENSOR PROPOSTO.....	48
 CAPÍTULO 3 – PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO SENSOR E DO CIRCUITO	
MAGNETOMÉTRICO.	51
3.1. - CONSTRUÇÃO DO SENSOR	51
3.1.1 - MATERIAL DO NÚCLEO	51
3.1.2 - CONFECÇÃO DO NÚCLEO	52
3.1.3 – O SENSOR COMPLETO	54
3.2 – A ELETRÔNICA DO MAGNETÔMETRO.....	56
3.2.1 – O CIRCUITO MAGNETOMÉTRICO	56

CAPÍTULO 4 – MEDIDAS E RESULTADOS	65
4.1 – PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS.....	65
4.2 – A BASE EXPERIMENTAL.....	67
4.2.1 – A CURVA DE HISTERESE DO SENSOR.....	69
4.3 – O MAGNETÔMETRO EM MALHA ABERTA.....	71
4.4 – O MAGNETÔMETRO EM MALHA FECHADA.....	74
CONCLUSÕES FINAIS	79
REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA	81
ANEXO 1 – TABELA DE CONVERSÃO DE UNIDADES	84
ANEXO 2 – DATASHEET DO MATERIAL UTILIZADO NO NÚCLEO	87

INTRODUÇÃO

Sensores Magnéticos são sensores que detectam mudanças ou distúrbios em campos magnéticos. Os tipos de medidas apresentadas por esses sensores são muito amplos, retirando informações de direção, presença, rotação ou correntes elétricas. O sinal de saída desses sensores requer algum processamento para realizar a medida através de um parâmetro desejado, pois eles não medem diretamente a grandeza detectada. Embora os sensores magnéticos sejam relativamente difíceis de se utilizar, são precisos e fazem a medida sem contato físico.

Diversos são os tipos de sensores magnéticos. Na Tabela 1 são apresentados alguns tipos de sensores, com seus limites de sensibilidade [1].

Tipos de Sensores magnéticos	Campo Detectável (<i>gauss</i>)*				
	10^{-10}	10^{-6}	10^{-2}	10^2	10^6
1. Magnetômetro a Bobina	[Barra horizontal de 10^{-6} a 10^6]				
2. Magnetômetro <i>Fluxgate</i>	[Barra horizontal de 10^{-6} a 10^2]				
3. Magnetômetro <i>Optically Pumped</i>	[Barra horizontal de 10^{-6} a 10^{-2}]				
4. Magnetômetro de Precessão Nuclear	[Barra horizontal de 10^{-6} a 10^2]				
5. Magnetômetro <i>SQUID</i>	[Barra horizontal de 10^{-10} a 10^{-6}]				
6. Sensores de efeito <i>Hall</i>	[Barra horizontal de 10^2 a 10^6]				
7. Magnetômetro Magnetoresistivo	[Barra horizontal de 10^{-6} a 10^2]				
8. Magnetodiodo	[Barra horizontal de 10^{-2} a 10^2]				
9. Magnetotransistor	[Barra horizontal de 10^{-2} a 10^2]				
10. Magnetômetro de fibra óptica	[Barra horizontal de 10^{-10} a 10^{-2}]				
11. Sensor Magneto-Óptico	[Barra horizontal de 10^2 a 10^6]				

* $1G=10^{-4} T$

Tabela 1: Alguns tipos de sensores magnéticos e seus limites de sensibilidade.

Neste trabalho serão abordados os sensores magnéticos do tipo Fluxgate (SFG). Esses sensores medem a intensidade e o sentido da componente do campo magnético aferido na direção do seu eixo de medida. Por isso, são chamados de magnetômetros vetoriais. Esses dispositivos são robustos e não apresentam nenhuma parte móvel. A sua característica vetorial, somada a uma sensibilidade relativamente alta, coloca os magnetômetros fluxgate em uma posição especial em relação a outros métodos magnetométricos [1]. Os magnetômetros de precessão de prótons (*Nuclear-Precession Magnetometer*) e os de bombeamento óptico (*Optically Pumped Magnetometer*) medem apenas a intensidade do campo magnético total; por outro lado, o SFG mede diretamente uma componente do campo magnético pesquisado. As bobinas indutivas (*Search-Coil Magnetometer*), que medem módulos de campos numa faixa muito grande, são sensíveis apenas à variação do campo magnético no tempo, e por isso não conseguem medir campos dc. Os SFG's conseguem medir campos dc até variações a 15 kHz, em casos especiais.[2]

Outros magnetômetros são vetoriais, como por exemplo os SQUID's, Hall, etc. Os de efeito Hall não atingem a estabilidade e sensibilidade dos fluxgates. O método SQUID, apesar de sua altíssima sensibilidade e estabilidade, necessita de hélio líquido para sua operação, sendo portanto utilizado apenas em casos especiais.

Os sensores fluxgate têm sido utilizados e desenvolvidos desde 1928 [13], durante a segunda guerra mundial foram muito utilizados em detecção submarina. Mais tarde, em 1958, foram usados também em aplicações espaciais e centenas de magnetômetros fluxgate vêm sendo lançados desde esta época [3, 4 e 14]. Em aplicações espaciais os sensores utilizados normalmente possuem uma faixa dinâmica muito elevada (ruído < 100 pT em ± 65536 nT).

Ainda hoje, os SFG's continuam sendo usados em muitas aplicações devido a sua alta linearidade e estabilidade, alta sensibilidade de direção, confiabilidade, robustez e relativa simplicidade. As áreas de aplicação para esses sensores incluem aplicações terrestres (observações geomagnéticas, prospecção mineral), eletrônica embarcada, satélites e naval (detecção submarina, proteção magnética de navios). Dentro destas áreas, as principais aplicações são: equipamentos de medição do campo magnético com um, dois ou três eixos de medida do campo magnético ou a medição da diferença do campo magnético entre dois pontos, equipamentos metalográficos para detectar anomalias ou falhas dentro de materiais metálicos ou para medir a força de coercividade de materiais magnetizáveis e equipamentos de orientação (bússola).

O trabalho de dissertação a ser apresentado consiste em um estudo sobre SFG e na implementação de um magnetômetro que utiliza um método de modulação por largura de pulso, que costuma ser chamado, pela literatura, de sensor fluxgate do tipo *Pulse-Position* [5-7]. Esse princípio analisa os cruzamentos pelo zero da densidade de fluxo dentro do núcleo do sensor.

O objetivo principal deste trabalho é adquirir conhecimentos teóricos e práticos e verificar a viabilidade de se utilizar este tipo de sensor para aplicações de uso geral e larga escala, por exemplo, bússolas eletrônicas, de baixo custo, para uso em embarcações de pequeno porte e em veículos automotivos.

Esta dissertação primeiramente apresenta alguns métodos magnetométricos, (Tabela 1), no capítulo 1, no qual é feita uma breve descrição do funcionamento do dispositivo e algumas de suas características principais.

O capítulo 2 busca abranger o assunto fluxgate de uma forma mais completa tentando deixar claro seu princípio de funcionamento, suas variações e características principais. Neste mesmo capítulo, também será apresentado o funcionamento do sensor proposto e a forma de como será efetuada a medida eletrônica.

No capítulo 3 é descrito todo o processo de manufatura do sensor. Incluindo uma detalhada explicação do processo de litografia utilizado na construção do núcleo do sensor, a partir de uma fita de material ferromagnético *soft*. O circuito eletrônico responsável pelo processamento do sinal do sensor também é abordado neste capítulo. A seqüência do processamento eletrônico é explicada com detalhes, desde o sensor até o sinal de saída do magnetômetro.

As medidas e resultados obtidos da análise do sistema magnetométrico são apresentados e comentados no capítulo 4. O item seguinte traz os comentários finais da dissertação.

Dois anexos foram acrescentados ao final da dissertação. O anexo 1 traz uma tabela de conversão de unidades, uma vez que no trabalho não será usado um padrão fixo. A literatura pesquisada também não possui uma uniformidade nas unidades das grandezas físicas mencionadas. O anexo 2 apresenta as características do material empregado na construção do núcleo do sensor.

CAPÍTULO 1

SENSORES MAGNÉTICOS

Neste capítulo serão apresentados alguns tipos de sensores magnéticos junto com uma breve explicação de seus princípios de funcionamento e algumas características de seu desempenho.[1, 7]

1.1 Magnetômetros a Bobinas Indutivas (*Search-Coil*)

O princípio físico envolvido no magnetômetro ilustrado na Fig. 1.1 é a lei de indução de Faraday. Que afirma que, se o fluxo magnético através de um condutor bobinado muda, uma tensão proporcional à taxa de variação do fluxo é induzida na bobina. O fluxo dentro da bobina mudará se a bobina estiver em um campo que varia ou se a bobina se mover dentro de um campo uniforme. Normalmente, uma haste de um material ferromagnético com alta permeabilidade magnética é colocada dentro de uma bobina para capturar o campo magnético das proximidades e aumentar a densidade de fluxo (a permeabilidade do material é uma medida da extensão das perturbações causadas na densidade de fluxo na região que ele ocupa).

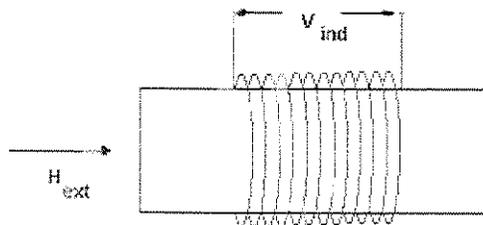


Figura 1.1: Material ferromagnético com uma bobina enrolada.

A sensibilidade deste magnetômetro depende da permeabilidade do material do núcleo, da área da bobina, do número de espiras e da taxa de variação do fluxo dentro da bobina. A resposta em frequência do sensor pode ser limitada pela razão da indutância e da resistência da bobina, que determina o tempo que a corrente induzida leva para se dissipar quando o campo é retirado. Quanto maior a indutância mais rapidamente a corrente é dissipada, quanto maior a resistência mais lentamente a corrente será dissipada. Em alguns casos, os efeitos capacitivos também podem limitar a resposta em frequência.

Esses sensores podem detectar campos tão fracos como 10^{-6} G, e não há limite superior de campos ao qual ele seja sensível. Sua faixa de frequência é tipicamente de 1Hz a 1MHz. Os sensores podem apresentar tamanhos variados de apenas 2,5 cm até 125 cm. Eles consomem entre 1 e 10 mW de potência.

Além de seu uso passivo eles podem operar uma bobina sensora em modo ativo. O modo ativo utiliza a bobina sensora como um elemento indutivo em um circuito elétrico. Existem duas técnicas básicas. Uma incorpora uma ponte indutiva balanceada na qual uma mudança em um dos ramos da ponte gera uma tensão de desbalanceamento de saída no circuito. A segunda técnica emprega um circuito ressonante onde uma mudança na indutância resulta na

mudança da frequência de ressonância do circuito. Este circuito é algumas vezes referido como um oscilador *eddy-killed* [1]. Quando um material condutor se aproxima da bobina ativa, ocorre a indução de correntes circundantes (parasitas), que produzirão uma mudança na indutância do circuito. A Fig. 1.2 ilustra um circuito com a ponte indutiva.

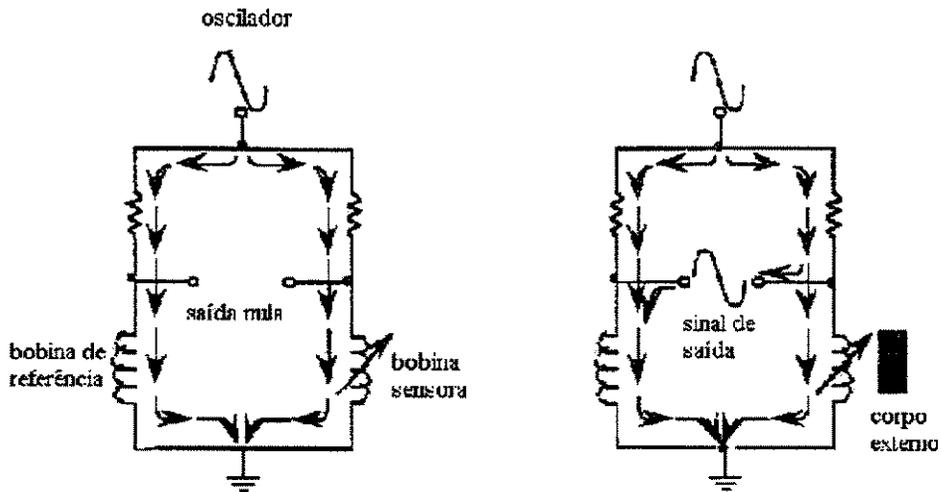


Figura 1.2: Exemplo de bobina sensora ativa como parte de um circuito em ponte. Quando um corpo condutor se aproxima a indutância muda e a ponte fornece um sinal de saída.

1.2 Magnetômetro Bombeado Opticamente

O magnetômetro bombeado opticamente é baseado no efeito Zeeman. Em 1896 o físico alemão Peter Zeeman mostrou que algumas das linhas espectrais características dos átomos são subdivididas quando o átomo está sujeito a um campo magnético, isto é, uma linha espectral torna-se um grupo de linhas com pequenas diferenças no comprimento de onda [1]. Esta separação nas linhas é particularmente pronunciada nos elementos alcalinos tais como o Césio.

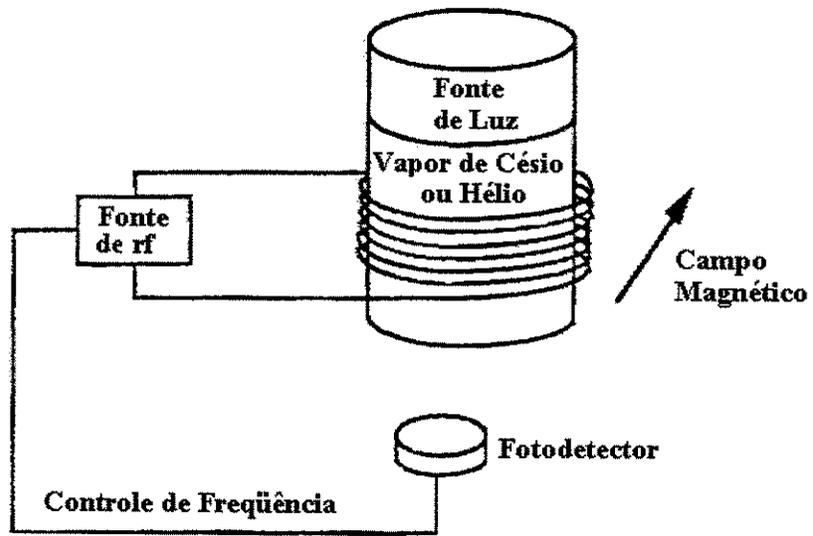


Figura 1.3: Magnetômetro bombeado opticamente.

A sensibilidade e a faixa dinâmica do magnetômetro bombeado opticamente, tal como a maioria dos outros magnetômetros, é determinada pela eletrônica responsável pelo processamento dos sinais. A faixa de sensibilidade deste dispositivo vai de 10^{-8} G até 1 G. No entanto este sensor é relativamente grande, apresentando um consumo de potência elevado.

Um aspecto importante deste sensor é que a sua EMC (*Electromagnetic Compatibility* [7]) pode ser muito pequena, possibilitando aplicações que necessitam de medidas não perturbativas, tais como os sensores utilizados para detecção de minas aquáticas que podem ser ativadas por campos magnéticos.

1.3 Magnetômetro de Precessão Nuclear

Este magnetômetro, ilustrado na Fig. 1.4, explora a resposta a um campo magnético dos núcleos atômicos presentes em um fluido de hidrocarbonetos tal como o benzeno. Os prótons no núcleo de um átomo possuem um pequeno momento magnético, similar em alguns aspectos ao momento angular de um giroscópio.[1]

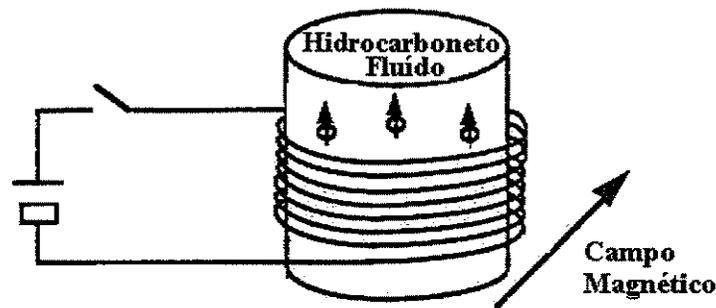


Figura 1.4): Magnetômetro de precessão nuclear ou de prótons.

Os prótons presentes no fluido podem ser temporariamente alinhados por um campo magnético uniforme criado por uma corrente fluindo pela bobina. Quando a corrente de polarização é retirada, os prótons começam a precessionar em torno do vetor que define o campo magnético ambiente. O eixo do spin de um próton que está fora do alinhamento com um campo magnético constante, tal com o eixo de um giroscópio fora do alinhamento com o campo gravitacional, descreve um círculo em torno da linha paralela ao campo magnético que se pretende medir. O tempo no qual este círculo é descrito, denominado período de precessão, é dependente da intensidade do campo magnético. Assim os prótons em precessão geram um sinal,

induzido na bobina, cuja frequência é proporcional à intensidade do campo magnético ambiente. Esta proporcionalidade permite uma medida direta da intensidade do campo magnético externo.

O magnetômetro de precessão nuclear possui uma faixa dinâmica entre 10^{-7} G e 1 G. A banda de frequência para operação é limitada pela frequência máxima do chaveamento do fluido de hidrocarboneto.

1.4 Magnetômetro *SQUID*

O mais sensível de todos os instrumentos que medem campos magnéticos é o SQUID, (do inglês, Superconducting Quantum Interference Device). Ele baseia-se na interação de correntes elétricas e campos magnéticos, que é observada quando certos materiais são resfriados abaixo da temperatura de transição de supercondutância. Nesta temperatura, os materiais tornam-se supercondutores, perdendo toda a resistência ao fluxo de eletricidade. Se uma linha de fluxo magnético passa por um anel feito de um material supercondutor, uma corrente é induzida no anel. Na ausência de outra perturbação essa corrente fluirá para sempre. A amplitude da corrente induzida é um finíssimo indicador da densidade de fluxo. Em 1962, Brian D. Josephson propôs um método para medir correntes extremamente baixas, usando materiais supercondutores. Deste método surgiram os SQUID's [1, 7].

Os magnetômetros SQUID podem detectar campos de vários fentoteslas até 9 teslas, ou seja uma faixa de 15 ordens de grandeza. Esses magnetômetros são essenciais em aplicações médicas pois os campos neuromagnéticos do cérebro apresentam somente algumas dezenas de fentoteslas.

1.5 Magnetômetro de Efeito Hall

Os dispositivos Hall são os sensores magnéticos mais usados atualmente e baseiam-se no efeito Hall [8]. Além disso, possuem um alto grau de compatibilidade com circuitos microeletrônicos. Mesmo assim estes dispositivos não são insubstituíveis em aplicações como sensores magnéticos, principalmente nas características de sensibilidade e offset de tensão de saída. A faixa de sensibilidade dos sensores de efeito Hall está compreendida entre 10^{-3} G e 1000 G. Eles podem medir campos constantes ou variações de campo, com uma limitação de frequência de aproximadamente 1 MHz. Esses dispositivos requerem uma potência entre 0,1 e 0,2 W e podem ser usados em uma larga faixa de temperaturas limitada pelo encapsulamento do semicondutor [1]. Existem sensores disponíveis no mercado que operam desde 200°C até próximos do zero absoluto (-273°C). A configuração original de um dispositivo Hall está ilustrada na Fig. 1.5.

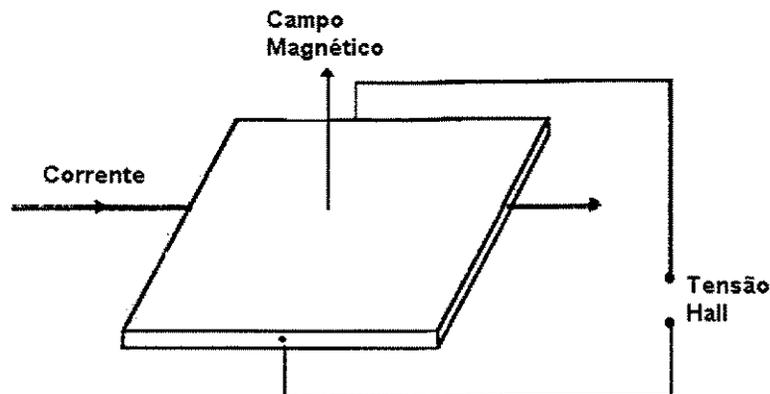


Figura 1.5: Configuração original do efeito Hall.

1.6 Magnetômetro Magnetoresistivo

Este magnetômetro é baseado no efeito magnetoresistivo [7-9]. Este efeito é a dependência que a resistividade, de alguns materiais apresenta à magnetização. Materiais como o Permalloy (uma liga de níquel e ferro) podem apresentar uma orientação magnética preferencial, mas assim que uma corrente atravessa a fita, esta é magnetizada na direção paralela à da corrente.

Se um campo magnético é aplicado, a orientação da magnetização gira na direção deste campo. A resistência do elemento de permalloy diminui quando a orientação da magnetização afasta-se da direção que a corrente flui. Esta resistência muda aproximadamente com a raiz quadrada do cosseno do ângulo em que a magnetização está orientada. A Fig. 1.6 mostra esta variação [1].

A resistência de um filme fino de material ferromagnético varia com a direção da magnetização. A resistência é maior quando a magnetização é paralela à corrente e é menor quando ela é perpendicular à corrente.

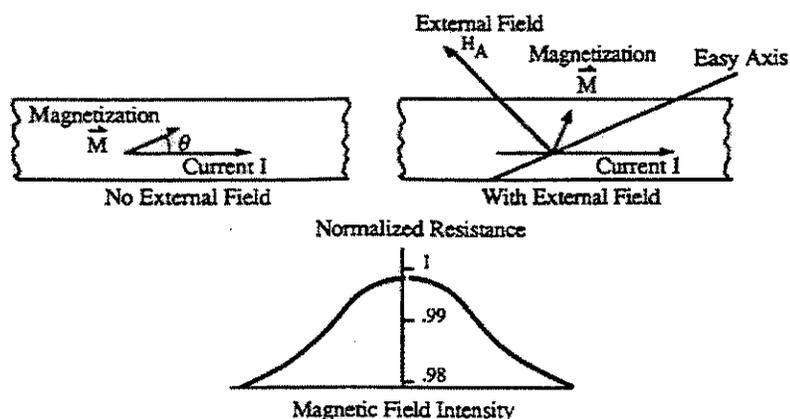


Figura 1.6: Comportamento da resistência com a magnetização [1].

Os sensores magnetoresistivos têm uma faixa de sensibilidade de 10^{-2} a 50 G, com o sistema eletrônico em malha aberta. Num sistema realimentado o menor campo detectável pode ser reduzido a 10^{-6} G limitando-se a frequência máxima do campo medido. Em malha aberta estes sensores têm um banda extremamente larga de dc até próximo de 1GHz. Eles consomem entre 0,1 e 0,5 mW de potência e operam em temperaturas de -55°C a 200°C [1].

1.7 Magnetodiodo

Um magnetodiodo é essencialmente um diodo semiconductor [1, 9], ou uma junção pn como apresenta a Fig. 1.7. Em um magnetodiodo, entretanto, a região p está separada da região n por uma área de silício não dopado. O silício está entre uma camada de dióxido de silício e uma camada de safira, que é o substrato onde o sensor é construído. Se ao contato metálico da região dopada p é dado um potencial positivo e ao contato da região dopada n for dado um potencial negativo, lacunas do material p e elétrons do material n se injetarão dentro do silício não dopado. A corrente é a soma da corrente de lacunas com a corrente de elétrons, porque estes portadores de carga se movem em direções opostas.

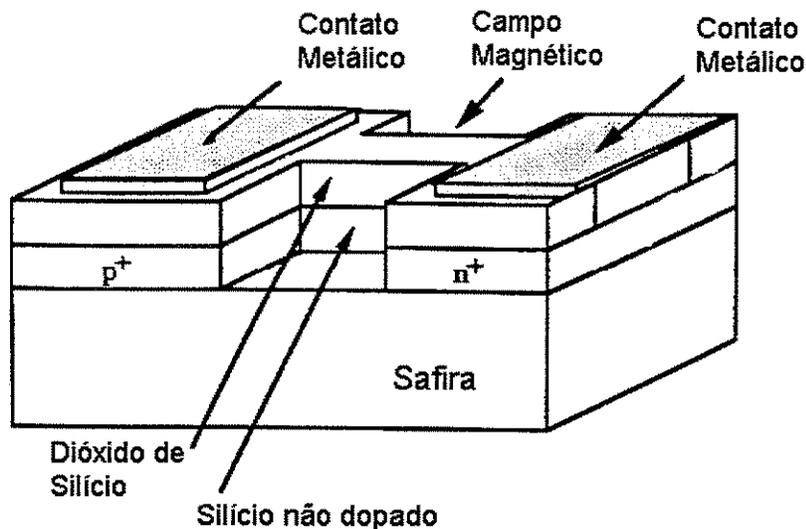


Figura 1.7: Estrutura de um magnetodiodo.

Alguns dos portadores, particularmente aqueles que estão próximos da interface entre o silício e o dióxido de silício ou próximo da interface entre o silício e a safira, recombinar-se-ão. A perda de portadores de carga aumenta a resistência do material. Na ausência de campo, a recombinação de ambos os lados contribuirá para a resistência total. Um campo magnético perpendicular à direção da trajetória dos portadores faz com que eles sejam defletidos para baixo ou para cima, dependendo da direção do campo. Ambos os portadores são defletidos na mesma direção. Os portadores que se encontram próximos à interface entre o silício e a safira têm uma tendência maior de se recombinarem do que aqueles próximos à interface entre o silício e o dióxido de silício. Assim, se o campo magnético deflete os portadores de carga para baixo, a resistência será maior que a normal. Se a deflexão for para cima, a resistência será menor que a normal.

1.8 Magnetotransistor

Este sensor, como o magnetodiodo, é um dispositivo integrado de silício. Se o magnetodiodo é uma versão de uma junção pn, o magnetotransistor é uma versão de um transistor npn [1, 9]. Assim como o transistor, ele consiste de um emissor n dopado e de um coletor n dopado, separados por uma base p dopada. A diferença é que há dois coletores isolado um do outro, como mostra a Fig. 1.8. Na ausência de campo magnético, um mesmo número de portadores chegam a ambos os coletores. Se há um campo magnético perpendicular à trajetória dos portadores, eles serão defletidos mais para um coletor ou para outro, dependendo da direção do campo. As tensões dos dois coletores alimentam um amplificador diferencial, cuja saída é proporcional ao campo magnético aplicado.

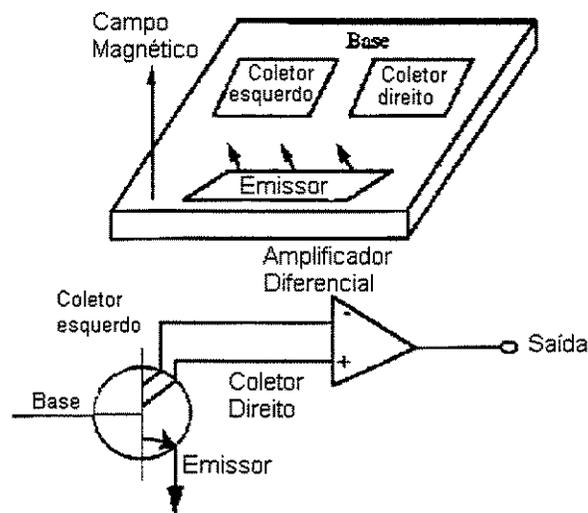


Figura 1.8: Estrutura de um magnetotransistor.

O magnetotransistor é cerca de 100 vezes mais sensível que um dispositivo de efeito Hall.

1.9 Magnetômetro a Fibra Óptica

O magnetômetro a fibra óptica é sensor relativamente novo [1]. Ele emprega duas fibras de vidro que são conectadas, conforme mostrado na Fig. 1.9. A luz de um laser passa por um divisor de feixes e entra nas duas fibras. A seguir, ela trafega pelas fibras e são recombinadas por um combinador de feixes, e chega a um fotodetector no final de cada fibra. Uma das fibras está aderida a um material magnetostrictivo, que é um material cujas dimensões dependem da direção e da intensidade de sua magnetização. Quando o material magnetostrictivo é magnetizado por um campo externo, o comprimento da fibra muda. Se o comprimento mudar por uma fração do comprimento de onda, a luz chega no combinador de feixes ligeiramente fora de fase da luz que chega da fibra de referência.

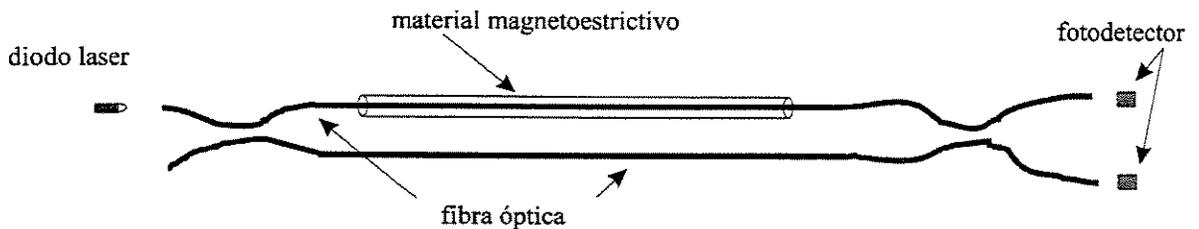


Figura 1.9: Esquema de um magnetômetro a fibra óptica.

Mudanças no comprimento do caminho percorrido pela luz tão pequenas quanto 10^{-13} m têm sido detectadas com esse tipo de magnetômetro. Este dispositivo é inigualável em sensibilidade à orientação de linhas de campo e pode ser empregado para medir a curvatura de linhas de campos tão bem quanto a intensidade de campo magnético. O magnetômetro a fibra óptica tem uma faixa de sensibilidade que estende-se de 10^{-7} G a 10 G. Pode-se medir campos na

faixa de frequência de 0 até cerca de 60 kHz. Um sensor típico tem aproximadamente 10 cm de comprimento e 3 cm de largura.

1.10 Sensor Magneto-Óptico

O sensor magneto-óptico [1] explora um efeito descoberto por Faraday, o qual envolve a rotação do plano de polarização da luz quando esta se propaga por um material magnético. Este efeito é visível em poucos cristais, quando a direção de propagação da luz, o eixo do cristal e o campo magnético estão todos alinhados.



Figura 1.10: Magnetômetro magneto-óptico.

Para entender o efeito Faraday de polarização, considera-se que uma onda plana de luz polarizada é composta de duas ondas circularmente polarizadas, uma no sentido horário e outra no sentido anti-horário. Uma rotação de polarização das ondas planas é resultado de uma mudança na fase relativa entre as ondas horária e anti-horária.

O efeito Faraday então é resultante de uma mudança no índice de refração do cristal, dependendo de como a precessão dos elétrons em torno do campo magnético longitudinal está ocorrendo, isto é, se o sentido da precessão é o mesmo ou contrário daquele da rotação do campo elétrico circularmente polarizado.

A única vantagem que um sensor magneto-óptico possui em relação aos outros tipos de sensores magnéticos é a sua alta velocidade de resposta. Sensores com bandas de frequência em torno de GHz já foram fabricados. Infelizmente, a sensibilidade destes sensores é moderada pelo fato de o efeito de polarização Faraday ser muito pequeno em relação ao campo magnético da Terra.

CAPÍTULO 2

SENSORES FLUXGATE

Um sensor *fluxgate*, como já foi dito, é um dispositivo no estado sólido, sem partes móveis, utilizado para medir o módulo e a direção de campos magnéticos dc ou de baixa frequência. Neste capítulo serão abordados apenas os sensores magnéticos do tipo *fluxgate*.

2.1 Fundamentos de Sensores Fluxgate

Para converter a densidade de fluxo B_{ext} de um campo magnético em um sinal apropriado, os sensores *fluxgate* sempre necessitam de um campo magnético de referência B_{ref} , como mostra a Fig. 2.1, para comparar o campo magnético B_{ext} a ser medido com este campo de referência por meio de um sensor com núcleo de material ferromagnético.

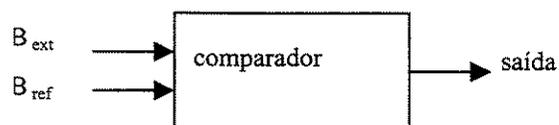


Figura 2.1: Conversão do campo magnético em sinal elétrico.

O campo de referência é usualmente senoidal alternado, onda quadrada, ou triangular que é aplicado ao núcleo, através de um enrolamento de pré-magnetização, ou excitação, que periodicamente satura o material do núcleo. O resultado da comparação baseada na densidade de fluxo dentro do núcleo é avaliada por uma bobina detectora que envolve o núcleo.

Os SFG, como as bobinas indutivas, necessitam de um núcleo de material com alta permeabilidade magnética, para que se possa ter um caminho de baixa resistência à passagem de linhas magnéticas. Este núcleo é inserido em um suporte e pelo menos duas bobinas são enroladas em torno deste suporte, como mostra a Fig. 2.2.

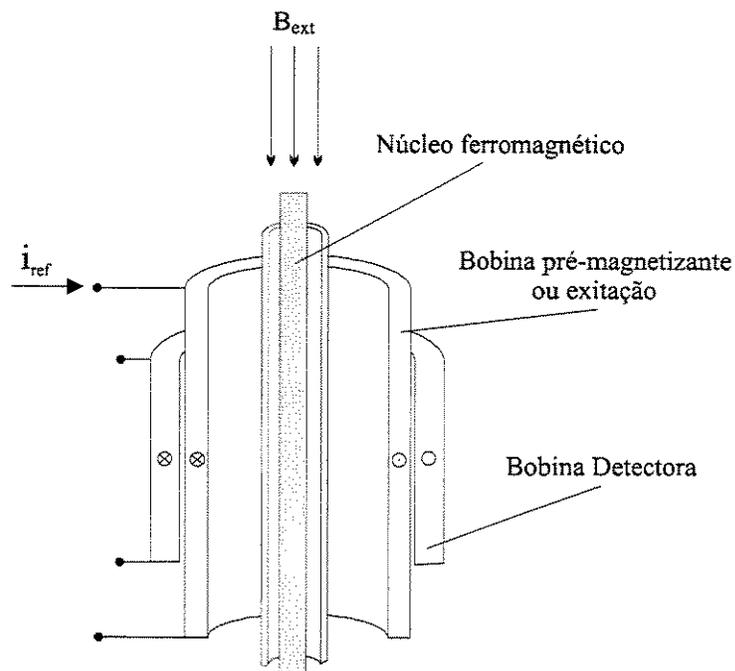


Figura 2.2: Estrutura básica de um SFG.

O princípio de funcionamento de um *fluxgate* pode ser explicado supondo-se que o material magnético *soft*, que compõe o núcleo do sensor, é periodicamente saturado por um campo de excitação senoidal, (Fig. 2.3), que é produzido por uma corrente de excitação que atravessa a bobina de pré-magnetização. Assim a permeabilidade do núcleo muda e o fluxo dc, causado pelo campo magnético a ser medido, é modulado. Deste modo, uma tensão será induzida na bobina detectora. Essa tensão será proporcional ao campo pré-magnetizante mais o campo dc a ser medido.

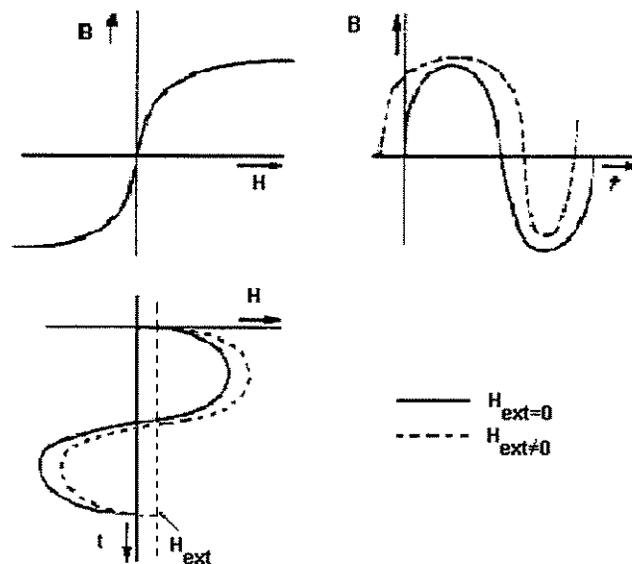


Figura 2.3: Princípio de funcionamento geral de um fluxgate

A densidade de fluxo dentro do núcleo, na ausência de um campo externo, é uma função do campo de excitação e sua transformada de Fourier contém apenas as harmônicas ímpares da frequência de excitação [7, 10]. Entretanto, na presença do campo externo, a densidade de fluxo perde sua simetria e a sua transformada de Fourier passa a conter também as harmônicas pares da frequência de excitação ou pré-magnetização.

2.2 Física Envolvida em um SFG



Figura 2.4: Corpo ferromagnético magnetizado.

Num corpo de tamanho finito de forma arbitrária a distribuição de magnetização [9, 11], $\mathbf{M}(\mathbf{r})$, muda de amplitude e direção com a posição, \mathbf{r} , dentro do corpo e desaparece fora dele. Assumindo-se que o corpo é magnetizado por um campo externo homogêneo, \mathbf{H}_{ex} , tem-se que o campo total será:

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \mathbf{H}_{\text{ex}} + \mathbf{H}_{\text{M}}(\mathbf{r}) \quad (2.1)$$

onde $\mathbf{H}_{\text{M}}(\mathbf{r})$ é o campo devido a magnetização. Considerando-se, também, que toda a magnetização é induzida e que uma relação linear existe:

$$\mathbf{M}(\mathbf{r}) = \chi \mathbf{H}(\mathbf{r}) \quad (2.2)$$

onde a susceptibilidade χ é um escalar, que é característica do material.

Em geral não é simples a relação entre \mathbf{H}_{M} e \mathbf{M} , porque \mathbf{H}_{M} depende da distribuição interna de \mathbf{M} no corpo. Entretanto, para uma importante classe de corpos limitados por uma superfície de segundo grau, e quando \mathbf{H}_{ex} é paralelo ao eixo principal do corpo, pode-se escrever que [11]:

$$\mathbf{H}_{\text{M}} = -D\mathbf{M} \quad (2.3)$$

onde \mathbf{H}_M e \mathbf{M} são homogêneos e paralelos ao eixo principal e ao campo externo \mathbf{H}_{ex} e D está relacionado com a forma da superfície do corpo.

As grandezas vetoriais apresentam a mesma direção do eixo principal do corpo e podem ser tratadas como escalares (Fig. 2.4).

Das equações (2.1), (2.2) e (2.3) tem-se:

$$H_M = -\frac{\chi D}{1 + \chi D} H_{ex} \quad (2.4)$$

mostrando que H_M é diretamente oposto a H_{ex} e tende a desmagnetizar o núcleo. Por esta razão, H_M é chamado de campo desmagnetizante e D é chamado de fator de desmagnetização.

Substituindo (2.4) em (2.1) temos o campo interno no núcleo:

$$H = \frac{H_{ex}}{(1 + \chi D)}. \quad (2.5)$$

Uma vez que $B = \mu_0(H + M)$ tem-se que:

$$B = \mu_0 \frac{1 + \chi}{1 + D\chi} H_{ex} \quad (2.6)$$

substituindo a permeabilidade relativa $\mu_r = 1 + \chi$, pode-se reescrever (2.6):

$$B = \mu_0 \frac{\mu_r}{[1 + D(\mu_r - 1)]} H_{ex}. \quad (2.7)$$

Pode-se definir a permeabilidade aparente, μ_a [12], com o auxílio da equação (2.7),

$$\mu_a = \frac{\mu_r}{[1 + D(\mu_r - 1)]} \quad (2.8)$$

e desta forma tem-se:

$$B = \mu_0 \mu_a H_{ex}. \quad (2.9)$$

2.3 Equações do SFG

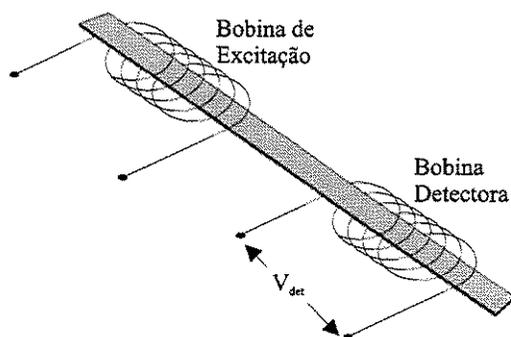


Figura 2.5: Forma básica de um sensor fluxgate.

Enrolando-se duas bobinas no núcleo da Fig. 2.4 pode-se desenvolver os conceitos finais de um SFG.

Na Fig. 2.5, a tensão induzida nos terminais da bobina detectora, segundo a lei de Faraday, será:

$$V_{det} = -N \frac{d\Phi}{dt} \text{ [V]} \quad (2.10)$$

onde V_{det} é a tensão induzida, N é o número de espiras da bobina detectora, Φ é o fluxo magnético através das espiras [Weber].

Assumindo-se que a área da bobina é aproximadamente a área do núcleo, o fluxo Φ pode ser escrito como:

$$\Phi = BA_{nuc} \cdot [T][m^2] \quad (2.11)$$

onde A_{nuc} é a área da secção transversal do núcleo e B a densidade de campo magnético [T].

Introduzindo-se a equação (2.9) na equação (2.11) obtém-se:

$$\Phi = \mu_0 \mu_a H_{\text{ex}} A_{\text{nuc}} \quad (2.12)$$

onde H_{ex} é dado em [A/m].

A intensidade de campo magnético H_{ex} , em um sensor tipo *fluxgate*, é a soma de um campo alternado de referência, que é denominado campo pré-magnetizante H_{ref} , mais o campo que se pretende medir H_{ext} , que é a componente do campo ambiente na direção do eixo do núcleo. A amplitude do campo pré-magnetizante deve ser suficiente para saturar o material do núcleo e, com isso, μ_a não será constante, variando com H_{ex} e, conseqüentemente, com o tempo.

Assim, a equação (2.12) fica:

$$\Phi = \mu_0 [\mu_a(H_{\text{ex}})H_{\text{ref}}(t) + \mu_a(H_{\text{ex}})H_{\text{ext}}] A_{\text{nuc}} \quad (2.13)$$

e a tensão induzida na bobina detectora fica:

$$V_{\text{det}} = -N\mu_0 \left[\frac{d}{dt} (\mu_a(H_{\text{ex}})H_{\text{ref}}(t)) + \frac{d\mu_a(H_{\text{ex}})}{dt} H_{\text{ext}} \right] A_{\text{nuc}} \quad (2.14)$$

A equação (2.14) é uma função periódica que contém harmônicas pares e ímpares da frequência do campo alternado pré-magnetizante $H_{\text{ref}}(t)$. As harmônicas pares são resultantes da presença de H_{ext} , que quebra a simetria de $\mu_a(H)$, e é uma função simétrica para $H_{\text{ex}} = H_{\text{ref}}(t)$. Para valores de H_{ext} pequenos, quando comparados com a amplitude de $H_{\text{ref}}(t)$, o conteúdo harmônico do segundo termo da equação (2.14) é quase que exclusivamente constituído de harmônicas pares [10, 13], cuja amplitude pode ser tomada como uma medida de H_{ext} .

$$V_{\text{par}}(t) = -N\mu_0 A_{\text{nuc}} \frac{d\mu_a(H_{\text{ex}})}{dt} H_{\text{ext}} \quad (2.15)$$

2.4 Tipos de Sensores

A separação das harmônicas pares do sinal induzido na bobina detectora pode ser feita eletronicamente, através de filtragens, ou magneticamente, feita no próprio sensor. Para isto, podem ser utilizados dois núcleos na forma de hastes paralelas, excitados individualmente e em oposição, (Fig. 2.6.b). Na presença apenas do campo de excitação de mesmo módulo, mas de sentidos opostos em cada núcleo, o fluxo através do secundário é nulo. Assim a tensão induzida na bobina detectora é devida apenas ao campo dc a ser medido.

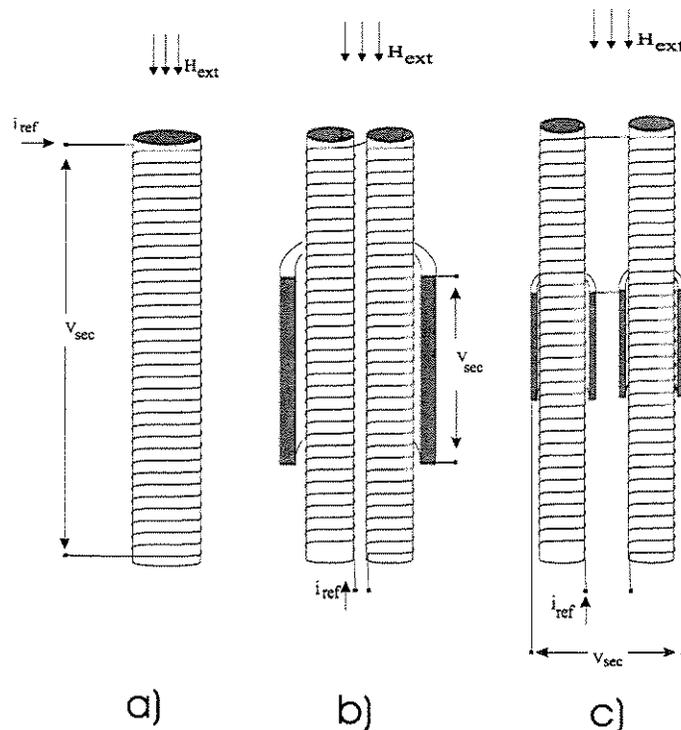


Figura 2.6 : Configurações de sensores *fluxgate* paralelos [12, 15].
 a) núcleo simples; b) Vacquiere e c) Förster.

Um outro tipo de sensor, muito usado, e que elimina as harmônicas ímpares magneticamente, é o sensor com núcleo em anel, *ring-core*. Neste tipo de sensor, o núcleo e a

bobina de excitação formam um anel de Roland. A bobina detectora é colocada de forma transversal como mostra a Fig. 2.7. O fluxo, devido ao campo pré-magnetizante, numa metade é, a todo instante, oposto ao da outra metade do anel, isto em se tratando do plano da bobina detectora. Esta configuração é equivalente à do sensor com dois núcleos na forma de hastes paralelas.

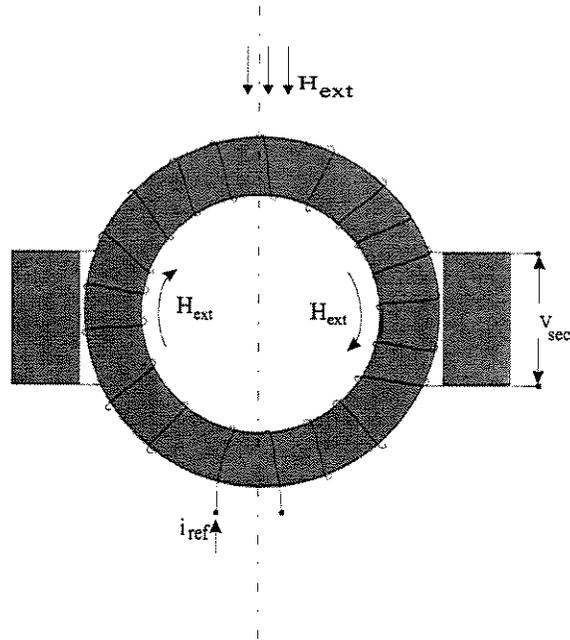


Figura 2.7: Configuração em anel, *ring-core*. O fluxo devido ao campo de excitação é eliminado magneticamente. A tensão induzida é praticamente provocada apenas pelo campo externo.

2.4.1 Sensores *Fluxgate* Ortogonais

Os tipos de sensores até aqui descritos guardam uma característica comum, que é de o campo de excitação e o campo a ser medido serem paralelos entre si e perpendiculares ao plano da bobina detectora. Sensores com esta característica são chamados de sensores *fluxgate* paralelos [12, 15].

Existe uma segunda classe de sensores que são os sensores *fluxgate* ortogonais. Neste caso, o campo de excitação é produzido paralelamente ao plano da bobina detectora e ortogonalmente ao campo uniforme a ser medido.

Nos sensores ortogonais a tensão induzida na bobina detectora é devido unicamente ao campo a ser medido, que é normal ao plano da bobina detectora. A variação temporal de fluxo no núcleo devido ao campo pré-magnetizante não induz tensão na bobina detectora por ser paralelo ao plano da bobina.

A Fig. 2.8 ilustra alguns tipos de sensores ortogonais. O sensor da Fig. 2.8-a consiste de um único núcleo, envolvido por uma bobina detectora. O núcleo, um fio ferromagnético, serve também como condutor da corrente de excitação. O sensor da Fig. 2.8-b é um tubo de material ferromagnético com a bobina pré-magnetizante enrolada como num toróide. O último sensor, (Fig. 2.8-c), é uma mistura de paralelo com ortogonal no qual uma fina fita de material ferromagnético é enrolada de forma helicoidal sobre um tubo de cerâmica.

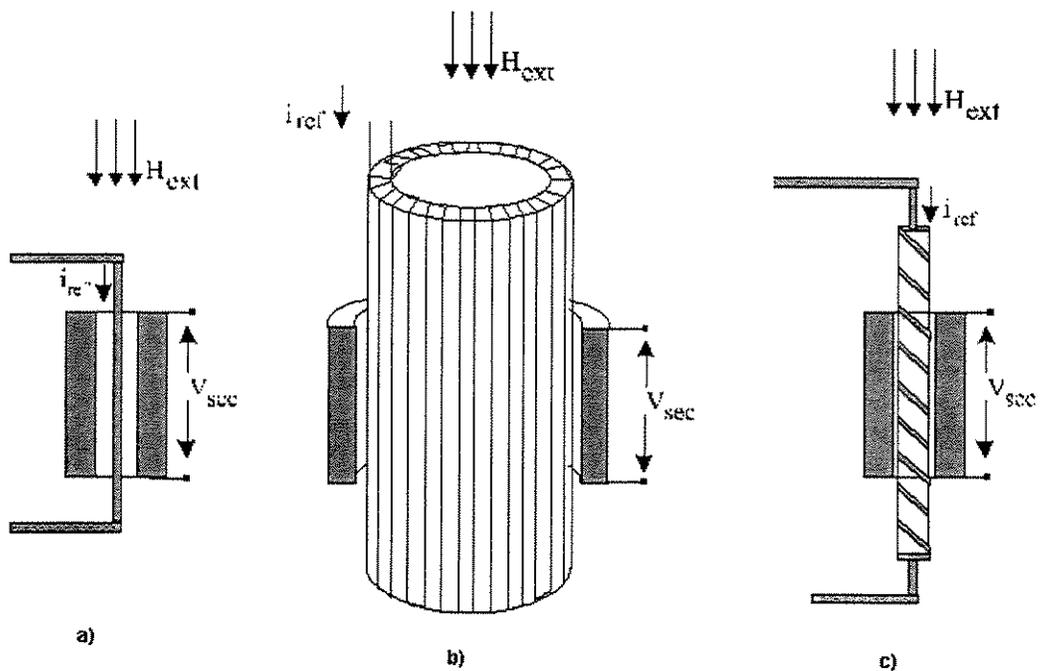


Figura 2.8 : Sensores em que o campo de excitação é ortogonal ao campo externo medido. a) Allredge ; b) Allredge; c) Schonstedt.

2.5 Princípios de Medição

Os princípios de medição dos sensores *fluxgate* podem ser divididos em seletivos e os não seletivos das harmônicas pares, segunda harmônica da frequência do campo de excitação, da forma de onda induzida na bobina detectora [7, 13].

- Seletivo: princípio de segunda harmônica;
- Não seletivos: princípio de amplitude de pulso (*pulse-height*) e o princípio de posição de pulso (*pulse-position*).

Apesar de o método de segunda harmônica ser o mais utilizado, o objetivo deste trabalho será construir e caracterizar um sensor *fluxgate* utilizando o princípio de posição de pulso por se adaptar melhor a sistemas digitais. A referência para este trabalho será a

abordagem utilizada por Bosse [16] que apresentou um modelo especial de SFG tipo *pulse-position*. Nos próximos itens, depois da apresentação do método não seletivo *pulse-height*, serão apresentados o *fluxgate pulse-position* e a seqüência dos procedimentos efetuados neste trabalho.

2.5.1 Sensores Fluxgate de Amplitude de Pulso (*Pulse-Height*)

Este tipo de sensor *fluxgate* [7, 13], (Fig. 2.9), mede o campo investigado através dos valores dos picos da tensão induzida na bobina que envolve o núcleo de alta permeabilidade com uma curva de magnetização na forma de Z, e ainda a corrente de pré-magnetização deve conseguir saturar fortemente o núcleo.

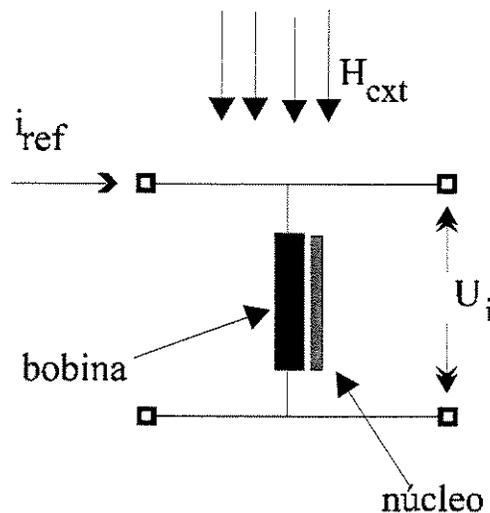
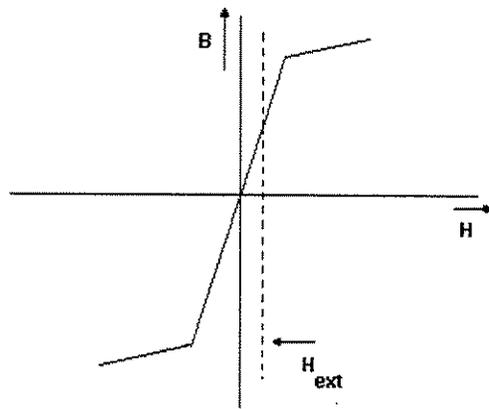
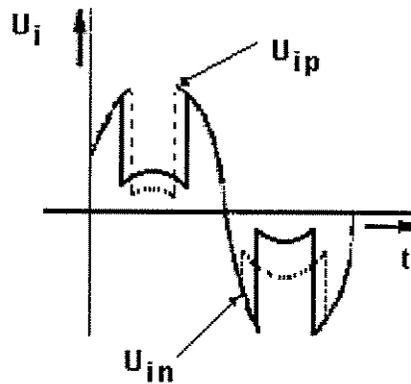


Figura 2.9 : Esquema de um sensor *fluxgate* de amplitude de pulso.

Como pode ser observado na Fig. 2.10-a, usando-se uma aproximação linear por partes da curva de magnetização e uma corrente de pré-magnetização senoidal, a densidade de fluxo dentro do núcleo e a tensão induzida na bobina são simétricas em relação ao eixo do tempo e os valores dos picos positivos e negativos da tensão induzida são iguais.



a)



b)

Figura 2.10: a) Aproximação da curva de magnetização; b) Tensão induzida.

Quando um campo magnético externo está superposto ao campo de pré-magnetização, o ponto de operação dentro da curva de magnetização é deslocado e a densidade de fluxo e a tensão induzida perdem a sua simetria em relação ao eixo do tempo. Os valores dos picos positivos e negativos agora não são mais iguais. Para se avaliar o campo externo o procedimento comum é fazer a diferença dos picos:

$$\Delta U_i = U_{ip} - U_{in} \quad (2.16)$$

como sendo proporcional ao campo detectado. Normalmente U_{ip} e U_{in} , (Fig. 2.10-b) são obtidos por dois detectores de pico. Este procedimento somente apresenta uma desempenho estável com uma curva de magnetização na forma de Z e com uma corrente de pré-magnetização senoidal.

2.6 O Magnetômetro *Fluxgate* Tipo Pulse-Position

Um dos mais modernos magnetômetros *fluxgate* é o do tipo *pulse-position* [7, 13]. A vantagem particular deste SFG é que o sinal de saída é uma forma de onda quadrada, na qual a diferença de duração de seus semi-períodos é diretamente proporcional ao campo medido.

Este princípio de medição é diretamente compatível com sistemas digitais de medição. Este é o motivo porque o magnetômetro pode ser descrito como um sensor inteligente quando é combinado com um microprocessador. Vantagens adicionais deste magnetômetro *fluxgate* são [7]:

- Alta linearidade, sem realimentação;
 - Simplicidade na manufatura;
 - Robustez;
 - Pequenas dimensões.
-

2.6.1 Princípio Básico de Operação

O princípio básico deste magnetômetro pode ser descrito como sendo um comparador, (Fig. 2.1) onde as entradas são o campo magnético a ser medido e um campo de referência gerado por ele mesmo. O campo magnético de referência deve ter uma forma triangular, para obter-se uma relação mais linear entre a saída do magnetômetro e o campo a ser medido.

A Fig. 2.11 mostra um campo de referência de forma triangular e o campo magnético externo. O comparador chaveia sua saída no momento em que os dois campos têm as mesmas amplitudes mas sentidos opostos, de tal modo que a diferença entre os dois seja zero. Assim, uma mudança na amplitude do campo magnético a ser medido causa uma mudança na largura do pulso, como mostra a linha tracejada na Fig. 2.11b. O sinal de saída do comparador é um sinal retangular de largura modulada. O elemento de comparação entre o campo magnético externo e o campo de referência é um dispositivo que contém um núcleo linear de um material de alta permeabilidade magnética. É feita uma comparação quando a densidade de fluxo dentro do núcleo é zero, isto é, quando o campo de referência e o campo a ser medido possuem a mesma amplitude.

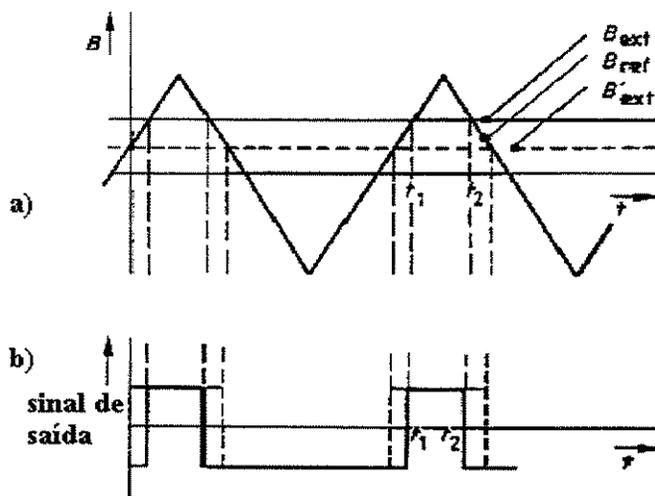


Figura 2.11: Princípio funcional do magnetômetro, modulação da largura do pulso de saída pelo campo magnético medido. a) Campo medido e campo de referência (densidade de fluxo dentro do núcleo); b) Sinal de saída do comparador.

2.6.2 Modo de Operação

As unidades funcionais deste magnetômetro *fluxgate* são apresentadas na Fig.

2.12. Elas são:

- Sensor fluxgate;
- um gerador pré-magnetizante;
- um circuito diferenciador;
- um comparador de tensão.

O sensor *fluxgate* consiste de um núcleo linear e duas bobinas enroladas em torno deste núcleo. Um dos enrolamentos, o pré-magnetizante, é para produzir a referência magnética ou o campo pré-magnetizante e o outro enrolamento é para detectar a tensão induzida pela variação da densidade de fluxo dentro do núcleo.

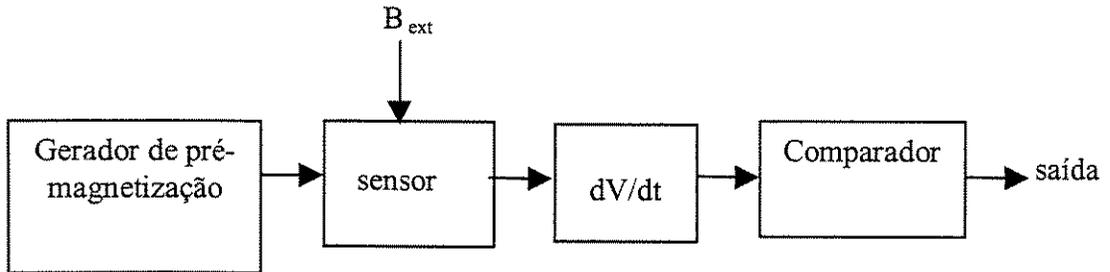


Figura 2.12: Diagrama do condicionamento de sinal do magnetômetro "fluxgate" tipo pulse-position.

O gerador de pré-magnetização produz uma corrente pré-magnetizante de forma triangular. Esta corrente pré-magnetizante percorre o enrolamento de pré-magnetização ou de excitação do sensor fluxgate, saturando, desse modo, o núcleo periodicamente.

O sinal de saída do sensor é fornecido ao circuito de diferenciação e um comparador de tensão detecta as transições por zero do sinal diferenciado (derivado).

O modo de operação deste procedimento de medida é apresentado na Fig. 2.13. Para simplificar a descrição do modo de operação, a curva de magnetização foi substituída por sua curva média e a histerese foi desprezada. A excitação em forma de onda triangular também facilita essa descrição.

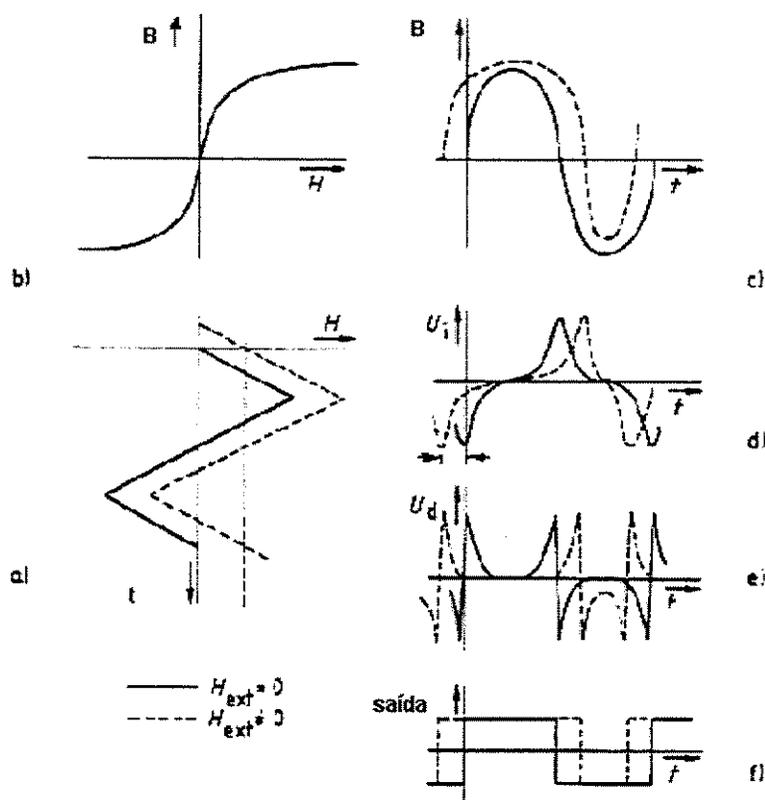


Figura 2.13: Princípio operacional do magnetômetro; a) Campo pré-magnetizante triangular; b) curva de magnetização; c) densidade de fluxo dentro do probe núcleo; d) tensão de saída do enrolamento detector; e) derivada da tensão de saída do enrolamento detector; f) sinal de saída do comparador.

A Fig. 2.13-a mostra um campo de pré-magnetização de forma triangular. Um campo magnético dc externo, atuando na direção do eixo do sensor, é somado ao campo de referência causando, assim, o deslocamento da função triangular ao longo da abscissa. Obtém-se a densidade de fluxo dentro do núcleo (Fig. 2.13-c) através da curva de magnetização.

Se o campo magnético externo não está presente, a função da densidade de fluxo B é simétrica em zero. A tensão induzida no enrolamento detector é proporcional à derivada da densidade de fluxo (Fig. 2.13-d). Os extremos da tensão induzida ocorrem quando a densidade de fluxo é zero. Quando a tensão induzida é derivada, os extremos tornam-se transições por zero (Fig. 2.13-e). Se um comparador for alimentado com a derivada da tensão, a

sua tensão de saída será uma forma de onda retangular, cujas bordas referem-se às transições por zero da tensão diferenciada de entrada (Fig. 2.13-f).

Assim, a aplicação de um campo magnético externo ao sensor *fluxgate* causa um deslocamento no ponto de operação da curva e no tempo das transições por zero da densidade de fluxo dentro do núcleo (linha tracejada na Fig. 2.13). Por isso, há um deslocamento nos máximos da tensão induzida no enrolamento detector, nas transições por zero da tensão derivada e nas bordas da tensão de saída do comparador. A largura do pulso da tensão de saída do comparador é portanto uma medida da intensidade do campo externo aplicado.

2.6.3 Função de Transferência do Sensor

Para se calcular o sinal de saída de um sensor *fluxgate* usando o princípio *pulse-position*, é útil usar uma aproximação por uma função trigonométrica de arcotangente normalizada, (equação 2.17), para se reproduzir a curva de magnetização do núcleo ferromagnético [7]. A função arcotangente apresenta simetria em torno de zero, braços quase paralelos ao eixo para valores negativos e positivos grandes e um ponto de inflexão em zero.

$$\frac{B}{B_0} = \arctan\left(\frac{H}{H_0}\right) \quad (2.17)$$

ou

$$b = \arctan(h) \quad (2.18)$$

As constantes B_0 e H_0 podem ser expressas usando a densidade de fluxo de saturação B_{sat} e a permeabilidade μ_d , que é calculada para a intensidade de fluxo igual a zero ou para H_c quando a histerese não for desprezada:

$$B_0 = \frac{2B_{sat}}{\pi} \quad (2.19)$$

$$H_0 = \frac{2B_{sat}}{\mu_0\mu_d\pi} \quad (2.20)$$

Será usada uma corrente triangular como excitação, que oferece uma boa linearidade ao dispositivo, além de facilitar os cálculos. É interessante que o núcleo apresente uma secção transversal reduzida para aumentar a sensibilidade do sensor.

2.6.4 A Intensidade de Campo Magnético (H) Dentro do Núcleo

A intensidade de campo magnético dentro do núcleo depende da sua forma, da sua secção transversal, e do campo magnético presente, que é a soma do campo magnético externo H_{ext} e o campo de referência H_{ref} .

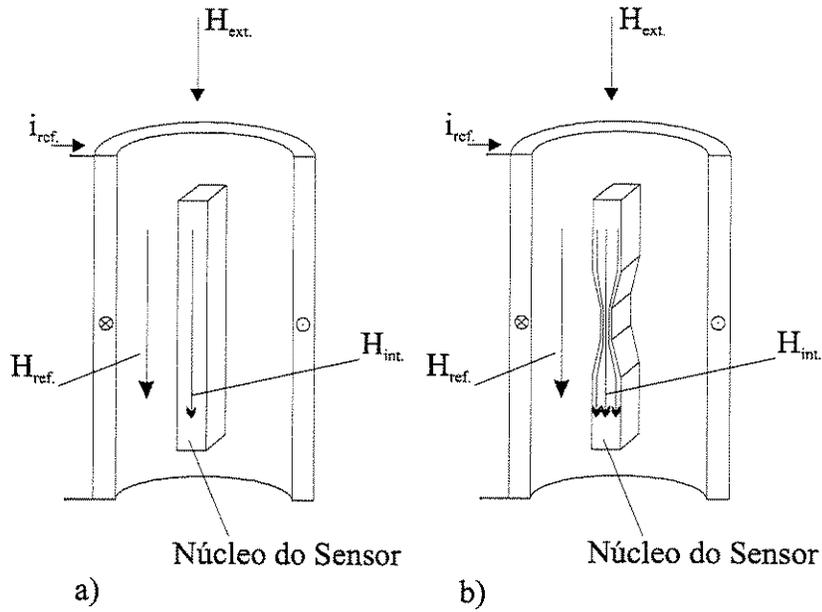


Figura 2.14: Seção transversal do núcleo do sensor linear com seu núcleo e bobina de excitação. a) núcleo linear uniforme; b) núcleo apresentando um estreitamento de área.

Se o núcleo tem uma seção transversal constante em todo o seu comprimento, como na Fig. 2.14-a, a relação entre a intensidade de campo H_{ext} e campo interno H_{int} dentro do núcleo é dada por :

$$H_{int} = \frac{H_{ext}}{(1 + D(\mu_r - 1))}, \quad (2.21)$$

O sensor compara o campo magnético a ser medido com o campo de referência e dá um sinal de saída quando ambos têm a mesma amplitude mas sentidos opostos, ou seja, quando a densidade de fluxo dentro do núcleo torna-se zero. Neste ponto, a inclinação da curva de magnetização é dada por μ_d , que substitui μ_r na equação 2.21,

$$H_{int} = \frac{H_{ext}}{1 + D(\mu_d - 1)} \quad (2.22)$$

para um núcleo com seção transversal constante.

Quando o núcleo possui uma secção transversal reduzida (Fig. 2.14-b), assumindo-se que a permeabilidade é alta e que não há perda de fluxo magnético, desse modo, o fluxo magnético dentro do núcleo é constante e as linhas do campo magnético são concordantes com a forma externa do núcleo. portanto a densidade de fluxo dentro do núcleo é então proporcional à forma da secção transversal e à relação entre a intensidade de campo magnético dentro da secção transversal reduzida, H_{red} , e a intensidade de campo magnético dentro da secção transversal não reduzida, H_{nred} . Assim,

$$\frac{H_{red}}{H_{nred}} = \frac{A_{red}}{A_{nred}} = k_2 \quad (2.23)$$

onde k_2 é uma constante. Considerando que a secção transversal reduzida é apenas uma pequena porção do núcleo total e que a secção não reduzida é constante para uma grande parte do núcleo, observa-se que o valor médio da intensidade de campo dentro do núcleo pode ser aproximada por H_{nred} . Assim a intensidade de campo magnético interno dentro da secção reduzida será:

$$H_{int} = \frac{H_{ext}}{k_2 [1 + D(\mu_d - 1)]} \quad (2.24).$$

Neste caso a intensidade de campo magnético interno do núcleo com redução é maior que a intensidade de campo magnético do núcleo sem estreitamento por um fator de A_{nred}/A_{red} . Como será mostrado na seção seguinte (2.6.7), este fator aumenta a sensibilidade do sensor.

2.6.5 Normalização da Densidade e da Intensidade de Campo Magnético

O sensor compara o campo magnético externo a ser medido com o campo de referência produzido pelo próprio magnetômetro e dá um sinal de saída quando os dois têm amplitudes iguais mas de sinais opostos. Por isso, deve-se observar que o módulo do campo externo H_{ext} sempre deve ser menor que a amplitude do campo de referência H_{ref} ,

$$|H_{\text{ext}}| \leq |H_{\text{ref}}|. \quad (2.25)$$

Para obter a intensidade de campo normalizada, a intensidade de campo interno H_{int} será calculada em relação à intensidade de campo no cruzamento de zero da curva de magnetização,

$$h = \frac{H_{\text{int}}}{H_0} = \frac{H_{\text{ext}} + H_{\text{ref}}}{H_0 k_2 [1 + D(\mu_d - 1)]}. \quad (2.26)$$

A densidade de fluxo dentro do núcleo e o sinal de saída do sensor serão calculados usando a aproximação da função do comportamento do material do núcleo pela equação 2.17. Então a densidade de fluxo B fica:

$$B = B_0 \arctan \frac{H_{\text{ext}} + H_{\text{ref}}}{H_0 k_2 [1 + D(\mu_d - 1)]}. \quad (2.27)$$

Para simplificar os cálculos do sinal de saída do sensor, um valor constante k_1 será introduzido:

$$k_1 = 1 + D(\mu_d - 1) \quad (2.28)$$

Com isso a densidade de fluxo fica:

$$B = B_0 \arctan \frac{H_{\text{ext}} + H_{\text{ref}}}{H_0 k_1 k_2}. \quad (2.29)$$

Para simplificar mais, os fatores h_{ext} e h_{ref} serão introduzidos:

$$h_{\text{ext}} = \frac{H_{\text{ext}}}{H_0 k_1 k_2} \quad (2.30)$$

e

$$h_{\text{ref}} = \frac{H_{\text{ref}}}{H_0 k_1 k_2}. \quad (2.31)$$

2.6.6 Sinal de Saída do Sensor para um Campo de Referência de Forma Triangular

O comportamento dinâmico da intensidade de campo interno no tempo é dado pelo comportamento do campo de referência e do campo externo presente, no tempo. O cálculo do sinal de saída do sensor será feito sob um período τ da intensidade de campo de referência. Esse cálculo torna-se mais fácil quando o máximo do campo triangular, (Fig. 2.11-a), está na origem do sistema de coordenadas. Então, observando-se a Fig. 2.11, as seguintes expressões são obtidas:

$$\text{Intervalo 1 : } \quad \frac{-\tau}{2} \leq t \leq 0 \rightarrow h_{\text{ref}}(t) = h_{\text{ref max}} \left(\frac{4t}{\tau} + 1 \right) + h_{\text{ext}} \quad (2.32)$$

$$\text{Intervalo 2 : } \quad 0 \leq t \leq \frac{\tau}{2} \rightarrow h_{\text{ref}}(t) = h_{\text{ref max}} \left(-\frac{4t}{\tau} + 1 \right) + h_{\text{ext}} \quad (2.33)$$

Nos cálculos seguintes apenas será considerado o intervalo1, para o intervalo2 os cálculos são idênticos. No intervalo1, a densidade de fluxo magnético dentro do núcleo será:

$$B = B_0 \arctan\left(4h_{\text{ref max}} \frac{t}{\tau} + h_{\text{ref max}} + h_{\text{ext}}\right). \quad (2.34)$$

A densidade de fluxo dentro do núcleo não pode ser medida diretamente. Somente o fluxo dentro do núcleo pode ser medido por meio de uma bobina detectora, que detectará a variação do fluxo no tempo. O fluxo dentro do núcleo será:

$$\Phi = BA = B_0 A \arctan\left(4h_{\text{ref max}} \frac{t}{\tau} + h_{\text{ref max}} + h_{\text{ext}}\right), \quad (2.35)$$

e a variação do fluxo no tempo, ou seja, a tensão induzida na bobina detectora será:

$$V_i = -N \frac{\partial \Phi}{\partial t} = -NAB_0 \frac{\frac{4h_{\text{ref max}}}{\tau}}{\left(1 + \frac{4h_{\text{ref max}}}{\tau} t + h_{\text{ref max}} + h_{\text{ext}}\right)^2}. \quad (2.36)$$

Como explicado anteriormente, o sinal de saída do sensor será avaliado quando a densidade de fluxo dentro do núcleo for zero. Neste ponto a curva de magnetização possui um ponto de inflexão. Por isso é útil uma segunda derivada da densidade de fluxo para observar as suas transições por zero.

A segunda derivada no tempo do fluxo será:

$$V_d = \frac{dV_i}{dt} = -N \frac{d^2 \Phi}{dt^2}. \quad (2.37)$$

$$V_d = -NAB_0 \frac{\left(\frac{4h_{\text{ref max}}}{\tau} t\right)^2 \left(2\left(\frac{4h_{\text{ref max}}}{\tau} t + h_{\text{ref max}} + h_{\text{ext}}\right)\right)}{\left[1 + \left(\frac{4h_{\text{ref max}}}{\tau} t + h_{\text{ref max}} + h_{\text{ext}}\right)^2\right]^2} \quad (2.38)$$

É possível mostrar que, quando $V_d=0$, tem-se:

$$\frac{4h_{\text{ref max}}}{\tau} t + h_{\text{ref max}} + h_{\text{ext}} = 0 \quad (2.39)$$

e a solução de t para os intervalos 1 e 2, (t_1 e t_2 , Fig. 2.11) será:

$$\text{Intervalo1: } t_1 = -\frac{h_{\text{ref max}} + h_{\text{ext}}}{4h_{\text{ref max}}} \tau \quad (2.40)$$

$$\text{Intervalo2: } t_2 = \frac{h_{\text{ref max}} + h_{\text{ext}}}{4h_{\text{ref max}}} \tau \quad (2.41)$$

A diferença entre estes dois tempos, ou seja, o tempo de duração do pulso, é:

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{\tau}{2} + \frac{h_{\text{ext}}}{2h_{\text{ref max}}} \quad (2.42)$$

substituindo-se h_{ext} e $h_{\text{ref max}}$ pelos valores definidos nas equações (2.30) e (2.31), a duração do pulso será:

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{\tau}{2} + \frac{H_{\text{ext}}}{2H_{\text{ref max}}} \quad (2.43)$$

Esta equação mostra que a duração do pulso é linearmente relacionada com o campo magnético externo a ser medido. A relação é:

$$\Delta t = a'H_{\text{ext}} + b' \quad (2.44)$$

onde b' é uma constante que descreve que a duração do pulso é igual à metade do período quando não há campo externo aplicado; a' é a inclinação, que é a razão entre o período e o valor de pico do campo de referência H_{ref} dividido por dois.

2.6.7 Sensibilidade

A sensibilidade S é a razão de uma mudança no sinal de saída e a respectiva mudança no sinal de entrada, que é o valor a ser medido:

$$S = \frac{\Delta_{saída}}{\Delta_{entrada}} \quad (2.45)$$

Se uma razão diferencial é usada, a equação (2.45) deve ser derivada em função do valor medido H_{ext} . Assim a sensibilidade deste tipo de magnetômetro torna-se:

$$S = \frac{\partial(\Delta t)}{\partial H_{ext}} = \frac{\tau}{2H_{ref\ max}} \quad (2.46)$$

ou usando as equações (2.20), (2.28), (2.31.), e (2.45):

$$S = \frac{\tau}{2H_0 k_1 k_2 h_{ref\ max}} \quad (2.47)$$

ou

$$S = \frac{\mu_0 \mu_d \pi \tau}{4k_2 [1 + D(\mu_d - 1)] B_{sat} h_{ref\ max}} \quad (2.48)$$

É possível simplificar esta equação, pelo fato de que para os materiais comuns e formas de núcleos comuns as duas relações seguintes podem ser usadas [7]:

$$D \gg \frac{1}{\mu_d - 1} \quad (2.49)$$

e

$$\mu_d \gg 1 \quad (2.50)$$

então a sensibilidade torna-se:

$$S \approx \frac{\pi}{4} \mu_0 \frac{A_{\text{nred}}}{A_{\text{red}}} \frac{\tau}{DB_{\text{sat}} h_{\text{ref max}}} \quad (2.51)$$

2.7 Adequação da Teoria ao Sensor Proposto

O sensor que foi construído possui um núcleo com a mesma geometria proposta por Bosse [16], mas com dimensões um pouco maiores, tornando o processo de construção mais fácil, já que toda a confecção será artesanal.

A Fig. 2.15 ilustra a geometria, em forma de H com duas barras cruzadas, do núcleo proposto. Pode-se observar que existe um caminho fechado para o campo pré-magnetizante; por isso há um menor consumo de energia quando se compara com caminhos que se fecham pelo ar. Nota-se também, que as quatro hastes do H garantem uma boa seletividade direcional à componente, na direção do eixo do sensor, do campo a ser medido. Pelo fato de as extremidades das hastes do sensor serem arredondadas, há uma diminuição do campo remanescente da estrutura.[7]

No item anterior (2.6), todos os cálculos foram feitos para o tipo de sensor no qual tanto o campo de referência quanto o que está sendo medido percorrem o mesmo caminho magnético e portanto sofrem a mesma ação desmagnetizante. O sensor proposto possui percursos

diferentes para cada campo, então tem-se K_1 's diferentes. O campo de referência percorre um caminho fechado e o campo medido um caminho aberto.

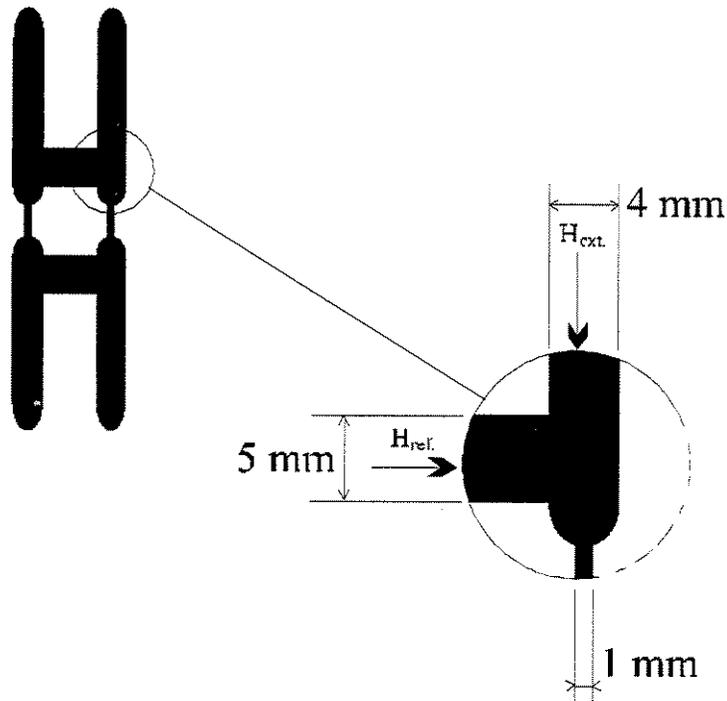


Figura 2.15: Núcleo do sensor proposto.

Além disso, pode-se observar na geometria do sensor (Fig. 2.15) que o fator k_2 também é diferente.

Assim, a equação (2.26) reescrita para a nova geometria torna-se:

$$h' = \frac{H'_{int}}{H_0} = \frac{H_{ext}}{H_0 k_1 k_2} + \frac{H_{ref}}{H_0 k'_1 k'_2} \quad (2.52)$$

onde, para as dimensões do núcleo,(Fig. 2.15) tem-se:

$$k'_2 = 0,8k_2 \quad (2.53)$$

UNICAMP

BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

Quando um campo está confinado num caminho fechado o fator desmagnetizante torna-se desprezível [16]. Assim pela equação (2.28):

$$k'_1=1 \quad (2.54)$$

Reescrevendo-se a equação (2.31) tem-se:

$$h'_{\text{ref}} = \frac{H_{\text{ref}}}{H_0 k'_1 k'_2} \quad (2.55)$$

e a equação (2.42) torna-se:

$$\Delta t' = \frac{\tau}{2} + \frac{\tau h_{\text{ext}}}{2h'_{\text{ref max}}} \quad (2.56)$$

2.7.1 A Sensibilidade do Sensor Proposto

No sensor construído o sinal de saída é o valor médio da tensão de saída do comparador. Além disso, como será explicado posteriormente, o sensor é diferencial, apresentando uma sensibilidade duas vezes maior.

Se a tensão retangular de saída estiver limitada entre $\pm V_{\text{ref}}$ e a sensibilidade for duas vezes maior, a largura do pulso será de $2\Delta t'$. Desse modo a tensão de saída do comparador pode ser escrita como:

$$V_{\text{comp}} = \begin{cases} 2V_{\text{ref}} & \rightarrow 0 \leq t \leq 2\Delta t' \\ 0 & \rightarrow 2\Delta t' < t \leq \tau/2 \end{cases} \quad (2.57)$$

A tensão média será:

$$V_m = \frac{1}{\tau/2} \int_0^{\tau/2} V_{\text{comp}}(t) dt \quad (2.58)$$

$$V_m = \frac{4V_{ref}}{\tau} (2\Delta t') = \frac{8V_{ref}}{\tau} (\Delta t') \quad (2.59)$$

Das equações (2.30), (2.55), (2.56) e (2.59) tem-se:

$$V_m = 4V_{ref} \left(1 + 4 \frac{k'_1 k'_2 H_{ext}}{k_1 k_2 H_{ref max}} \right) \quad (2.60)$$

A sensibilidade é a derivada da equação (2.60) em função de H_{ext} , então:

$$\frac{\partial V_m}{\partial H_{ext}} = 4 \frac{k'_1 k'_2}{k_1 k_2} \frac{V_{ref}}{H_{ref max}} \quad (2.61)$$

Até aqui considerou-se a forma de onda do campo de excitação como sendo triangular mas o campo de referência utilizado, no magnetômetro construído, foi senoidal. Para que todos os cálculos feitos até aqui continuem sendo válidos para a excitação senoidal, considera-se que a senóide tenha a mesma taxa de subida, em função do tempo, da triangular. Com esta característica definida, a relação entre os extremos destas duas formas de excitação é:

$$H_{ref max} = H_{ref max}^{\sim} \frac{\pi}{2} \quad (2.62)$$

onde $H_{ref max}^{\sim}$ é a amplitude máxima do campo de referência senoidal.

A sensibilidade teórica aproximada para uma excitação senoidal é, então:

$$S^{\sim} \approx \frac{8}{\pi} \frac{k'_1 k'_2}{k_1 k_2} \frac{V_{ref}}{H_{ref max}^{\sim}} \quad (2.63)$$

CAPÍTULO 3

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DO SENSOR E DO CIRCUITO MAGNETOMÉTRICO

Neste capítulo serão descritas as etapas da construção do sensor *fluxgate* proposto e o circuito magnetométrico utilizado para efetuar medidas de uma determinada faixa de campos magnéticos. Primeiramente será apresentada a manufatura do núcleo de forma detalhada e depois a montagem final do sensor.

3.1 Construção do Sensor

O núcleo do sensor é o ponto mais importante de um magnetômetro *fluxgate* pois é ele o elemento sensível ao campo magnético.

3.1.1 Material do Núcleo

O material para compor o núcleo de um sensor *fluxgate* precisa apresentar as seguintes características: alta permeabilidade, baixo campo de coercividade, ou seja, deve ser um material magnético *soft*. Assim o material adquirido para a construção do sensor foi o VITROPERM[®] 800F que é uma liga nanocristalina magnética *soft*, ($\text{Fe}_{73,5}\text{Cu}_1\text{Nb}_3\text{Si}_{15,5}\text{B}_7$), que se encontra na forma de fita com espessura de $23^{\pm 0,6}\mu\text{m}$ e largura de $25^{\pm 0,5}\text{mm}$. Esta fita foi cedida

como amostra pela empresa alemã Vaccumschmelze [21, 22], que também fabrica as ligas amorfas Vitrovac[®] e Vacoperm[®] muito utilizadas na construção de sensores *fluxgate*.

3.1.2 Confeção do Núcleo

A Fig. 3.1 ilustra a geometria, em forma de H com duas barras cruzadas, do núcleo e as suas dimensões. Pode-se observar o caminho fechado percorrido pelo campo de referência.

Para se conseguir esse formato a partir da fita, utilizou-se um processo de litografia. Esse processo permite uma grande liberdade na construção de geometrias especiais.[16, 17]

O processo de confecção será descrito em seguida.

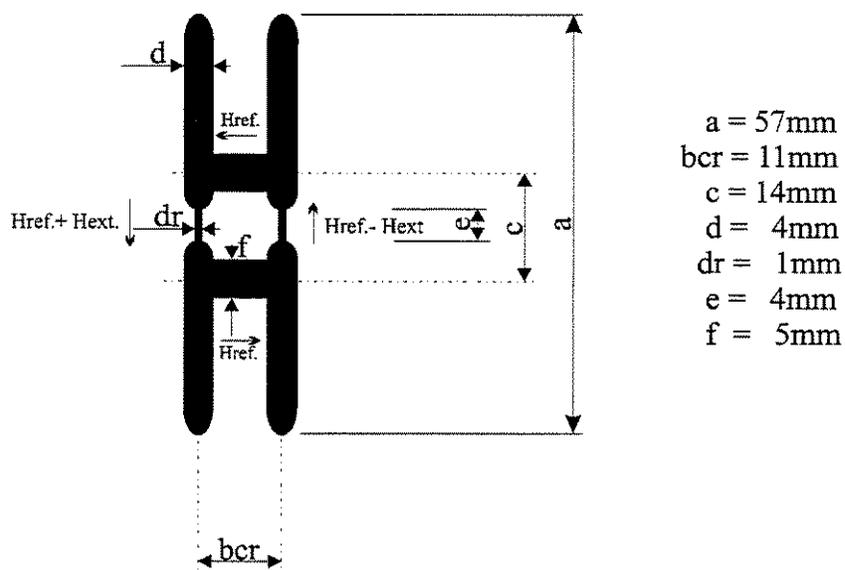


Figura 3.1: Geometria do núcleo do sensor construído com suas dimensões.

Toda a etapa de confecção do núcleo foi realizada nos laboratórios do Centro de Componentes Semicondutores (CCS) da Unicamp.

O primeiro passo foi a elaboração da máscara negativa do núcleo, da qual foi feito um fotolito positivo.

A fita foi cortada em pedaços de aproximadamente 7 cm, presos em suportes, para que fosse aplicado o foto-resiste 4620 em ambiente com luz amarela. Os suportes com as lâminas foram colocados em uma centrífuga à uma rotação de 4000 rpm por 50 segundos, para que o foto-resiste cobrisse a fita com uma espessura uniforme de 5 μm . Depois, as lâminas foram colocadas em uma estufa a 90°C por 30 minutos para melhorar a aderência.

Os fotolitos foram então colocados sobre as lâminas e fixados. Utilizando um equipamento adequado (Expositora Riston modelo ER5045), as lâminas foram expostas à luz (com comprimento de onda 400 nm). Depois da exposição o foto-resiste encontra-se pronto para ser revelado com AZ400 diluído em água na proporção de 1:1. A revelação dura 50 segundos. Novamente as lâminas foram levadas à estufa a 90 °C por 30 minutos.

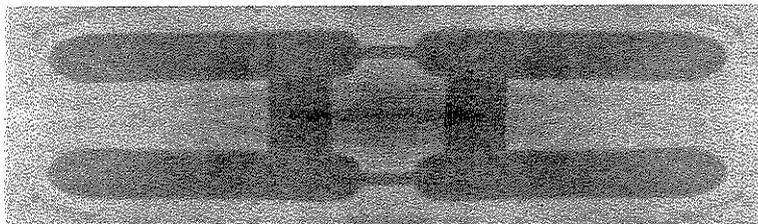


Figura 3.2: Lâmina antes da corrosão.

Antes da etapa de corrosão as costas das lâminas foram protegidas com tinta esmalte. A Fig. 3.2 mostra uma lâmina antes da corrosão. Nessa etapa as lâminas foram imersas

individualmente em uma solução de HF/H₂O₂ (6% de HF e 94% de H₂O₂ (30%)) por aproximadamente 15 segundos. A última etapa é a limpeza das peças com água destilada.

A solução utilizada na corrosão é indicada para polimento químico em ligas de Fe-Si [18]. Assim, foi possível obter as peças que constituem o núcleo do sensor.

3.1.3 O Sensor Completo

Com as peças na forma do núcleo proposto, passou-se à fase final da manufatura. Dez lâminas foram empilhadas e alinhadas. As duas bobinas de pré-magnetização foram enroladas manualmente nas barras cruzadas do H, cada uma delas com 100 espiras de fio de cobre esmaltado ($\varnothing = 0,127$ mm). As bobinas detectoras possuem 100 espiras do mesmo fio de cobre em 4 camadas e foram enroladas na parte de área reduzida das hastes, (Fig. 3.3).

As lâminas com as bobinas foram colocadas em um suporte usinado em acrílico. Sobre este suporte foram construídas mais duas bobinas ligadas em série. Através dessas bobinas ocorre a realimentação do magnetômetro em malha fechada. Neste mesmo suporte foram colocados pinos de contato onde foram soldados os terminais das bobinas.

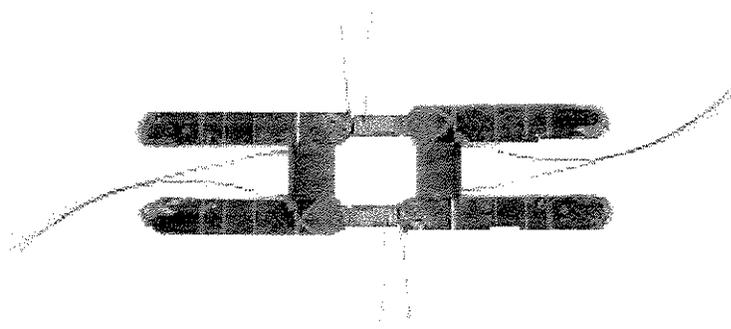


Figura 3.3: Imagem do núcleo com as bobinas de excitação e de detecção.

A ligação entre o sensor e o circuito eletrônico foi feita com pares de fios trançados blindados. O aterramento da blindagem dos fios foi feita de maneira que não houvesse um caminho fechado para a o ruído [19]. Em seguida um novo suporte foi colocado para proteger todo o dispositivo (Fig. 3.4).

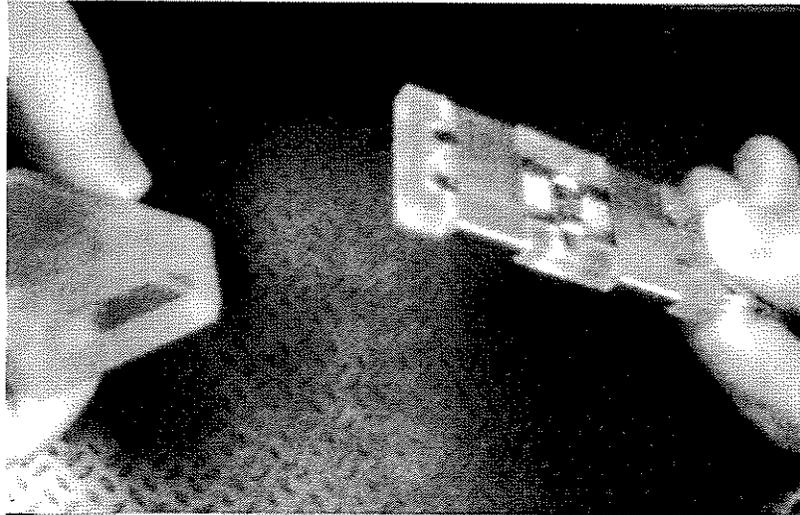


Figura 3.4: Foto do sensor completo e do suporte de proteção.

3.2 A Eletrônica do Magnetômetro

A eletrônica envolvida no magnetômetro será abordada em seguida. O esquema em diagrama de blocos do circuito eletrônico é mostrado na Fig. 3.5.

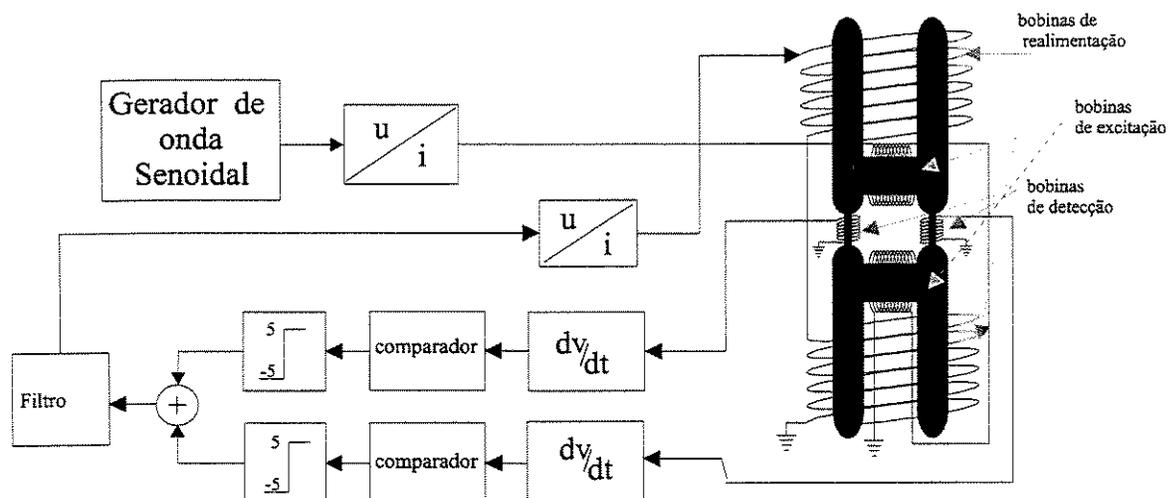


Figura 3.5: Diagrama completo do processamento eletrônico utilizado no magnetômetro.

3.2.1 O Circuito Magnetométrico

O funcionamento da eletrônica do magnetômetro será explicado neste item. A Fig. 3.6 traz sete gráficos que esclarecem bem o princípio de medida do sistema. O esquemático do circuito eletrônico completo está apresentado na Fig. 3.8. Uma foto do magnetômetro completo, sensor e circuito eletrônico, está ilustrada na Fig. 3.9.

Para se gerar o campo de excitação do núcleo e levá-lo à "saturação" ciclicamente, foi construído um oscilador senoidal em ponte de Wien com frequência oscilação

de 10 KHz (Fig. 3.6-a). A frequência de excitação é limitada pela resistividade do material, a qual define a profundidade que a magnetização consegue ser induzida dentro do material.

A tensão de saída do oscilador é convertida em corrente e alimenta as bobinas de pré-magnetização do sensor. Os sinais induzidos nas bobinas detectoras, (Fig. 3.6-d), são coletados por estágio de alta impedância com um ganho suficiente para que não sature a saída. Se isto acontecer, a informação, que está nos extremos da tensão induzida, seria perdida. Vale lembrar, que a medida está baseada nos cruzamentos de zero da densidade de fluxo dentro do núcleo e que só se tem acesso a eles através dos máximos e mínimos da tensão induzida nas bobinas detectoras.

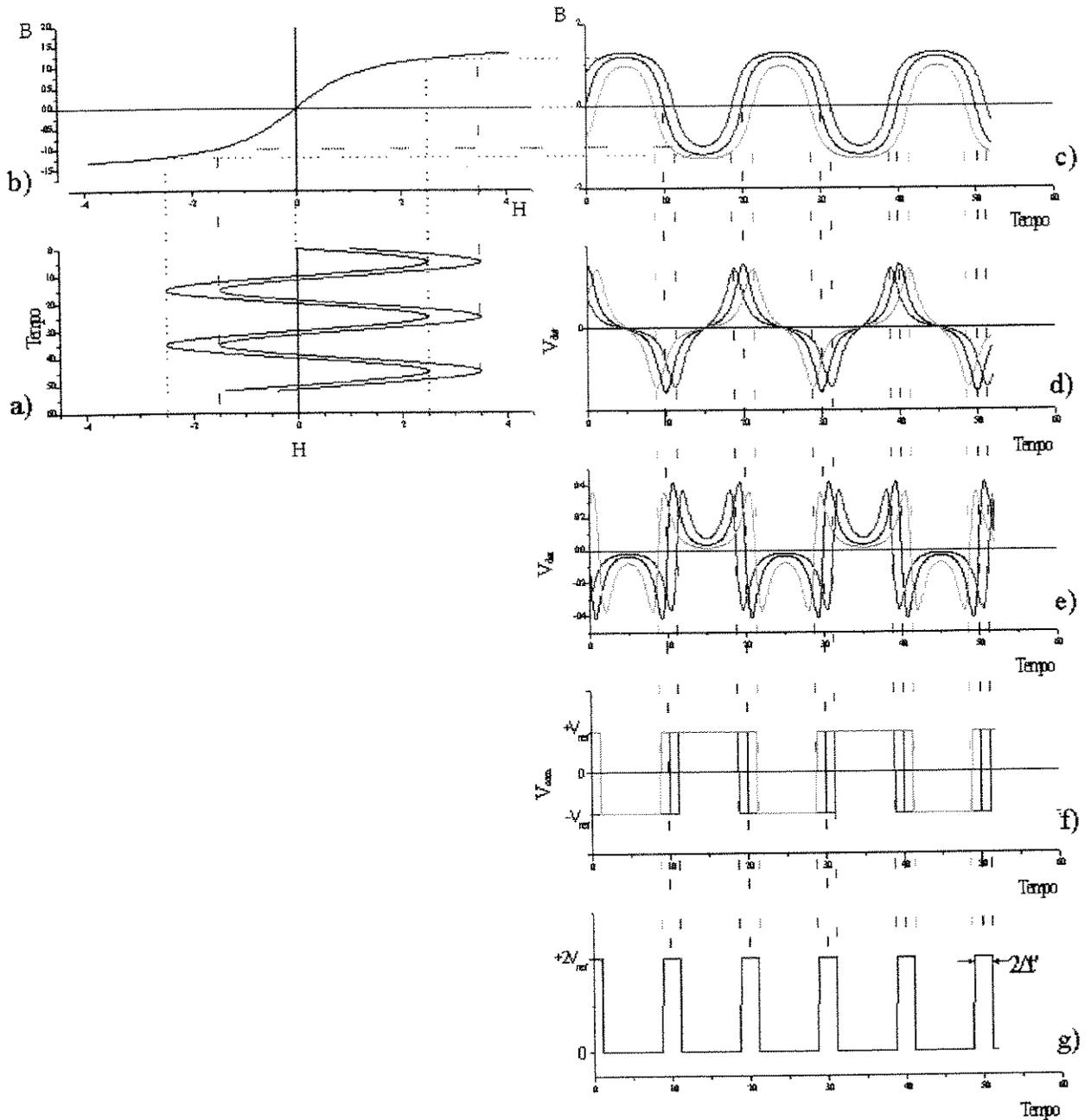


Figura 3.6: Princípio de medida do magnetômetro implementado; a) Campo de excitação senoidal (H); b) Curva de magnetização aproximada sem histerese; c) Indução magnética em função do tempo; d) Tensão induzida nas bobinas detectoras diferenciais; e) Tensão de saída do diferenciador; f) Saídas das chaves analógicas e g) Pulsos de largura modulada pela amplitude do campo externo medido.

Seguindo o princípio de medida do magnetômetro *pulse-position*, o sinal deve ser derivado para se ter acesso aos cruzamentos de zero da densidade de fluxo dentro do núcleo. Após o sinal ter sido derivado, (Fig. 3.6-e), cria-se uma onda quadrada com a ajuda de um comparador de tensão com histerese, com o intuito de diminuir ruídos. A histerese deve ser suficiente para eliminar a incerteza do comparador no ponto de chaveamento.

Para um sensor de haste simples, bastaria esse sinal para se ter uma medida proporcional ao campo magnético externo caso se fosse medir a diferença das durações de tempo dos semi-períodos da onda retangular da saída do comparador. No caso do sensor diferencial, a saída em malha aberta poderia ser os pulsos da Fig. 3.6-g. Essa medida pode ser feita digitalmente.

Seguindo-se a seqüência do processamento dos sinais, foi inserida uma chave analógica que comuta tensões de referências de $\pm 5V$, ($\pm V_{ref}$), (Fig. 3.6-f), geradas por uma fonte de referência, (Fig. 3.7), presente no circuito. Assim a onda retangular ficou limitada $\pm 5V$. O sinal de saída de cada uma das bobinas sofre o processamento descrito até aqui. Depois esses sinais são subtraídos e formam pulsos com largura modulada pelo campo externo. A subtração é feita, na verdade, apenas invertendo-se uma das bobinas detectoras e depois, para se ter os pulsos de saída, soma-se as saídas da chave analógica. A inversão também pode ser feita no comparador.

Depois de somados, esses pulsos (Fig. 3.6-g) são filtrados e integrados e geram uma tensão média que é diretamente proporcional ao campo magnético medido. Esses pulsos podem ser positivos ou negativos dependendo da direção do campo externo.

Para se ter o sistema realimentado essa tensão medida é convertida em corrente e inserida na bobina de realimentação do sensor. O sensor, nesta configuração, opera sempre

muito próximo a um campo nulo. Assim a linearidade fica praticamente garantida. Os limites de medida do magnetômetro passam a depender somente do circuito, ou seja, da corrente máxima que pode ser fornecida à bobina de realimentação para zerar o campo externo.

No estudo e ajuste do sistema eletrônico alguns pontos do circuito precisam apresentar mobilidade para que se possa observar os efeitos de algumas variáveis do sistema magnetométrico. Esses pontos são a amplitude do sinal de excitação do sensor, o ganho do *buffer*, os ajustes da frequência de corte e do ganho do sistema e a regulação de offset do circuito. Pode ser observado, na Fig. 3.7, que existe um controle de *offset* geral para o circuito. Ou seja, calibrando-se os valores das tensões de referência, o *offset* total do circuito poderá ser "anulado".

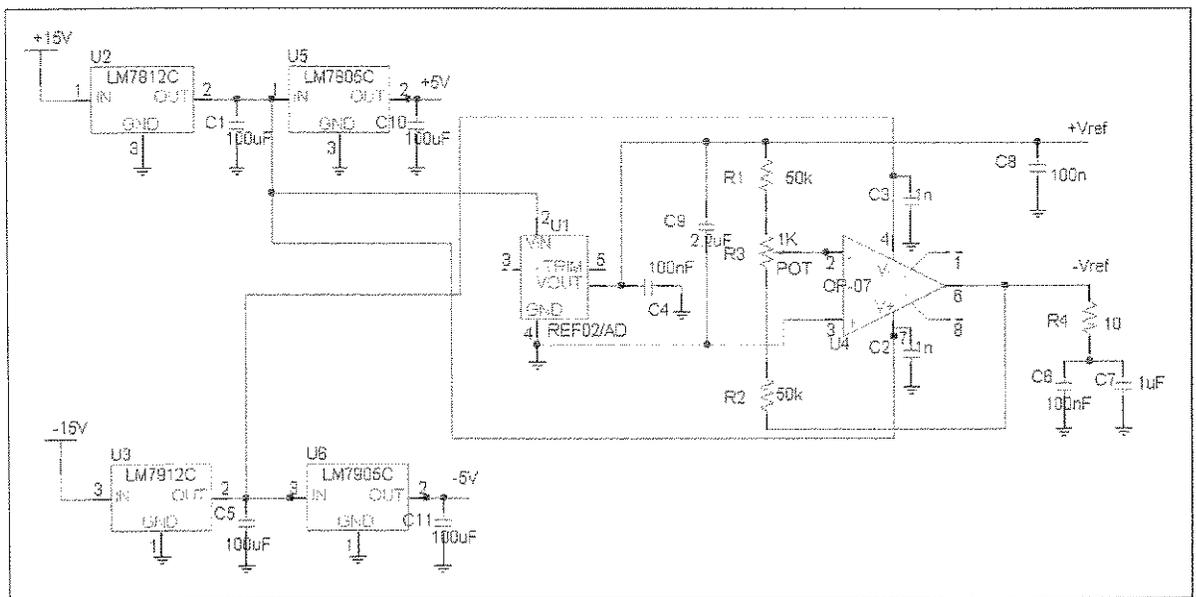


Figura 3.7: Fontes de alimentação e tensões de referência do circuito.

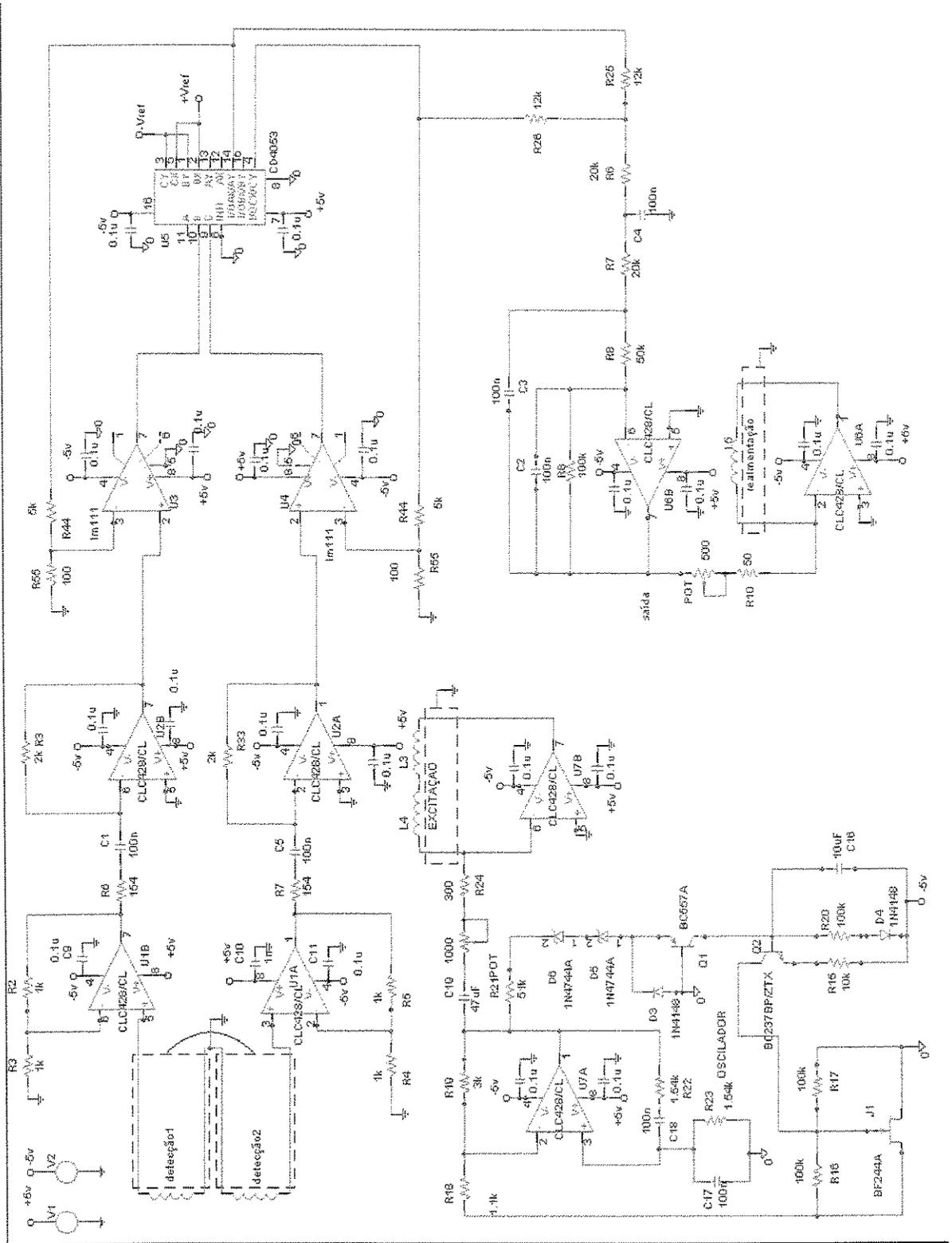


Figura 3.8: Circuito eletrônico utilizado no magnetômetro.

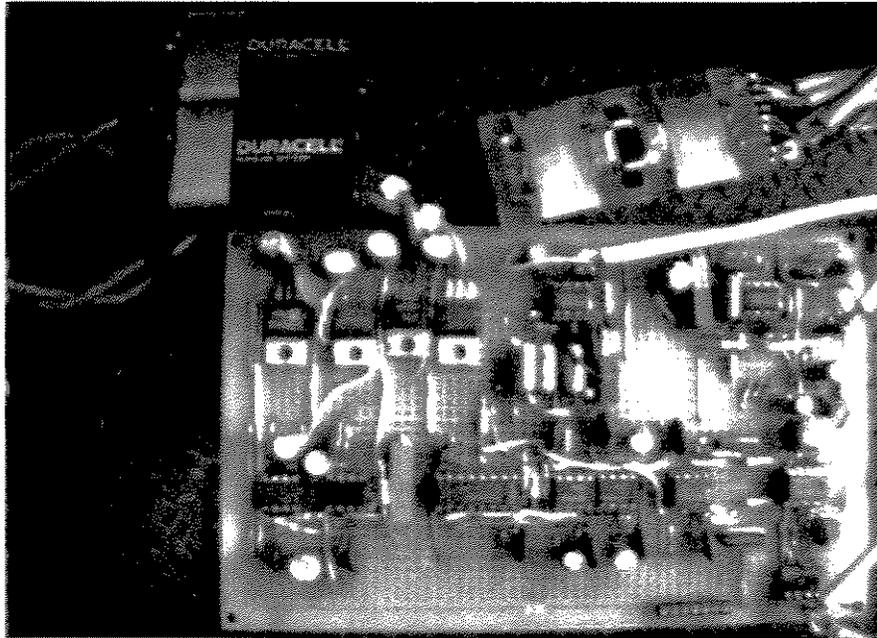


Figura 3.9 : Foto do sensor e do circuito magnetométrico.

Algumas simulações computacionais do circuito e do sensor foram feitas utilizando o simulador de circuitos elétricos Pspice 8.0. Este simulador utiliza o modelo Jiles-Atherton [23] para implementar a curva de magnetização de núcleos magnéticos. Algumas referências sobre simulações de sensores foram encontradas [24, 25]; entretanto, não se conseguiu um modelo adequado para o núcleo magnético construído. Mesmo assim, uma análise qualitativa do princípio de funcionamento do magnetômetro *pulse-position* pode ser feita através de simulações. Nessas simulações, foi utilizado o subprograma Parts do Pspice para implementar um núcleo magnético com parâmetros de acordo com as referências [24] e [25]. Essas simulações foram de grande relevância para o entendimento da técnica *pulse-position* e do comportamento de núcleos magnéticos. Os esquemas simulados do circuito eletrônico e do sensor *fluxgate* estão apresentados na Fig. 3.10. Como se pode observar, o sensor foi montado associando-se dois núcleos magnéticos K1 e K2 com 6 bobinas, sendo que as pares estão enroladas no núcleo K1 e

as ímpares no núcleo K2 e as ligações elétricas podem ser observadas na Fig. 3.10. Algumas das formas de onda do circuito simulado são ilustradas nos gráficos da Fig. 3.11.

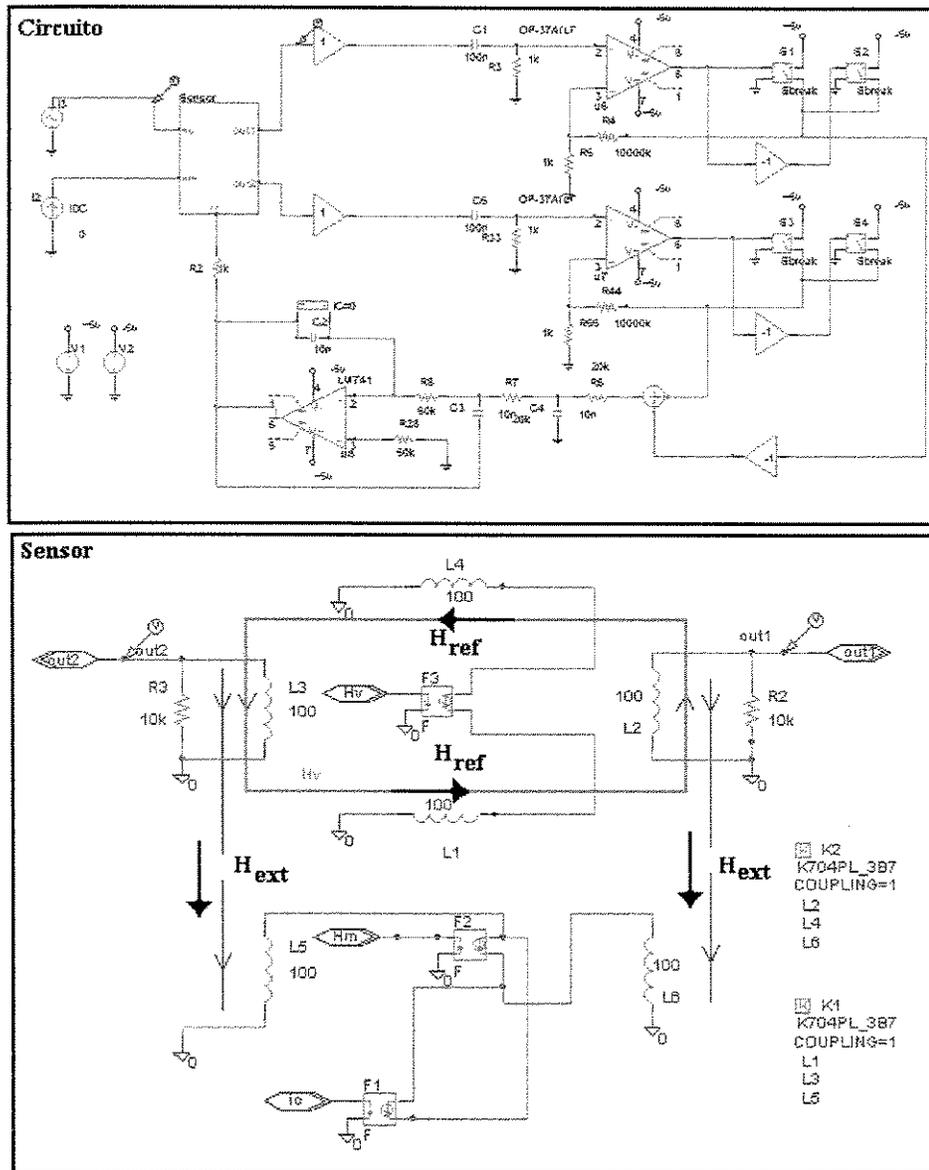


Figura 3.10: Circuito e sensor utilizados na análise qualitativa do princípio *pulse-position*.

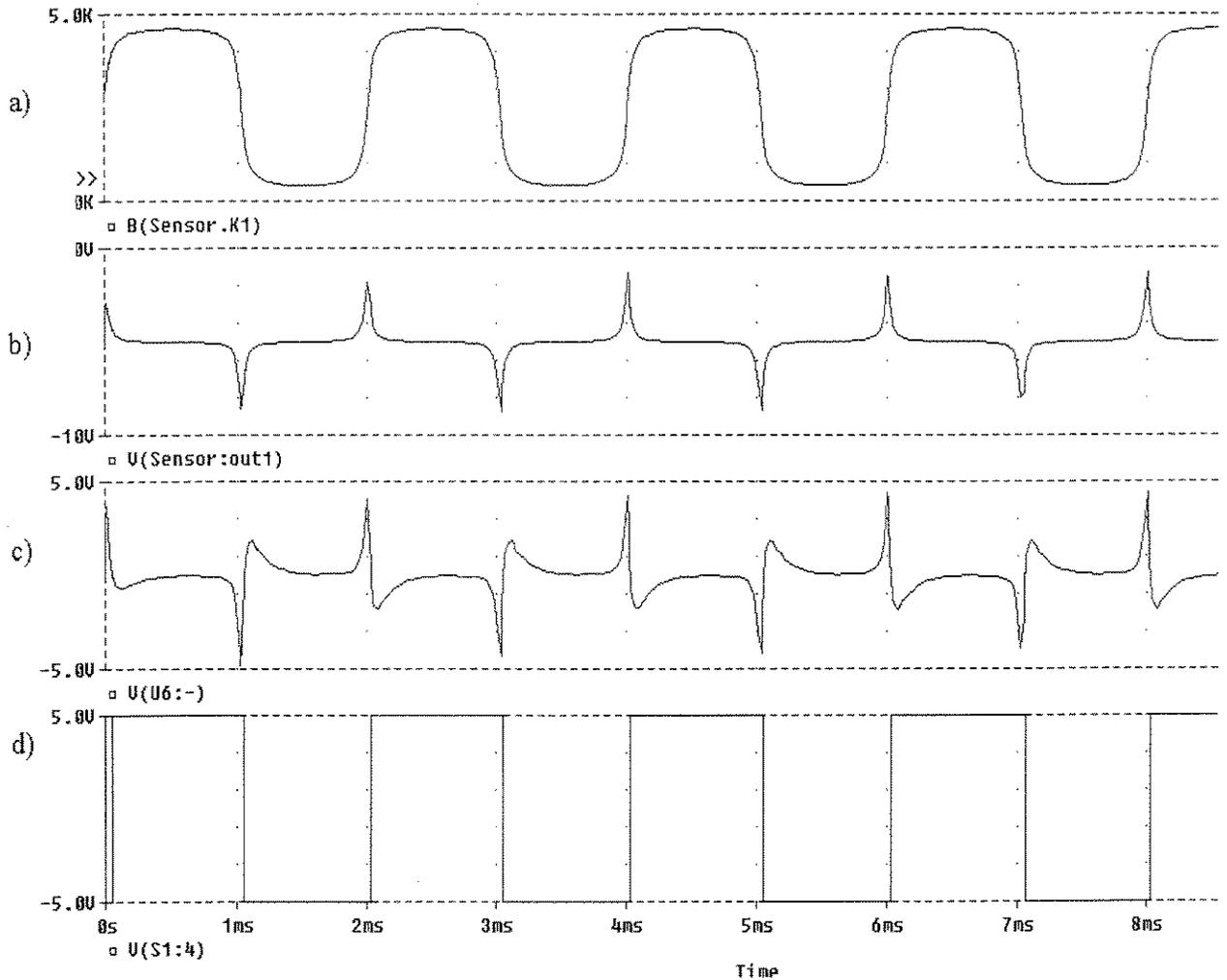


Figura 3.11: Gráficos obtidos do circuito simulado. a) campo magnético dentro do núcleo K1; b) tensão induzida na bobina sensora; c) saída do diferenciador passivo e d) saída da chave analógica.

Uma outra observação importante a se fazer sobre o *layout* do circuito eletrônico é o fato de que, quando se mistura circuitos analógicos e digitais, deve-se tomar o cuidado de se separar o terra analógico do terra digital. Nos momentos de transição de um estado para o outro, de -5 para $+5$ V, existe um curto-circuito temporário, entre as tensões de referência negativa e positiva, que gera ruídos para o sistema. Esses ruídos podem ser minimizados com alimentações e terras "separados" para os componentes que sofrem o curto-circuito temporário. Uma observação mais cuidadosa da Fig. 3.8 revela os cuidados tomados no *layout* do circuito.

CAPÍTULO 4

MEDIDAS E RESULTADOS

4.1. Procedimentos Experimentais

Para uma avaliação do comportamento do sensor, é conveniente dispor-se de um conjunto de espiras e fonte de corrente capaz de produzir um campo magnético uniforme em um volume de espaço de dimensões razoavelmente maiores que as do sensor. Então foi construído um solenóide com as seguintes características:

- Comprimento 50 cm;
- Diâmetro 5,2 cm;
- 126 espiras espaçadas regularmente.

Outro fator importante é a disposição do solenóide na bancada de testes, que deve estar posicionado na direção do menor campo magnético local, quando não se dispõe de um equipamento de isolamento magnética. Com a ajuda de um sensor de referência o solenóide foi colocado na direção de campo mínimo e, logo depois, foi fixado. O sensor de referência utilizado para posicionar e calibrar a bobina foi o Heli Flux[®] Magnetic Null Sensor Type MND-5C-200

que foi gentilmente emprestado pelo IEAv/CTA. Esse sensor mede um campo máximo de ± 200 mOe com uma sensibilidade de 12 mV/mOe. O campo máximo medido na bancada foi de ± 190 mOe.

Para proceder a calibração do solenóide, o sensor de referência foi fixado no centro da bobina. Uma corrente foi sendo aplicada na bobina e a tensão do sensor de referência foi sendo medida. A Fig. 4.1 mostra o resultado dessas medidas junto com a relação teórica de campo e corrente [20] que, no centro do solenóide, é:

$$H_{\text{centro}} = \frac{(\text{N}^{\circ} \text{ espiras})(\text{corrente})}{(\text{comprimento})} \text{ [A/m]}. \quad (4.1)$$

Como pode ser observado no gráfico da Fig. 4.1 os pontos experimentais da calibração do solenóide foram ajustados por uma reta que cruza a origem com inclinação de 3 mOe/mA. Portanto o campo no centro é:

$$H_{\text{centro}} \cong 3 \times (\text{corrente}) \text{ [mOe]} \quad (4.2)$$

para valores de corrente em [mA].

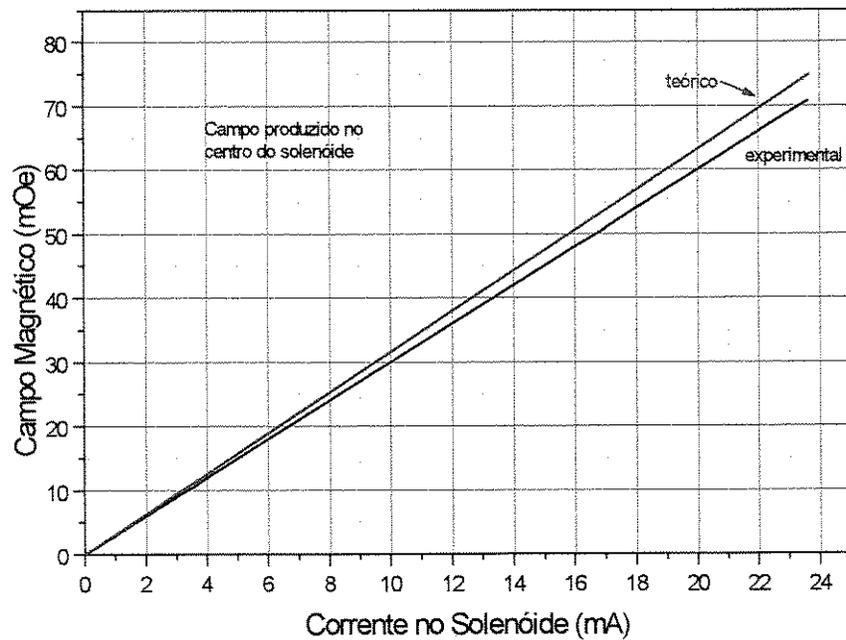


Figura 4.1: Curva de calibração do solenóide de testes utilizado nos experimentos.

4.2. A Base Experimental

Todos os experimentos foram feitos no Laboratório de Instrumentação e Sensores (LIS) do Departamento de Eletrônica e Microeletrônica (DEMIC) da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da UNICAMP.

O esquema da Fig. 4.2 mostra as ligações e os equipamentos utilizados, (Tabela 4.1), nas medidas experimentais efetuadas para a análise do sensor e do circuito magnetométrico.

Descrição	Marca	Modelo
Osciloscópio (Digital)	Hewlett Packard	54501A – 100 MHz
Analisador de Sinais	Hewlett Packard	35660A – 100 KHz
Gerador de Sinais	Hewlett Packard	3325B – 15 MHz
Multímetro	Hewlett Packard	3478
Multímetro	Keithley	197
Fonte de Alimentação	Hewlett Packard	E3631A
Aquisição de Dados	National Instruments	LabVIEW 5.0

Tabela 4.1: Relação dos Equipamentos e Software Utilizados

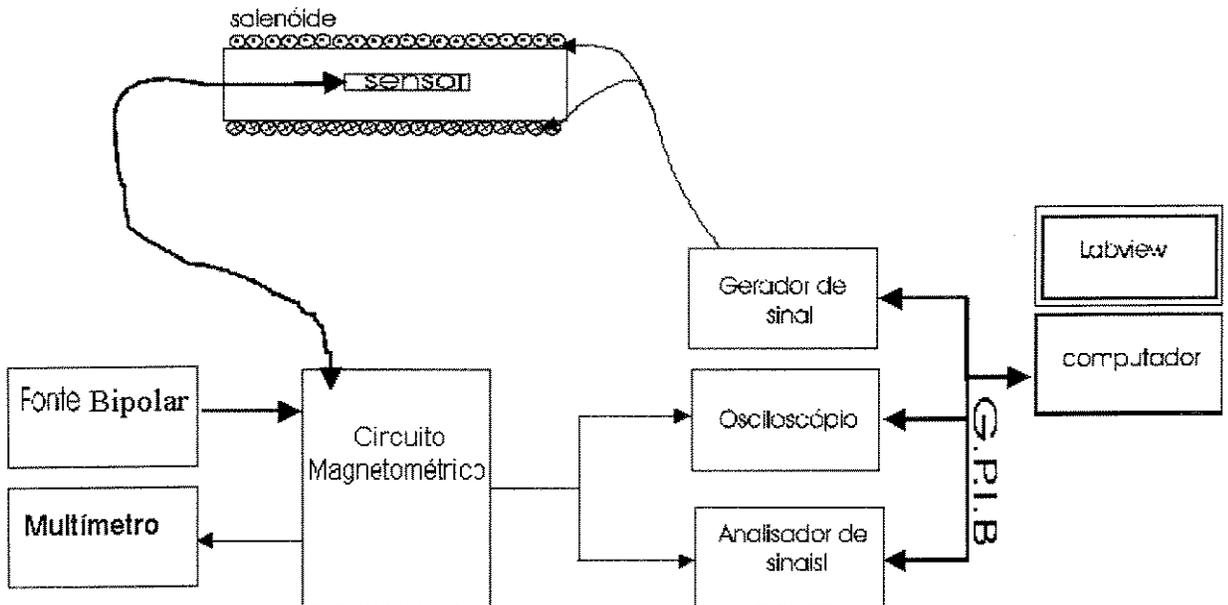


Figura 4.2: Base instrumental geral utilizada nos experimentos de bancada.

Como pode ser observado alguns equipamentos estão interligados a um microcomputador através de uma interface GPIB. Com a ajuda do software Labview®, utilizado para desenvolver instrumentação virtual, alguns instrumentos (programas) foram desenvolvidos para facilitar e ajudar na obtenção dos resultados experimentais.

4.2.1. A Curva de Histerese do Sensor

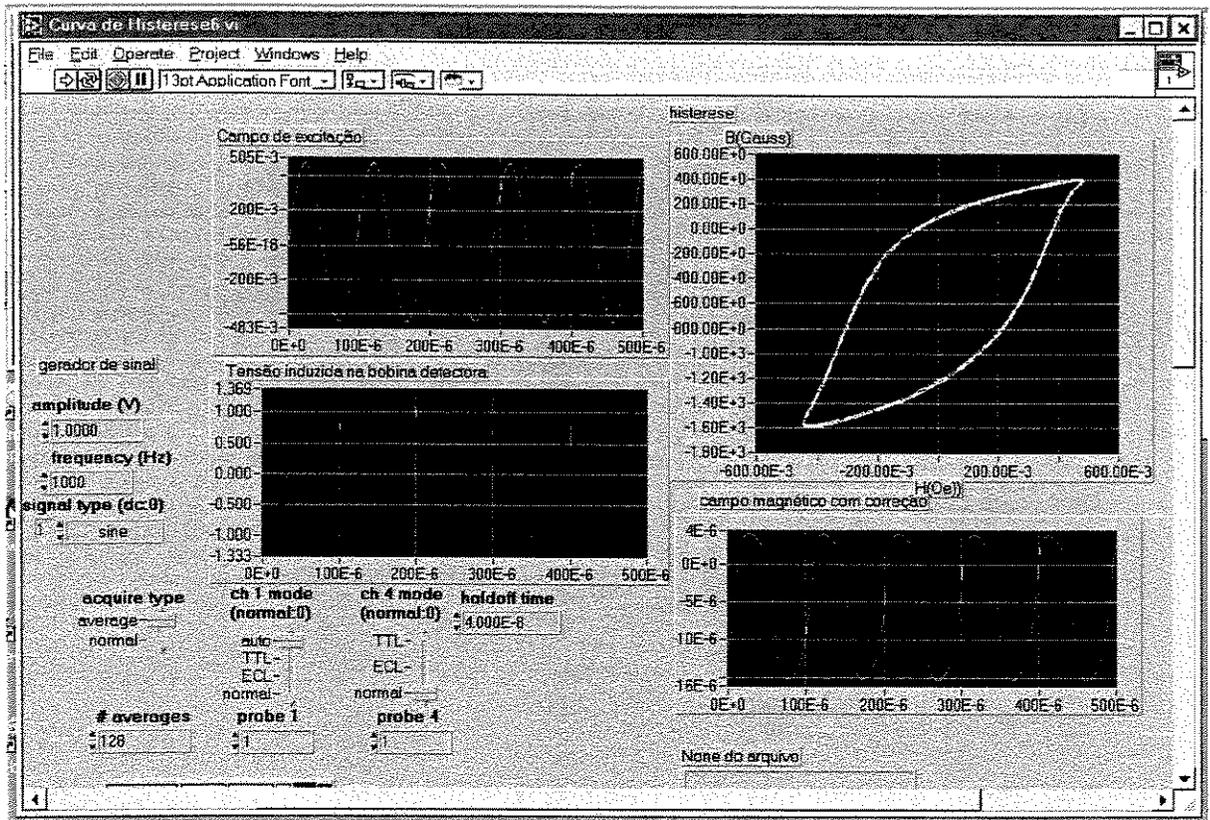


Figura 4.3: Tela gráfica do instrumento virtual desenvolvido para a aquisição do laço de histerese.

É interessante observar o comportamento do campo magnético dentro do núcleo do sensor. Informações como fator k_1 e permeabilidade podem ser retiradas da curva de histerese. Assim, foi desenvolvido um instrumento virtual capaz de fornecer curva $B \times H$ do sensor. A Fig. 4.3 apresenta a tela gráfica do programa desenvolvido.

A intensidade de campo magnético é uma grandeza proporcional à corrente que percorre as bobinas de pré-magnetização do sensor. Uma estimativa do campo pode ser dada por:

$$H_{\text{pre}} = \frac{(n^\circ \text{ espiras})(\text{corrente})}{(\text{ca min ho. magnético. médio})} \text{ [A/m]} \quad (4.3)$$

A densidade de campo magnético é proporcional à integral da tensão induzida nas bobinas detectoras do sensor e foi calculada da seguinte maneira:

$$B = \frac{l}{(n \text{ espiras})A_{\text{núcleo}}} \int (\text{tensão induzida}) dt \text{ [T]} \quad (4.4)$$

A curva de histerese da Fig. 4.4 é uma estimativa dos valores de intensidade e densidade de campo magnético dentro do núcleo do sensor.

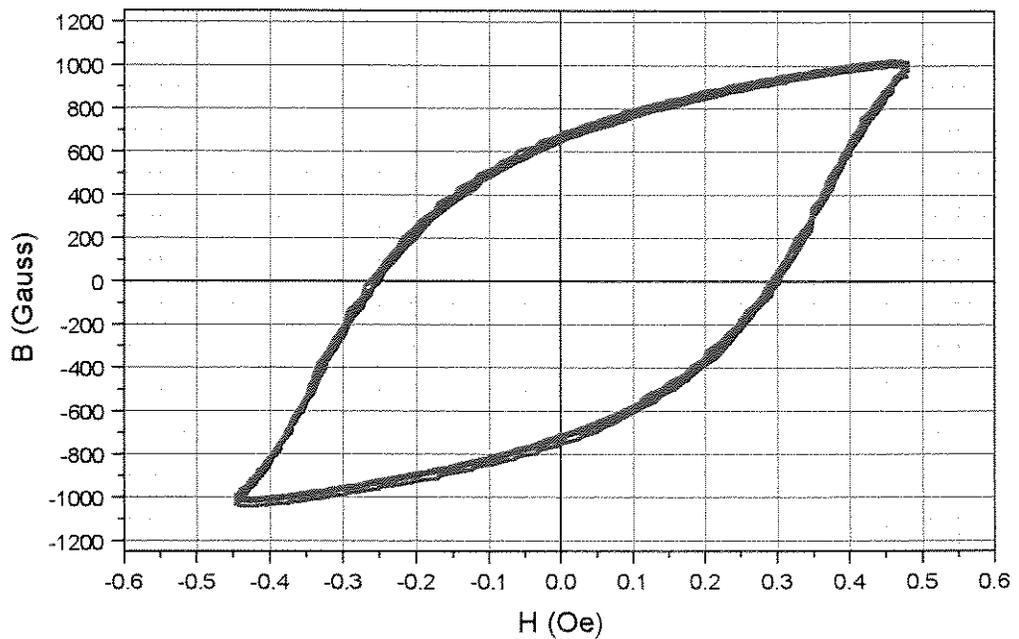


Figura 4.4: Curva de histerese dinâmica do sensor a 10 KHz.

4.3. Magnetômetro em Malha Aberta

Magnetômetros *pulse-position* podem ser usados como sistemas não realimentados. Assim o magnetômetro, por dispensar uma possível conversão AD, pode ser adaptado a um conjunto de diferentes aplicações.

O circuito magnetométrico usado para essa análise em malha aberta é o mesmo utilizado para o sistema realimentado, com pequenas modificações. A Fig. 3.7 mostra o sistema em malha fechada. Para se abrir a malha do sistema basta aterrar os terminais das bobinas de realimentação e ligar um resistor de 100 K Ω em paralelo com o capacitor do integrador para que ele não sature a saída do sistema.

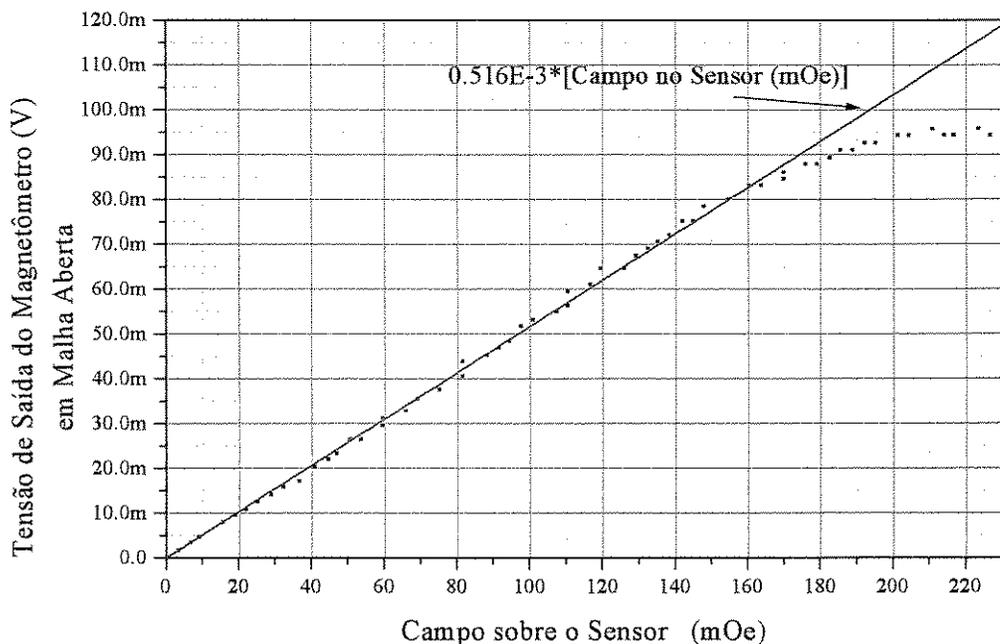


Figura 4.5: Limite de medida linear em malha aberta.

Como visto anteriormente, o limite de medida de campo magnético está relacionado diretamente à amplitude máxima do campo de referência aplicado e às características do laço de histerese do núcleo. Observa-se, na Fig. 4.4, que o campo de excitação máximo aplicado foi de aproximadamente 460 mOe. A Fig. 4.5 mostra o limite máximo que o magnetômetro consegue medir com linearidade, em malha aberta, que é de aproximadamente 170 mOe.

Uma experiência de interesse é a resposta do sensor, (Fig. 4.6), a um campo de forma triangular de amplitude e frequência baixa pois dela pode-se retirar a linearidade do sistema de forma bastante rápida, já que a aquisição de dados foi automatizada pela instrumentação virtual.

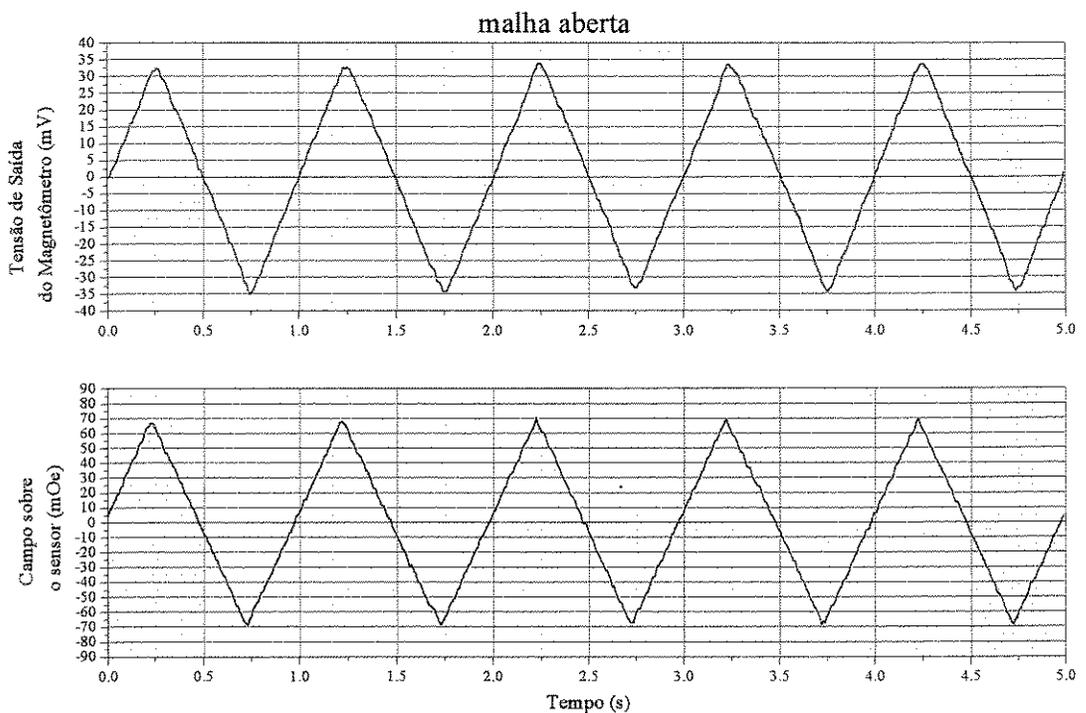


Figura 4.6: Saída do magnetômetro em resposta ao campo, (frequência de 1 Hz), aplicado ao sensor através do solenóide de testes.

Para se conseguir referenciar a saída do magnetômetro a um campo aplicado no sensor pode-se observar gráfico da Fig. 4.7, que apresenta a saída do sistema em função do campo de entrada. Além disso, com uma aproximação dos pontos medidos por uma reta cruzando a origem pode-se estimar a sensibilidade do sistema. Pode-se observar que para campos entre ± 170 mOe a sensibilidade, em malha aberta, é de aproximadamente 0.516 mV/mOe, estimada pela aproximação linear.

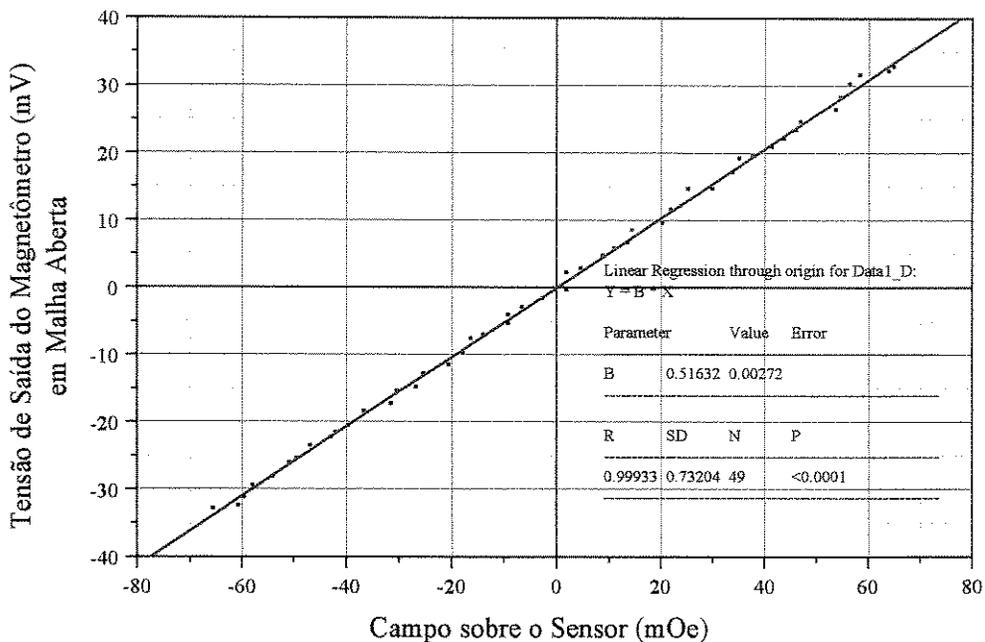


Figura 4.7: Aproximação linear da saída do magnetômetro não realimentado.

O ruído de saída do magnetômetro é apresentado no gráfico da Fig. 4.8. Para esta configuração obteve-se uma resolução máxima de aproximadamente 3 mOe em 170 mOe.

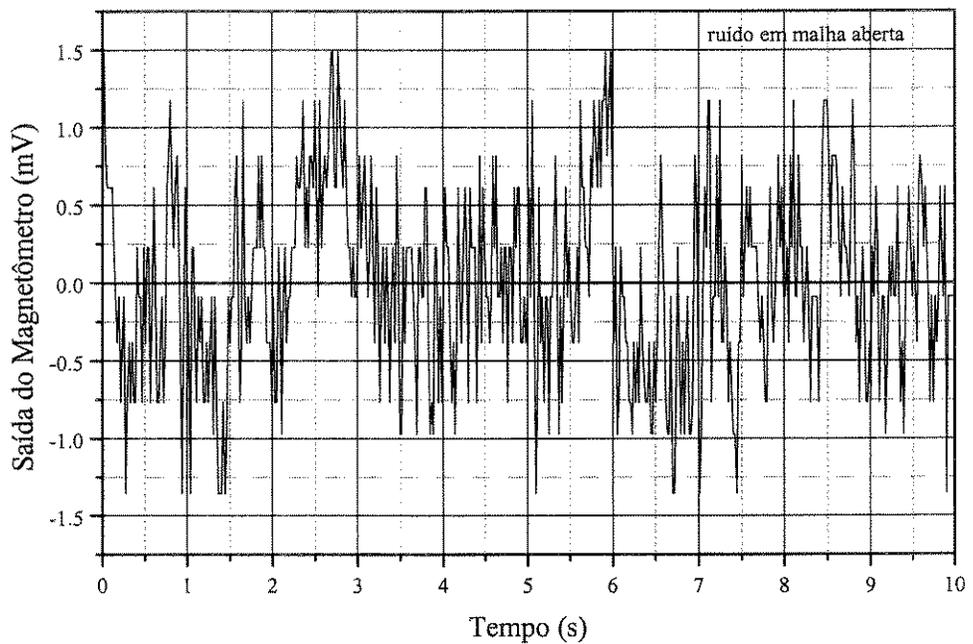


Figura 4.8: Saída do magnetômetro para um campo "nulo".

A resposta em frequência do sistema em malha aberta está apresentada na Fig.

4.10.

4.4. O Magnetômetro em Malha Fechada

O circuito da Fig. 3.7 apresenta o esquema completo do magnetômetro como um sistema realimentado. Para este sistema foram feitas algumas medidas capazes de esclarecer o comportamento geral do magnetômetro.

A Fig. 4.9 apresenta a resposta do sistema a um campo de forma triangular aplicado ao sensor.

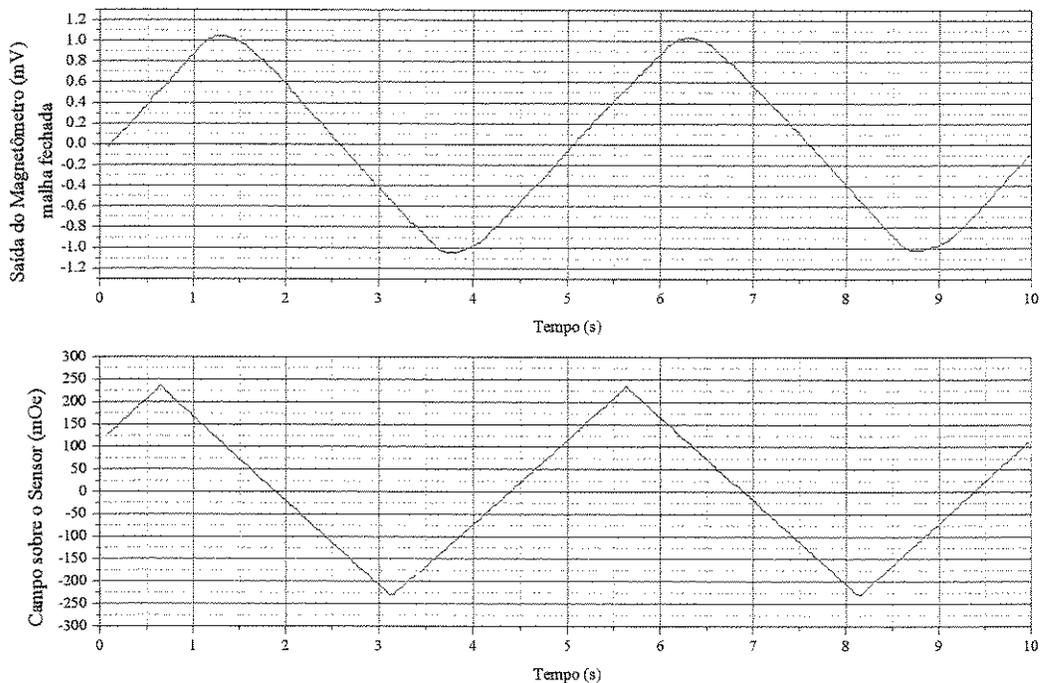


Figura 4.9: Saída do magnetômetro quando o sensor foi exposto a um campo triangular de frequência 0,2Hz.

Pode-se verificar que o sistema não responde a frequências altas e o cume da onda triangular acaba sendo suavizado.

As respostas em frequência do sistema realimentado e em malha aberta estão ilustradas no gráfico da Fig.4.10 de onde se observa que a frequência de corte, em malha fechada, é de 0,8 Hz. Para se fazer esta medida um campo senoidal foi gerado pelo solenóide através de um gerador de sinais. A amplitude do campo foi mantida constante e foi variando-se apenas sua frequência. Para cada frequência foi anotada a amplitude do sinal de saída do magnetômetro. Da Fig. 4.10 também se observa que a amplitude de saída diminui aproximadamente à 17 db/oitava.

O ajuste de banda de frequências, ou seja, a frequência de corte do circuito realimentado, está associado ao ajuste de ganho do sistema. Portanto, seria melhor se eles

estivessem separados. Assim, poderia se ajustar o ganho sem modificar a frequência de corte e vice-versa. No entanto, todas as medidas foram feitas nesta configuração, (Fig. 3.8).

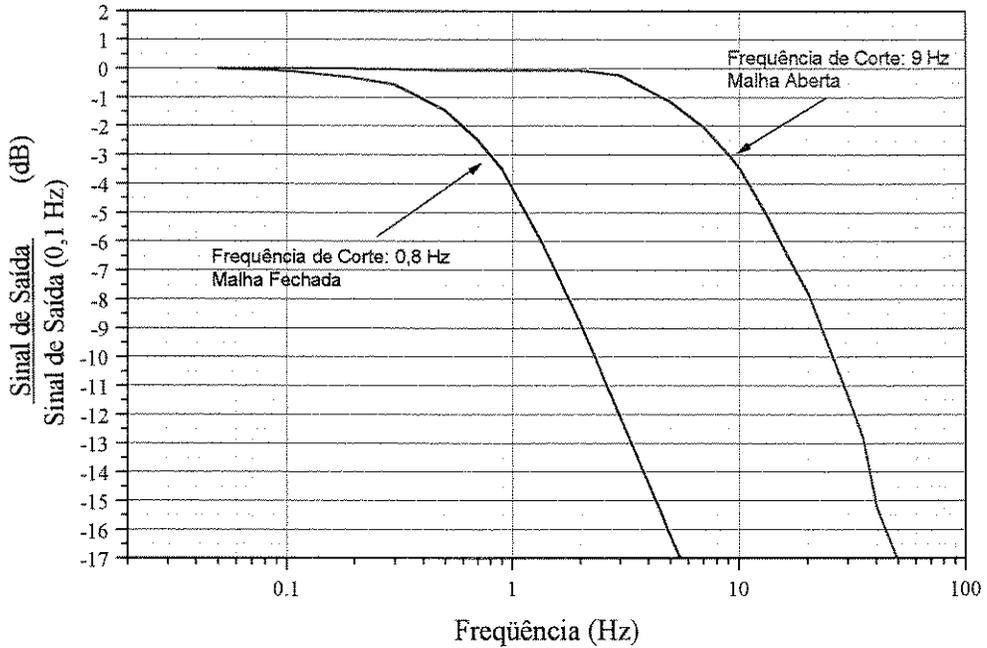


Figura 4.10: Gráficos das respostas em frequência para o sistema em malha fechada e aberta.

Como já foi descrito antes, é possível medir, com o sistema realimentado, campos no máximo iguais ao campo máximo que as bobinas de realimentação conseguem anular. Esse campo máximo gerado pelas bobinas de realimentação é limitado pela excursão máxima da tensão de saída do amplificador operacional que compõe o integrador. O gráfico ilustrado na Fig. 4.11 mostra a saída do magnetômetro em função da corrente aplicada ao solenóide de testes. Pode-se observar que a saída máxima do sistema está em torno de 3,8 V, que é justamente a máxima tensão de saída do amplificador operacional (CLC 428/CL) utilizado no circuito.

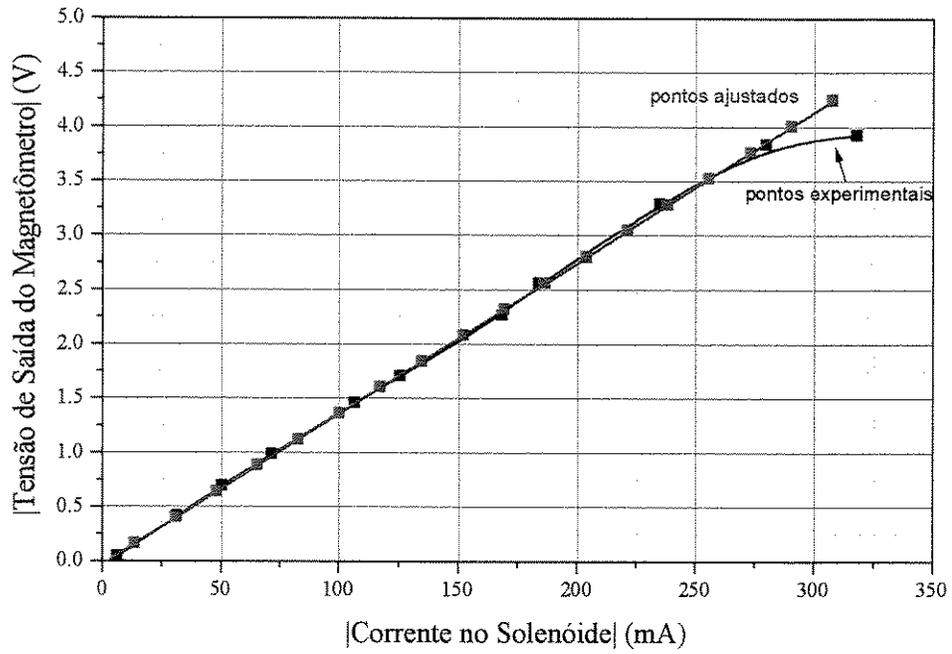


Figura 4.11: Saída máxima fornecida pelo magnetômetro realimentado.

A tensão de saída do magnetômetro pode ser convertida em campo magnético pelo gráfico da Fig. 4.12.

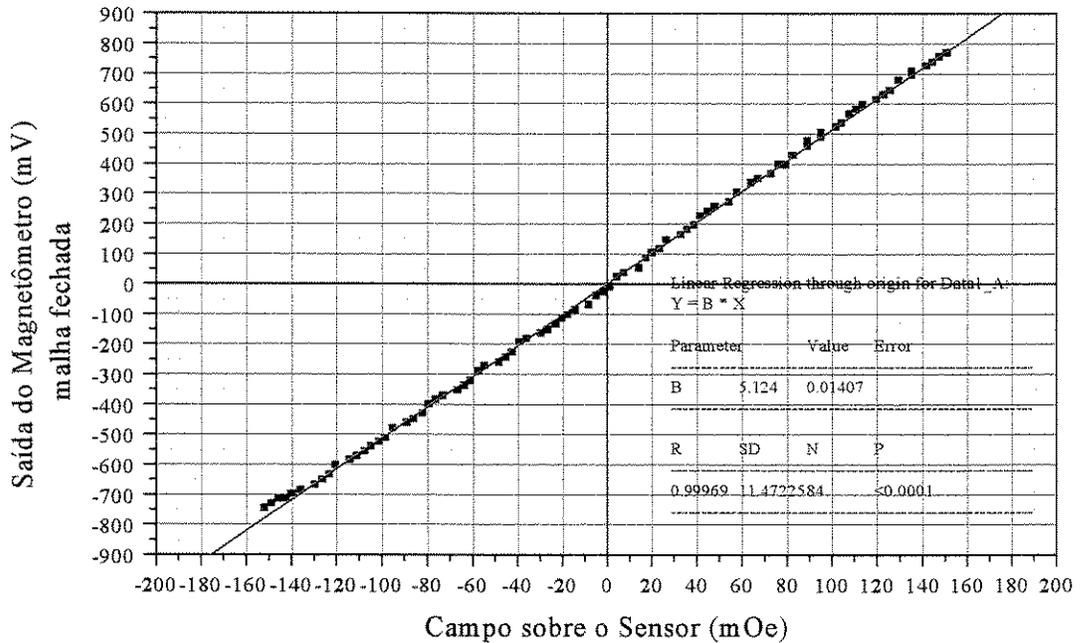


Figura 4.12: Aproximação linear da saída do magnetômetro realimentado.

A aproximação dos pontos experimentais por uma reta permite se retirar a sensibilidade do sistema que é o coeficiente angular dessa reta. Portanto a sensibilidade observada foi de aproximadamente $5,124 \frac{\text{mV}}{\text{mOe}}$, em torno de dez vezes maior que a do sistema não realimentado.

CONCLUSÕES FINAIS

Essa dissertação apresentou um estudo sobre sensores magnéticos do tipo *fluxgate* e a construção de um magnetômetro *fluxgate* utilizando o método de modulação por largura de pulso.

O sensor construído foi composto de um núcleo de material ferromagnético *soft* nanocristalino e de um circuito eletrônico capaz de fornecer uma tensão de saída diretamente proporcional ao campo magnético medido. A construção do núcleo foi feita por processo de litografia, no qual usou-se a solução de HF/H₂O₂ (6% de HF e 94% de H₂O₂ (30%)) na etapa de corrosão das peças.

Um pequeno conjunto de instrumentos foi implementado para se fazer as medidas necessárias e avaliar o equipamento construído. O sistema magnetométrico construído pode operar tanto em malha aberta como em malha fechada. A vantagem do equipamento operar em malha aberta está na forma de onda de saída, que é um sinal retangular de largura modulada. Este tipo de sinal é diretamente compatível com sistemas digitais de medição, aumentando o número de aplicações para o sistema desenvolvido. Já em malha fechada há a necessidade de uma conversão A/D para se ter acesso à medida.

O sistema operando em malha aberta, apresentou uma sensibilidade de aproximadamente 0.516 mV/mOe para campos entre ± 170 mOe. Com o sistema magnetométrico operando em malha fechada, mediu-se uma sensibilidade de aproximadamente 5,12 mV/mOe para campos entre os limites aproximadamente ± 800 mOe.

Através deste trabalho de pesquisa conseguiu-se uma boa experiência sobre sensores *fluxgate* e também um melhor traquejo em eletrônica, já que todo um circuito foi implementado.

Partindo-se do princípio de que esse foi o primeiro trabalho, com este tipo de sensor, foi construído um primeiro sistema magnetométrico, que razoavelmente, mostrou-se capaz de medir campos magnéticos da ordem dos da Terra. Portanto, uma bússola eletrônica poderia ser construída já aproveitando as técnicas de manufatura do sensor implementado. Para isso, seria necessário um sensor sensível a dois eixos de medida, para se ter acesso à direção do campo magnético máximo da Terra.

A continuação desse trabalho visa construir um protótipo que por ventura venha ser um produto para nossa indústria. Para isso, seria necessário investigar realmente o custo deste sensor comparado com outras tecnologias, como por exemplo, as tecnologias de sensores semicondutores. Além disso, ainda existe a possibilidade de construção de sensores *fluxgate* integrados.

Referência Bibliográfica

- [01]-*James E. Lenz* - "A Review of Magnetic Sensors" – Proceedings of the IEEE, Vol. 78, No. 6, June 1990, pgs. 973-989.
- [02]-*A. Moldovanu et al* - "Functional study of fluxgate sensors with amorphous magnetic materials cores" – Sensors and Actuators A, Vol. 59, 1997, pgs. 105-108.
- [03]-*Peter Brauer, José M. G. Merayo, Fritz Primdahl* - "Lunar Magnetometry Science and Instrumentation" – October 1998, <http://www.iau.dtu.dk/csc/proposal/lunarsat/>
- [04]-*O.V. Nilsen et al* - "Development, construction and analysis of the 'Orsted' fluxgate magnetometer" – Meas. Sci. Technol., Vol. 6, May 1995, pgs. 1099-1115.
- [05]-*S. Stricker and A. A. Wulkan* - "A pulse-position modulator-type magnetometer" - AIEE Trans. (Commun. Electron.), Vol. 80, July 1961, pgs. 253-258.
- [06]-*Walter Heinecke* - "Fluxgate Magnetometer with Time Coded Output Signal of the Sensor" - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-27, No. 4, December 1978, pgs. 402 a 405.
- [07]-*W. Göpel, J. Hesse, J.N. Zemel* - "Sensors – A Comprehensive Survey" - Vol. 5 Magnetic Sensors, Federal Republic of Germany, VCH, 1989, 513 pgs.
- [08]-*Jacob Fraden* - "AIP Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs and Applications" - 1ª ed., New York: American Institute of Physics, 1993, 552 pgs.
- [09]-*R.S. Popovic, J.A. Flanagan and P.A. Besse* - "The future of magnetic sensors" – Sensors and Actuators A, Vol. 56, 1996, pgs. 39-55.
- [10]- *Wilson José Ohl*, - "Estudo sobre Magnetômetros do Tipo Fluxgate" - USP/Instituto de Física, São Paulo, 1984, 68 pgs.
- [11] -*F. Primdahl, B Hermanno, O.V. Nilsen and J.R. Petersen* - "Demagnetising factor and noise in the fluxgate ring-core sensor" - Journal of Physics E: Sci. Instruments, Vol. 22, 1989, pgs. 1004-1008.
- [12]-*F. Primdahl* - "Review Article - The Fluxgate Magnetometer" - Journal of Physics E: Sci. Instruments, Vol. 12, 1979, pgs. 241-253.

- [13]-*Pavel Ripka* - "Review of Fluxgate Sensors" – Sensors and Actuators A, Vol. 33, 1992, pgs. 129-141.
- [14]- *O. V. Nielsen, P. Brauer, F. Primdahl, T. Risbo, J.L. Jorgensen, C. Boe, M. Deyerler, S. Bauereisen* - "A high-precision triaxial fluxgate sensor for space applications: layout and choice of materials" – Sensors and Actuators A, Vol. 59, 1997, pgs. 168-176.
- [15]-*Daniel I. Gordon and Robert E. Brown* - "Recent Advances in Fluxgate Magnetometry" - IEEE Transactions on Magnetics, Vol. Mag-8, No. 1, March 1972, pgs. 76-82.
- [16]-*Volker Bosse e Kurt Weyand* - "Fluxgate Magnetometer for Low-Frequency Magnetic Electromagnetic Compatibility Measurements" - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 2, April 1997, pgs. 617-620.
- [17]-*Pavel Ripka, Frantisek Jiresl e Milan Macháček* - "Fluxgate Sensor With Increased Homogeneity" – IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 26, No. 5, September 1990, pgs. 2038-2040.
- [18]-*Vander Voort, George F.* - "Metallography : Principles and Practice" - USA, MacGraw-Hill, 1984, 752 pgs. (livro)
- [19]-*Henry W. Ott* - "Noise Reduction Techniques in Eletronic Systems" - 2ª ed., USA, John Wiley & Sons, 1988, 426 pgs.
- [20]-*Jonh R. Reitz, Frederick J. Milford e Robert W. Christy.* - "Fundamentos da Teoria Eletromagnética" – 3ª ed., Brasil, Editora Campos, 1988, 510 pgs. (livro)
- [21]-*Otto V. Nilsen e Jan Raagard Petersen,* - "Temperature Dependence do the Magnetostriction and the Induced Anisotropy in Nanocrystalline FeCuNbSiB Alloys, and their Fluxgate Properties" – IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 30, No. 2, March 1994, pgs. 1042-1044.
- [22]-Home page da Vaccumschmelze GmbH, 6450 Hanau, Germany – <http://www.vaccumshmelze.com>

- [23] – *D.C. Jiles and D.L. Atherton* - “Theory of Ferromagnetic Histeresis” - Journal of Magnetism and Magnetic Materials , 61, 1986, pgs. 48-60.
- [24] –*Beatrice-Oana Moldovanu, C. Moldovanu e A Moldovanu* - “Computer simulation of the transient behaviour of a fluxgate magnetometric circuit” - Journal of Magnetism and Magnetic Materials , 157/158, 1996, pgs. 565-566.
- [25]- *B.O. Moldovanu et al.* - “Nonlinear dynamics of the fluxgate circuitry” – Sensors and Actuators A, Vol. 59, 1997, pgs. 300-303.

ANEXO 1

Nome	unidades MKSA	unidades CGS	conversão
Intensidade de campo Magnético H	A/m	Oe (Oersted)	1 Oe = 79,58 A/m
Magnetização M	A/m	G (Gauss)	1 G = 10 ⁻⁴ T
Indução Magnética (densidade de Fluxo) B	$\frac{V \cdot m}{m^2}$	Mx (Maxwell)	1 Mx = 10 ⁻⁸ Wb
Fluxo Magnético ϕ	WB (Weber) = V · s	G	
Polarização Magnética J	T		
Permeabilidade μ	$\frac{T \cdot m}{A}$	$\frac{G}{Oe}$	-
Permeabilidade do Vácuo H_0	$4\pi \cdot 10^{-7} \frac{T \cdot m}{A}$	1	-

Tabela A1: Conversão entre sistemas de unidades.

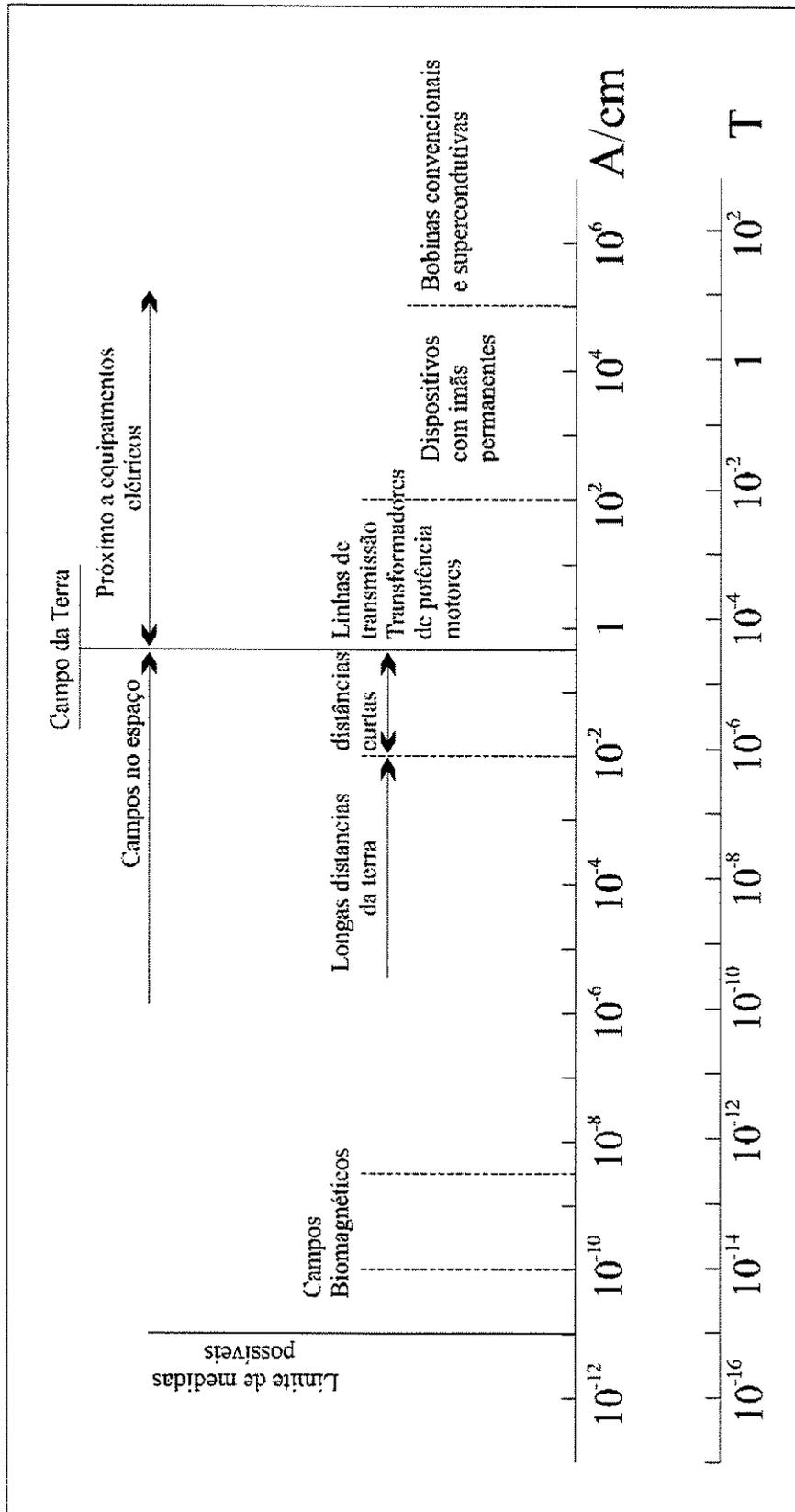


Figura A1: Os valores de campos magnéticos existentes [7].

ANEXO 2

Nanocrystalline Materials

Soft Magnetic Alloys for High-Tech Devices

Jörg Petzold, Hans Joachim Pöss, Jürgen Richter

Nanocrystalline alloys are a new class of soft magnetic materials [1] used in a wide variety of inductors. Examples are transformers for earth-leakage circuit-breakers, power transformers, common mode chokes for switched-mode power supplies, and interface transceivers for ISDN.

Reliable production processes and low cost raw materials have made VITROPERM® (Fe73.5Cu1Nb3Si15.5B7) the most prominent representative of the new nanocrystalline alloys. The characteristic feature of these materials is a two-phase structure in which a fine-crystalline grain with an average diameter of 10 to 20 nm is embedded in an amorphous residual phase. This structure is responsible for the fact that these materials can reach the highest permeabilities and the lowest coercivities. In addition, their small strip thickness (approximately 20 μm) and relatively high electrical resistivity result in extremely low eddy-current losses and excellent frequency behavior and permeability. Together with a saturation induction of 1.2 Tesla and favorable thermal properties, these characteristics make VITROPERM equal or even superior to permalloys, ferrites or amorphous cobalt based alloys.

Magnetic Cores of Nanocrystalline Alloys

As with amorphous materials, the metallic strip that is used as the starting point is produced by using rapid quenching techniques. At a temperature of about 1200 °C an alloy is melted from the basic materials iron, silicon and boron together with the additives copper and niobium and is cast through a nozzle

onto a rapidly rotating roller. When the alloy hits the surface of the roller, the molten material is quenched at a rate of 10⁶ K/s, and solidifies to an amorphous strip. Depending on the casting parameters, the thickness of the ribbon varies between 15 and 30 μm . On special automatic winding machines this strip is wound to toroidal cores. The core diameters that can currently be produced range from a few millimeters up to 0.5 m. The core heights, determined by the strip widths, vary between a few millimeters and several centimeters.

To develop the nanocrystalline structure the cores are tempered at approximately 550 °C. While the matrix is still amorphous, very small agglomerates of copper (which is poorly soluble in iron) are precipitated and act as nuclei for crystallites of α -FeSi. The resulting randomly oriented grains grow until the amorphous residual phase consists almost exclusively of iron, niobium, boron and stabilizes. After crystallization has completed, 80 % of the matrix

volume is filled with α -FeSi grains, containing 20 % silicon.

The magnetization curve and therefore the characteristic of the inductor is defined by a further heat treatment in a strong magnetic field perpendicular to the ribbon axes. Using atomic ordering processes this field treatment induces an uniaxial anisotropy with axes parallel to the direction of the magnetic field. The result is a flat hysteresis loop with permeabilities between 25,000 and 200,000 depending on the amount of the induced anisotropy.

Structure Related Properties

Until recently, theory said that good soft magnetic properties can only be obtained with a coarse metallographic grain. However, as can be seen from the correlation between coercivity H_c and grain size, excellent magnetic properties are also possible with extremely small grain diameters (Fig. 1). The reason for this is that the magnetization cannot follow the random orientation of the single grain once the grain diameter is smaller than the length of the ferromagnetic exchange interaction, which is about 30 nm. Consequently, the considerable crystal anisotropy of α -FeSi is sufficiently suppressed, as a result of which H_c is reduced to very low values [2].

Soft magnetic properties are also negatively affected by mechanical stress, whereby the saturation mag-

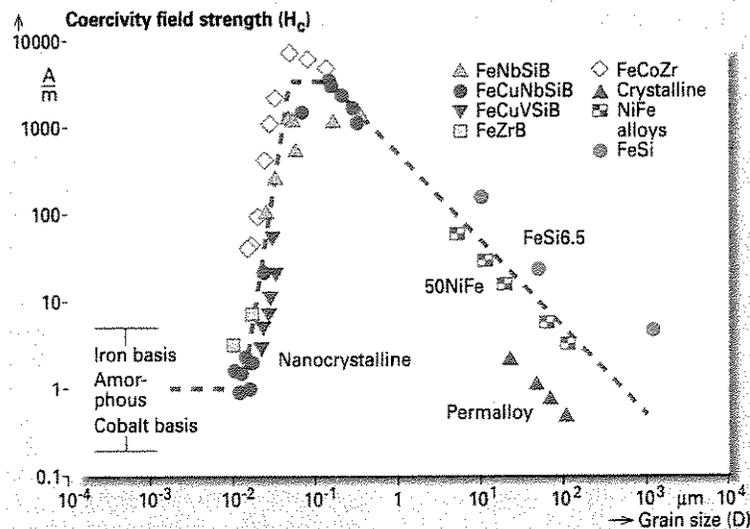


Fig. 1
Coercivity and grain size of various magnetically soft alloys (after [2])

netostriction connects the mechanical and the magnetic quantities. Whereas in the amorphous state there is an undesirably high magnetostriction value of 23×10^{-6} , drops considerably after formation of the nanostructure. Moreover, as a result of the superposition of the contributions of the residual amorphous phase and the α -FeSi grains, in the case of Fe_{73.5}Cu₁Nb₃Si_{15.5}B₇ can be obtained zero magnetostriction. This allows the nanocrystalline two-phase structure to realize the two

1,000. On the other hand, initial permeabilities of 100,000 or more are possible only at B_s -values lower than 0.6 T.

In contrast to cobalt based materials, high saturation values of 1.2 to 1.5 T are typical for FeSiB alloys, yielding initial permeabilities between 10,000 and roughly 200,000 if they are in the nanocrystalline state. In this way nanocrystalline structures combine the high saturation induction of iron based alloys with high permeabilities and good dynamic properties in a unique manner.

Pulse-Current-Sensitive Earth-Leakage Circuit Breakers

Earth-leakage circuit breakers as prescribed for human protection must interrupt electric power in the case of sinusoidal fault currents of 30 mA just as precisely as in the case of pulsating DC fault-currents. These circuit-breakers consist of a fault-current transformer based on the principle of current summation, one or two capacitors and a highly-sensitive electromagnetic relay (Fig. 2). The circuit is designed in such a manner that it resonates in the case of a sinusoidal 50 Hz fault-current as well as in the case of nonsinusoidal pulses composed of harmonic waves. If the nominal fault current is reached the resonance amplitude exceeds a critical value and the power system is disconnected by the magnetic system.

In order to give earth-leakage circuit breakers sufficient sensitivity, the transformer material must have the highest permeabilities and good dynamic behavior. Apart from initial permeabilities of more than 100,000, the excellent frequency characteristics of the dynamic properties of VITROPERM provide a resonance response (Fig. 2) superior to that of crystalline alloys. This makes it possible to produce transformer cores with less than half the volume needed for crystalline NiFe alloys as exemplified by permalloys.

Common Mode RFI Chokes

Common mode rfi chokes are important filter components for the attenuation of electromagnetic in-

terference. The best known applications are switched-mode power supplies, frequency converters for electric motors, and pulsed welding equipment as well as radio interference suppression in ISDN devices. A common mode choke consists of a strip-wound toroidal core with several windings that are connected in such a way that the magnetic fields of the operating currents balance

The authors

Jörg Petzold

Head of the laboratory for inductive applications at the semi-finished products and parts plant of Vacuum-Schmelze (VAC) GmbH in Hanau, Germany, Dr. Petzold (43) is involved in the development of amorphous and nanocrystalline materials and concentrates on inductive applications. Prior to 1986 (when he joined VAC), he was on the scientific staff at Stuttgart University and at the Max Planck Institute for Metal Research in Stuttgart.

Hans-Joachim Pöss

With VAC since 1988, Dr. Pöss (34) is involved in EMC development. After completing a degree in physical technology he became a developer in the field of smoothing chokes. In 1993 he switched to EMC, where he has focused on the development of current-compensated reactors. Dr. Pöss has applied for several patents in the field of current-compensated interference suppression reactors and other EMC fields.

Jürgen Richter

With VAC since 1987, Dr. Richter was initially employed in the company's contracts and patents department. Today he is a developer of inductive components at VAC's cores and components plant. Born in 1956, Dr. Richter holds a degree in physics.

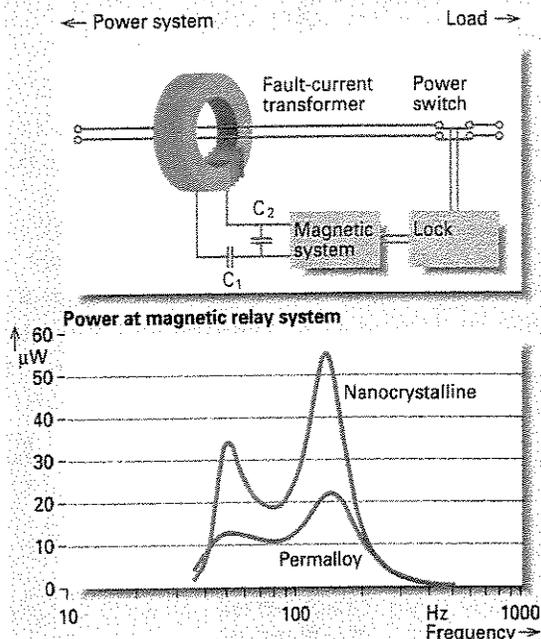


Fig. 2
Operating principle and resonance behavior of a passive pulse-current-sensitive earth-leakage circuit-breaker with a serial and parallel capacitor

most important conditions for reaching the highest permeabilities and lowest coercivities.

Consequences of the Structure

Highly sensitive transformers, converters or common mode chokes require materials with high saturation induction, high and well defined permeabilities, and the lowest losses up to high frequencies. Because of the linearity of their hysteresis loops and their thin ribbon gauge of about 20 μ m, the dynamic properties of magnetostriction-free amorphous alloys on cobalt bases were previously unexceeded.

Unfortunately, however, at a saturation induction of 1 T these alloys can reach permeabilities of only

each other out as well as those of the symmetrical interference signals do. If, on the other hand, asymmetrical interference is superimposed on the operating currents, the magnetic fields of the interference signals no longer cancel each other. In this case the entire impedance of the choke acts against the interfering signal, causing the desired damping. Good damping characteristics call for the highest possible impedances, all the way up to the highest frequencies. However, in reality the damping behavior is subdivided into different frequency intervals that are determined by the permeability behavior of the core material, by the number of turns, and by the winding arrangement (Fig. 3).

At high frequencies there are rising capacitive damping reductions and resonance effects whose onset frequencies decrease with a growing number of turns. Thus, a small number of turns is advantageous. To achieve components with high impedance values and small volumes, the choke material must have the highest initial permeabilities with good frequency characteristics, properties that can at the present time only be realized by nanocrystalline alloys or amorphous cobalt based materials.

Additionally, the core material must retain its high permeability even under the influence of interference signals with high amplitudes or in the presence of a high leakage flux. This once again indicates the unique combination of high permeability and high saturation induction typical of FeCuNbSiB-alloys.

Furthermore, the high thermal stability of nano-crystalline materials – their maximum application temperature exceeds 120°C – makes it possible to use considerably thinner wires for the windings than in the case of ferrites or amorphous materials.

In this way VITROPERM satisfies the most important conditions for miniaturized chokes. It is thus the preferred material for the highest EMC requirements wherever volume is limited or integrated components are required (such as EMC connectors).

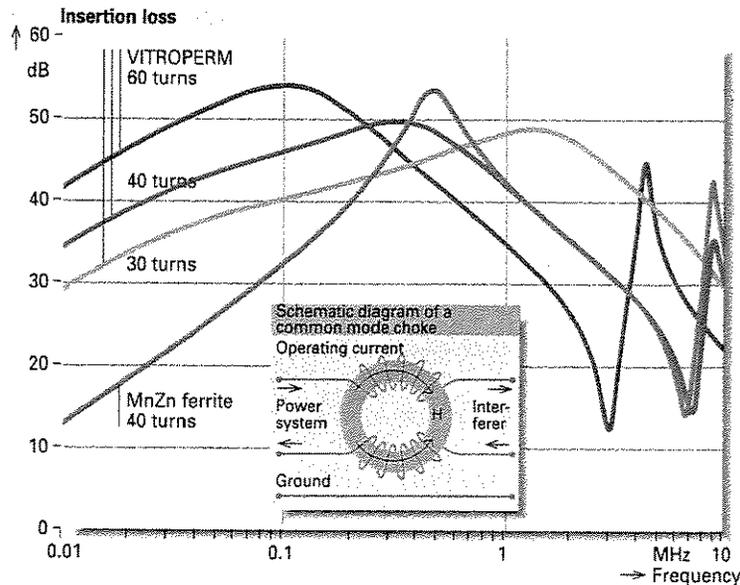


Fig. 3 Influence of core material and number of turns on the frequency dependence of the insertion damping of common mode chokes. The dimensions of the contrasted components are comparable

Transformers in Switched-Mode Power Supplies

In the development of current sources important progress has been made toward the development of switched-mode power supplies with high clock rates. In these circuits the power transformer is a crucial component, the volume of which is essentially determined by the magnetic material. Initial applications of VITROPERM have included power transformers for switched-mode power supply units up to about 40kW used in traffic engineering, medical technology and welding equipment.

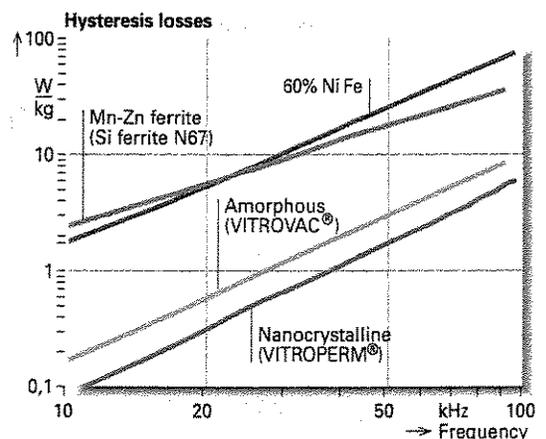
Magnetic materials for transformers in the kilowatt range should have the lowest possible hysteresis losses (at clock rates of 15 to 25 kHz) and a high flux density even at elevated temperatures. Crystalline, amorphous and nanocrystalline alloys as well as ferrites can be used, but VITROPERM exhibits the lowest losses (Fig. 4). Furthermore, the low negative temperature coefficient of the loss characteristics of VITROPERM should be emphasized, which means that as temperatures rise, core losses diminish. This property protects the transformer core from overheating and guarantees reliable operation at intrinsic temperatures of -40°C to 120°C.

The above mentioned features – in combination with high saturation induction (1.2T) – allow a high working flux density. As a result the transmittable power per unit of volume is twice that of a ferrite transformer. The consequence is a reduction of volume and weight for the complete power supply unit. In this context a recent example from rail technology is worth mentioning. Here, conventional technology (16.2/3Hz) has been replaced by power supply units clocked at 16 kHz. In order to yield a power of 70kW, four VITROPERM transformers with a total weight of less than 25 kg were installed, replacing an 800 kg transformer of crystalline material.

References

- [1] Yoshizawa, Y.; Oguma, S.; Yamauchi, K. J. Appl. Phys. 64 (1988) 6044
- [2] Herzer, G; IEEE Trans. Magn. 25 (1989) 3327

Fig. 4 Typical hysteresis losses of various materials with a flat hysteresis loop for power transformers



Product Survey Inductive Components

Components for ISDN/LAN

- S₀ Interface Transformers
- S_{2M} Interface Transformers
- U_{K0} Interface Transformers
- U_{P0} Interface Transformers
- Common-Mode Chokes
- Modules (combination of interface transformers and/or common mode chokes)

Components for Switched-Mode Power Supplies

- Power Transformers
- Drive Transformers for Transistors
- Storage and Smoothing Chokes
- Saturable Reactors
- Common-Mode Chokes

Components for Monitoring and Safety Equipment

- Current Transformers
- Current Sensors
- Voltage Transformers

Components for Thyristor Technology

- Drive Transformers for GTO/IGBT/SIPMOS
 - Firing Transformers/Trigger Modules for Thyristors
 - Power Transformers
 - Filter Chokes
 - Smoothing Chokes
-

PAULO VIEHMANN REPRESENTAÇÕES

Rua Olavo nº 450
Praia Vermelha - Eldorado
09971-500 - Diadema - SP. - Brasil
Tel: (011) 713-5512
Fax: (011) 713-5294

VACUUMSCHMELZE GMBH



Der Fortschritt beginnt beim Werkstoff · Advanced Materials – The Key to Progress

Postfach / P.O.B. 2253
D-63412 Hanau
Germany

☎ (** 49) 61 81 / 38-0

☎ (** 49) 61 81 / 38-27 80

Reprint from
Siemens Review
Special R&D, Fall 1996

Published by VACUUMSCHMELZE GMBH, Hanau
© VACUUMSCHMELZE GMBH 1997. All Rights Reserved.

As far as patents or other rights of third parties are concerned, liability is only assumed for products per se, not for applications, processes and circuits implemented within these products. The information describes the type of product and shall not be considered as assured characteristics. Terms of delivery and rights to change design reserved.