

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
FACULDADE DE FILOSOFIA, CIÊNCIAS E LETRAS DE
RIBEIRÃO PRETO
DEPARTAMENTO DE FÍSICA E MATEMÁTICA
PROGRAMA DE PÓS GRADUAÇÃO EM FÍSICA
APLICADA À MEDICINA E BIOLOGIA

Tobias Heimfarth

MICROSSENSORES MAGNÉTICOS TIPO FLUXGATE PLANAR
UTILIZANDO LIGAS DE NiFe ELETRODEPOSITADAS

Ribeirão Preto, janeiro de 2010

Tobias Heimfarth

MICROSSENSORES MAGNÉTICOS TIPO FLUXGATE PLANAR UTILIZANDO LIGAS DE NiFe
ELETRODEPOSITADAS

Dissertação apresentada à Faculdade de
Filosofia, Ciências e Letras de Ribeirão
Preto da Universidade de São Paulo para
obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Física Aplicada
a Medicina e Biologia.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Mulato

Ribeirão Preto, janeiro de 2010

Agradecimentos

Aos meus pais por todo apoio dado.

Ao meu professor orientador Marcelo Mulato pela amizade.

Aos meus colegas e ex-colegas de laboratório por tornar o trabalho mais agradável:
Natália, Pablo, Júlio, Shirlei, Rafael, Amanda, Mariana, Leonardo e Flávio.

Aos técnicos Marcílio, Élcio e Aziani pela ajuda no desenvolvimento experimental da
minha pesquisa e a secretária Nilza.

A CAPES e ao CNPq pelo apoio financeiro.

Resumo

Este trabalho trata sobre o desenvolvimento de sensores magnéticos tipo *fluxgate* baseados em tecnologia planar. O material utilizado como núcleo é baseado em trabalhos anteriores que determinaram os melhores parâmetros de eletrodeposição de ligas de NiFe para esta aplicação. Foram criados dispositivos funcionais mostrando a usabilidade do material. Também foram propostos 4 novos leiautes com o propósito de melhorar características como sensibilidade, preço, consumo de potência e resolução se comparados com sensores similares atuais. Inicialmente somente dispositivos em escala de milímetros foram criados utilizando placas de circuito impresso como substrato e um processo litográfico baseado em toner de impressora a laser. Este processo é muito simples e permite uma rápida ida do desenho ao protótipo em escala macro sem necessitar de equipamentos especiais. Note que ao contrário de *macrofluxgates* convencionais, estes dispositivos pode ser diretamente escalonados. Estes protótipos fornecerão os dados necessários para a construção de micro sensores otimizados.

Para calcular a intensidade do campo magnético ao qual o núcleo está submetido foram feitas simulações de elementos finitos. A pequenas distâncias do plano, menores que a separação entre as espiras e onde o núcleo ferromagnético se situa, o campo é muito influenciado pela periodicidade da bobina, dando origem a um campo com oscilações periódicas de grande amplitude. Os efeitos desta alta inhomogeneidade não é bem conhecido. Utilizando as curvas de histerese medida para os filmes de NiFe foram obtidas as curvas de resposta simulada para um *fluxgate*. A sensibilidade e a região linear em função do campo de excitação também foram simuladas. Enquanto que a sensibilidade tem um máximo para campos pouco mais intensos que o de saturação do material, decrescendo posteriormente, a região linear apresenta um pico para campos excitatórios baixos. O primeiro foi confirmado pelos resultados experimentais que também mostraram evidências do segundo.

Os quatro leiautes são basicamente dois tipos com uma versão dupla cada um. Isto é, empilhando duas camadas de bobinas idênticas consegue-se multiplicar por $\sqrt{2}$ o campo de excitação utilizando a mesma potência e dobrar o número de bobinas coletoras. Os leiautes propostos mostraram melhor sensibilidade, até oito vezes maior, se comparados com uma referência tirada da literatura. Também o ruído foi menor nas versões de dupla camada. O melhor apresentou um ruído menor que 1/3 da referência, ambos com potências de $1 W_{rms}$. Mas todos leiautes propostos tiveram menor região linear. Todas estas características também foram estudadas em função da potência aplicada que está diretamente ligada a amplitude do campo de excitação.

Abstract

This work presents the development of fluxgate magnetic field sensors based on planar technology. The material for the core of the device is based on early works that determined the best NiFe electrodeposition parameters for this application. Functional devices were created proving the usability of the alloy. Also 4 new layouts were proposed in order to build more sensitive, cheaper, less power consumption and better resolution sensors. Firstly, only macro scale devices were created using printed circuit board as substrate and a laser printer toner based lithography. This process is very simple and allows a fast way from sketch to macro scale prototypes with no need of special equipments. Unlike the conventional macrofluxgates, these devices can be directly scalable. This prototypes characterization data will be used to produce optimized microsensors.

Some finite element simulations computed the magnetic field produced by a square planar coil to predict the intensity that the core is immersed on. At small distances from the coil's plane, smaller than the separation between wires, where the core stands, the field is very influenced by the periodicity of the coil giving rise to periodic profiles. The effects of this high inhomogeneity is not well known. Using the measured hysteresis curve from the NiFe films, the simulated response of a fluxgate sensor was obtained. The simulated sensitivity and linear range as a function of the excitation field amplitude showed some unexpected results. While the sensitivity has a maximum with excitation fields just above the core saturation values decreasing later on, the linear range shows a high peak in low field region. The first were confirmed by the experimental data that also showed strong evidences of the existence of the second one.

The 4 new layouts are basically 2 with a double version each. That is, stacking two identical coil layers in order to multiply by $\sqrt{2}$ the excitation field using the same power, double the number of pick-up coils and minimize the undesired perpendicular magnetic field produced by planar coils. The new layout prototypes had better sensitivity, up to eight times higher, related to the reference one taken from literature. Also the noise measured was smaller in the double layers version. The best one presented more than three times less noise than the reference for a power of $1 W_{rms}$. But all of them presented smaller linear range. All these sensors characteristics were also studied as a function of the applied power, that is directly related to the excitation field.

Sumário

1	Introdução	3
2	Teoria	5
2.1	Magnetômetros	5
2.1.1	Fluxgate	6
2.2	Princípios de funcionamento do fluxgate	6
2.2.1	Equação do <i>fluxgate</i> básico	11
2.2.2	<i>Fluxgates</i> com dois núcleos	13
2.3	Miniaturização	13
2.4	<i>Microfluxgate</i> em tecnologia planar	14
3	Simulações computacionais	17
3.1	Campo magnético gerado por uma bobina plana quadrada	17
3.1.1	Métodos	18
3.1.2	Resultados	20
3.2	Sinal de um fluxgate	27
4	Leiautes	37
4.1	Leiaute de referência (LR)	38
4.2	Leiaute 1 (L1)	38
4.3	Leiaute 2 (L2)	39
4.4	Leiautes 1 e 2 duplos (L1d e L2d)	39
4.5	Comparativo	40
5	Construção dos dispositivos	42
5.1	Litografia a base de toner	43
5.2	Eletrodeposição	45
5.3	Montagem	46
6	Resultados experimentais	47
6.1	Escala completa	47
6.1.1	Sensibilidade e região linear em relação a LR para potência fixa de $1 W_{rms}$	52
6.2	Variação da potência de excitação	55
6.2.1	Comprimento do núcleo de L1	60
6.3	Escala reduzida	64
6.3.1	Curvas de resposta	67
6.3.2	Ruído	68

7 Conclusões	72
Referências Bibliográficas	75

Capítulo 1

Introdução

Sensores de campo magnético possibilitaram diversas tecnologias como sistemas de navegação veicular, leituras biomagnéticas para exames não invasivos, exploração espacial entre muitas outras [1, 2, 3]. Cada aplicação necessita de sensores com características únicas e para isto diversos tipos de transdutores já foram desenvolvidos. Mas todos apresentam limitações que restringem o seu uso, e ainda hoje busca-se novos dispositivos ou o aperfeiçoamento dos existentes.

Estamos estudando e tentando aperfeiçoar magnetômetros de fluxo saturado (*fluxgate*) de maneira a torná-los menores, mais baratos e com menor consumo energético sem perder suas principais qualidades como alta resolução e grande faixa de resposta linear. O presente trabalho é a continuação natural do projeto de mestrado de Thais Cavalheri dos Santos [4] e Danieverton Moretti [5] que caracterizaram ligas de NiFe e NiFeCo eletrodepositadas com diversos parâmetros de eletrodeposição com o objetivo de otimizá-los para a aplicação em núcleos ferromagnéticos de *fluxgates*. Partindo destes resultados a meta foi construir dispositivos funcionais para testar as ligas e buscar novos leiautes. A ideia foi utilizar tecnologia planar que permite uma grande redução no tamanho dos dispositivos.

Para o completo entendimento deste texto o leitor deve estar familiarizado com a teoria eletromagnética especialmente a parte de magnetismo. A bibliografia seguida nas definições e nomenclaturas, que também é a sugerida, será o livro *Introduction to Eletrodinamics* escrito por David J. Griffiths e Reed College [6]. Note que será dada preferência a passagem das referências ao invés de apresentar aqui conceitos já presentes na literatura. Uma exceção será o princípio de funcionamento de um *fluxgate* (capítulo 2) por sua importância no entendimento. As coordenadas utilizadas tem sempre a mesma orientação em relação aos sensores e tentou-se manter uma coerência nos nomes das variáveis mesmo entre capítulos.

Este texto está dividido em 7 capítulos mais as referências bibliográficas. A ordem seguida tem como base uma linha de raciocínio cronológica embora na prática muitas das partes aconteceram paralelamente. Com esta sequência tentou-se construir o texto de maneira a deixar mais claras as decisões que foram tomadas no rumo do projeto. Basicamente tem-se esta introdução (capítulo 1) onde a pesquisa é contextualizada, é apresentada a motivação, as informações necessárias para o bom entendimento do texto e este resumo do que esperar em cada parte do documento. O capítulo 2 mostra de forma sintética e direcionada ao trabalho a teoria desde magnetômetros em geral até *fluxgates* planares. Note que esta parte não tem conteúdo genuinamente original, somente a abordagem de certos temas foi adaptada. A seguir o capítulo das simulações

computacionais (capítulo 3) é abordado sob o ponto de vista de um *fluxgate* o campo magnético gerado por uma bobina plana quadrada. Ainda nesta parte são mostradas simulações da dinâmica dos sinais envolvidos no sensor com os dados reais do novo material. Chega-se a curva de resposta, sensibilidade em função da amplitude do campo de excitação e limite da região linear em função deste mesmo campo, isto simulado para um *fluxgate* básico. Com base nos resultados do campo gerado pela bobina plana, o capítulo dos leiautes (capítulo 4) apresenta junto com um leiaute de referência os novos leiautes propostos, com as justificativas e estimativas de suas características. Uma vez definida a geometria dos sensores, o capítulo intitulado Construção dos dispositivos (capítulo 5) relata em detalhes o método utilizado na manufatura dos sensores, cujos resultados experimentais estão contidos no capítulo 6. Nesta parte estão desde os métodos utilizados na caracterização dos dispositivos até a discussão dos resultados obtidos. Já a conclusão (capítulo 7) apresenta os resultados gerais resumidos e são feitas as últimas considerações. Finalmente são listadas as referências bibliográficas deste documento.

Capítulo 2

Teoria

2.1 Magnetômetros

Instrumentos usados para medir a intensidade (e a direção) de campos magnéticos são chamados magnetômetros. Como o campo magnético é uma grandeza vetorial, uma medida completa requer sua magnitude e direção. Logo os magnetômetros podem ser divididos em dois grupos pela maneira como respondem a este caráter vetorial:

- Escalares medem a intensidade total do campo magnético que estão imersos.
- Vetoriais medem a componente do campo magnético em uma direção particular

Dentre os escalares de maior importância pode-se citar o magnetômetro por bombeamento ótico e o de precessão de prótons, já entre os vetoriais tem-se as bobinas de indução, *fluxgate*, SQUIDs (*superconducting quantum interference device*) e magnetoresistivos. A tabela 2.1 mostra um comparativo entre os principais parâmetros destes sensores.

Magnetômetro	Faixa (mT)	Resolução (nT)	Largura de banda (Hz)	Comentário
Bombeamento ótico	0,01 a 0,1	0,005	dc a 5	Magnetômetro escalar de maior resolução
Precessão de prótons	0,02 a 0,1	0,05	dc a 2	Magnetômetro escalar de uso geral
Bobina de indução	10^{-10} a 10^6	variável	10^{-1} a 10^6	Não mede campos estáticos (dc)
<i>Fluxgate</i>	10^{-4} a 0,5	0,1	dc a 2×10^3	Magnetômetro vetorial de uso geral
SQUID	10^{-9} a 0,1	10^{-4}	dc a 5	Magnetômetro vetorial de maior sensibilidade
Magnetoresistor	10^{-3} a 5	10	dc a 10^7	Baixo custo e pequeno

Tabela 2.1: Tabela comparativa entre os principais parâmetros dos magnetômetros mais utilizados [7].

Note que existem várias outras particularidades de cada dispositivo que limitam os seus usos, por exemplo o SQUID necessita de sistemas complexos de refrigeração, geralmente por hélio líquido. Desta forma embora a tabela acima sirva como comparativo para a escolha do sensor apropriado, muitos outros aspectos devem ser levados em conta.

Um livro relativamente recente sobre sensores magnéticos que serve de referência básica nesta área foi escrito por *Pavel Ripka* em 2001 [1].

Rastreadores magnéticos são utilizados para determinar a posição de ferramentas médicas dentro do corpo durante procedimentos como endoscópio, colonoscópio e agulha de biópsia. Basicamente são sensores, ou arranjos de sensores, magnéticos que conseguem determinar a posição e/ou orientação de objetos que emitam algum tipo de sinal magnético. Pode-se também anexar o sensor ao objeto e gerar o sinal externamente. Outra utilização destes equipamentos é o acompanhamento de movimentos de sistemas biomecânicos utilizados em pacientes com alguma deficiência [1].

Outra aplicação de magnetômetros na área médica é o mapeamento de espécies ferromagnéticas dentro do corpo. Por exemplo, existe acúmulo natural de ferro no fígado e a alteração desta quantidade está associado a várias doenças. Existem ainda exames em que são injetados marcadores ferromagnéticos ou superparamagnéticos como contraste e permitem, através do uso de gradiômetros, diagnosticar enfermidades. Um exemplo é o estudo dos movimentos do intestino grosso através de marcadores ferromagnéticos (Fe_3O_4) utilizando um *fluxgate* [8].

2.1.1 Fluxgate

Magnetômetros de fluxo saturado (*fluxgate*) são sensores magnéticos vetoriais que podem medir campos magnéticos contínuos até baixa frequência. Surgido no início dos anos trinta este tipo de dispositivo ainda é utilizado em muitas áreas e aplicações como geofísica, indústria aeroespacial e bússolas para veículos terrestres e aeronaves. Atualmente seus principais concorrentes são os magnetoresistores que são menores, mais baratos e tendem a consumir menos energia, mas atingem menor resolução e são mais afetados por mudanças de temperatura. O deslocamento com a temperatura dos *fluxgate* fica abaixo de $0,1 \text{ nT}/^\circ\text{C}$ e a sensibilidade varia por volta de $50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Se a aplicação requerer resolução na faixa de nT e/ou baixo deslocamento com a temperatura a melhor opção é um sensor tipo fluxgate [9].

Algumas revisões sobre *fluxgate* feitas por *Pavel Ripka* podem ser vistas em [10, 11, 9]. Novos usos deste tipo de sensor estão discutidos por *Florian Kaluza* [12].

2.2 Princípios de funcionamento do fluxgate

O *fluxgate* tem seu princípio de funcionamento baseado na lei de Faraday que descreve como uma variação no campo magnético induz um campo elétrico. Na forma integral a lei de Faraday é escrita como

$$\oint \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \int \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{a}, \quad (2.1)$$

sendo \mathbf{E} o campo elétrico, $d\mathbf{l}$ o segmento diferencial do caminho de integração, \mathbf{B} o campo magnético e $d\mathbf{a}$ o elemento diferencial de área [6].

Partindo da equação 2.1, talvez a maneira mais direta de aplicar esta lei para medir um campo magnético seja por meio de uma bobina condutora. Pode-se mostrar que a diferença de potencial induzida nas extremidades de uma bobina perfeitamente condutora é dada por

$$V = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d}{dt}nAB. \quad (2.2)$$

sendo Φ o fluxo magnético que passa no interior da bobina, n é o número de espiras da bobina, A é a área transversal das espiras e B é a componente do campo magnético perpendicular à bobina. Note que foi convencionado a direção normal das espiras como antiparalela ao campo positivo de modo a deixar o sinal da equação positivo.

Mas a diferença de potencial gerada somente traz informação sobre a variação do fluxo e não do seu valor absoluto. Considerando que se queira medir um campo magnético estático nestas circunstâncias, analisando a equação 2.2 alguém poderia sugerir variar o número de espiras ou a sua seção transversal. Isto, se possível, implicaria em um dispositivo com partes móveis trazendo uma série de problemas como confiabilidade e sua própria construção. O truque utilizado no *fluxgate* é mudar o meio no interior das espiras e além disto fazer com que este novo meio varie sua permeabilidade magnética com o tempo. Deste ponto de vista a equação 2.2 pode ser reescrita como

$$V = nAH \frac{d\mu}{dt}. \quad (2.3)$$

sendo $H = B/\mu$ para um meio linear e μ é a permeabilidade magnética do meio. Nesta situação, um campo magnético externo constante induz um campo H também constante no interior da bobina. Tendo-se a relação entre este campo externo B_0 e o campo H induzido, e variando de forma controlada a permeabilidade pode-se determinar o valor do campo magnético em que o sensor está imerso.

Na prática, mudar o meio no interior da espira corresponde a inserir um material ferromagnético, denominado núcleo do sensor. Observe na figura 2.1 a relação entre B e H (curva de histerese) para um material ferromagnético. Note que a permeabilidade magnética é a inclinação do gráfico. Aplicando um campo H variável no núcleo varia-se o μ do mesmo produzindo um sinal elétrico nos terminais da bobina que carrega a informação sobre o campo externo. O campo usado para excitar o núcleo também aparece neste sinal e é geralmente sua principal componente em intensidade. Isto pode representar um problema, mas há maneiras de minimizar o efeito que serão descritas mais a frente.

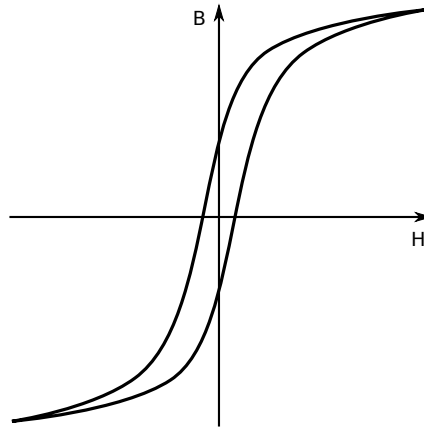


Figura 2.1: Curva de histerese de um material ferromagnético. A permeabilidade magnética pode ser definida como dB/dH e não é constante em relação aos campos.

Descontando a componente gerada pelo campo de excitação, a amplitude do sinal medido na bobina coletora é proporcional ao campo magnético externo e pode ser escrito como

$$V = \frac{nAB_0(1 - D)}{[1 + D(\mu_r - 1)]^2} \frac{d\mu_r}{dt}, \quad (2.4)$$

sendo $\mu_r = \mu/\mu_0$ e D é o fator de desmagnetização que depende da geometria do núcleo. Esta é a equação do *fluxgate* básico [13] e será deduzida na próxima seção.

De um ponto de vista mais fenomenológico o *fluxgate*, como o próprio nome diz, funciona como uma porta de fluxo magnético. Quando o núcleo não está saturado artificialmente pela bobina excitadora, o campo externo é atraído a passar pelo seu interior devido a sua propriedade ferromagnética. Quando saturado pelo campo excitatório, este mesmo núcleo se comporta como o meio externo (igual permeabilidade magnética) e o campo externo não é afetado (figura 2.2). Este chaveamento do fluxo magnético pode ser feito por um campo de excitação paralelo (*fluxgate* paralelo) ao campo externo ou ortogonal (*fluxgate* ortogonal). Note que embora o modo ortogonal elimine a componente de excitação no sinal, o ruído deste tipo de sensor aumenta, reduzindo a sua resolução [10].

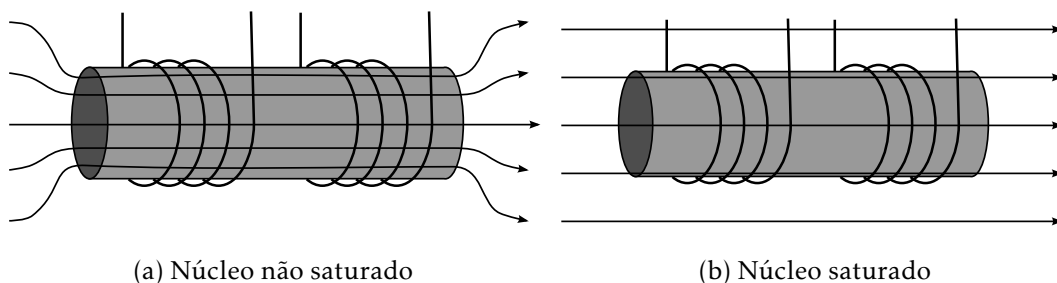


Figura 2.2: O *fluxgate* funciona como uma válvula de fluxo magnético. A variação da quantidade de fluxo que é permitido passar pelo sensor é a responsável pela indução da tensão nos terminais da bobina coletora.

A excitação do núcleo pode ser feita com vários tipos de funções periódicas como senoidal, triangular, quadrada ou por pulsos [14] em frequências que variam de 1 *kHz* à 100 *kHz* (até alguns *MHz* para *microfluxgates*). Para minimizar o ruído, a intensidade dessa excitação deve ser suficiente para garantir a saturação do núcleo, ou seja, todos os dipolos magnéticos devem estar alinhados com o campo aplicado (situação ideal). De fato recomenda-se valores de campo de 10-100 vezes maiores que o ponto de saturação [15] para minimizar o efeito de *perming* magnético. Este efeito é um campo remanente do material depois de um choque magnético, similar a histerese mas o campo aplicado deve ser muito maior [1]. Note que em princípio não é necessário a saturação completa do núcleo para que se obtenha a informação do campo uma vez que mesmo para campos baixos há a variação da permeabilidade do meio.

Como exemplo analise o caso mostrado na figura 2.3, onde o transdutor é excitado por uma função triangular. O núcleo deste apresenta uma curva de histerese com coercividade nula e região de não saturação linear para facilitar o entendimento. A partir da derivada da curva de histerese e do sinal de entrada pode-se determinar como μ varia no tempo. Veja que a permeabilidade magnética oscila com uma frequência duas vezes maior que a excitação. Desta maneira a componente do sinal de saída devido ao campo externo também terá esta frequência duplicada. Isto facilita a separação entre a tensão induzida pelo campo excitatório e a decorrente do campo magnético de interesse. De fato a maneira mais usual de se obter a informação do campo é analisando a amplitude do segundo harmônico da frequência de excitação.

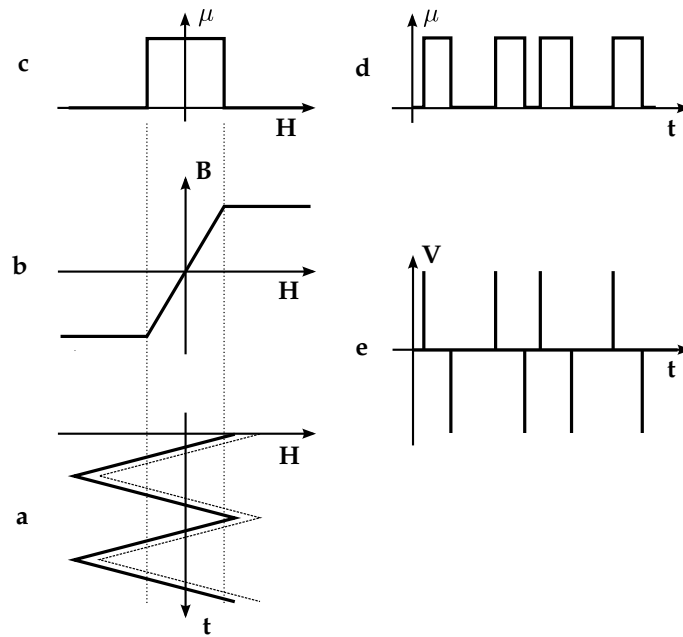


Figura 2.3: Esquema das transformações da função de excitação no sinal de saída. (a) Uma onda triangular aplicada na bobina de excitação (linha tracejada) mais o campo externo. (b) A função de transferência que é dada pela curva de histerese do núcleo ferromagnético, note que é apenas um modelo simplificado de uma curva de histerese real. (c) Derivada de (b), ou seja, a permeabilidade magnética μ . (d) μ em função do tempo, repare que a frequência é o dobro da original de excitação e o campo externo provoca um atraso de fase causando uma assimetria na distância entre os pulsos. (e) A amplitude do sinal na bobina coletora é proporcional à derivada temporal da permeabilidade e à intensidade do campo externo. Note que no sinal mostrado está somente a componente devida ao campo externo.

Outra técnica de determinar a intensidade do campo externo é analisando a diferença de fase entre os pulsos de tensão. Este campo provoca uma assimetria nos tempos de saturação em cada direção, resultando em um intervalo de tempo diferente entre um pulso e seu antecessor comparado com o mesmo pulso e seu precessor. Diferença que está diretamente ligada ao campo magnético externo possibilitando a sua medida. Existem ainda outras maneiras de processar o sinal gerado pelo transdutor como por exemplo, a análise dos harmônicos de paridade diferente. Entretanto os mais usuais e que apresentam melhores resultados na maioria dos casos são os dois métodos apresentados aqui.

O modelo de funcionamento do *fluxgate* também pode ser visto em [16] e [13]. Um estudo sobre eficiência das formas de excitação foi realizado por *Pavel Ripka* [15].

2.2.1 Equação do *fluxgate* básico

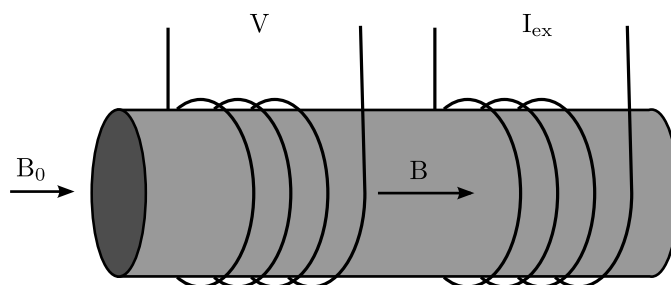


Figura 2.4: Esquema de um *fluxgate* básico. Um núcleo de material ferromagnético envolto por uma bobina excitadora e outra coletora. O sistema está imerso em um campo magnético B_0 , B é o campo dentro das bobinas, V a tensão gerada nas extremidades da coletora e I_{ex} a corrente passada pela bobina excitadora.

Considerando o esquema da figura 2.4, o fluxo magnético que passa no interior da bobina é dado por BA onde B é a intensidade do campo paralelo ao eixo da bobina e A a área de sua secção transversal. Note que o caráter vetorial dos campos foi suprimido uma vez que a geometria do problema é basicamente unidimensional. Uma diferença de potencial (V) aparecerá nos terminais da bobina caso o campo magnético varie no tempo, ou seja,

$$V = nA \frac{dB}{dt} \quad (2.5)$$

É necessário encontrar a relação entre o campo externo B_0 , que é a quantidade de interesse, e B . Quando um material magnético como o representado na 2.4 é imerso neste campo B_0 , além do campo H e da magnetização M tem origem um efeito chamado de demagnetização. Este efeito é causado pelo campo gerado pelos polos induzidos nas extremidades¹ da barra (figura 2.5) e age de forma a diminuir o campo no seu interior. Sua intensidade é proporcional a magnetização do material [1].

¹Como cargas magnéticas reais não existem, o campo de demagnetização tem origem nos momentos magnéticos produzidos por cargas em movimento

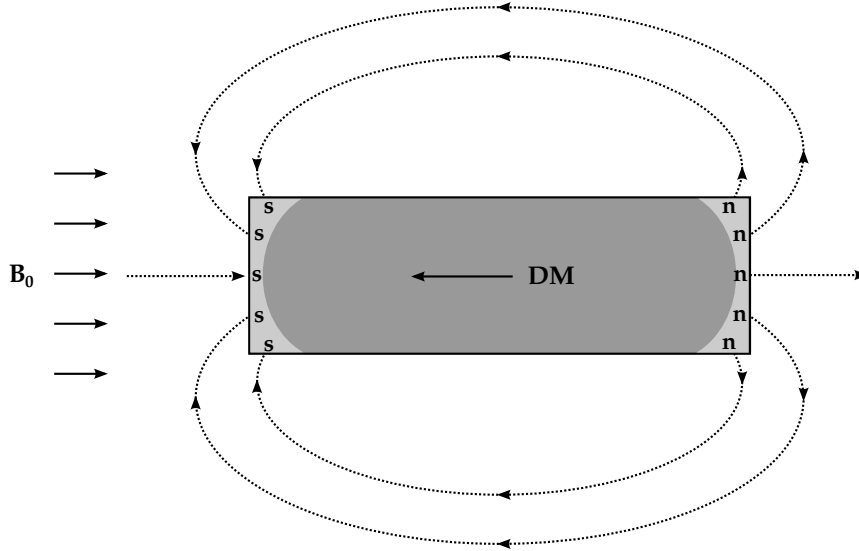


Figura 2.5: Um núcleo de material ferromagnético imerso em um campo magnético apresenta polos magnéticos induzidos nas extremidades que geram um campo contrário ao campo externo [1].

O campo H pode ser escrito como

$$H = \frac{B_0}{\mu_0} - DM \quad (2.6)$$

onde D é o fator de demagnetização e depende da geometria da amostra.

Considerando o material um meio linear ($M = \chi_m H$) e a relação $\chi_m = \mu_0(1 + \chi_m)$ chega-se a

$$H = \frac{B_0}{\mu_0 \left[1 + D \left(\frac{\mu}{\mu_0} - 1 \right) \right]} \quad (2.7)$$

Usando $B = \mu H$ e definindo $\mu_r = \mu/\mu_0$ como a permeabilidade relativa do material, tem-se a desejada relação

$$B = \frac{B_0 \mu_r}{1 + D(\mu_r - 1)} \quad (2.8)$$

Note que esta relação entre o campo externo e o no interior do material também é linear,

$$B = \mu_a B_0,$$

onde $\mu_a = \mu_r [1 + D(\mu_r - 1)]^{-1}$. Isto se deve ao fato do material ter sido considerado um meio com magnetização linear, o que é válido somente para campos externos baixos. Isto torna por sua vez esta relação também somente válida para campos baixos. De um modo mais rigoroso, pode-se dizer que foram descartados os termos não lineares da expansão de Taylor da função mais geral $M(H)$.

Feitas estas considerações, a tensão obtida no terminal das bobinas para um campo externo estático pode ser escrita como

$$\begin{aligned}
V &= nAB_0 \frac{d(\mu_r[1 + D(\mu_r - 1)]^{-1})}{dt} \\
&= \frac{nAB_0(1 - D)}{[1 + D(\mu_r - 1)]^2} \frac{d\mu_r}{dt},
\end{aligned}
\tag{2.9}$$

que é a chamada equação do *fluxgate* básico [13].

2.2.2 Fluxgates com dois núcleos

Para reduzir a componente da excitação no sinal captado na bobina coletora utiliza-se *fluxgates* paralelos com dois núcleos. Estes são excitados com campos antiparalelos de modo que o fluxo resultante na(s) bobina(s) coletora(s) seja nulo. Em 1941 foi desenvolvido o *fluxgate* de Vacquier (figura 2.6a) e em 1942 Förster criou uma variante onde separou a bobina coletora em duas e as ligou em série (figura 2.6b).

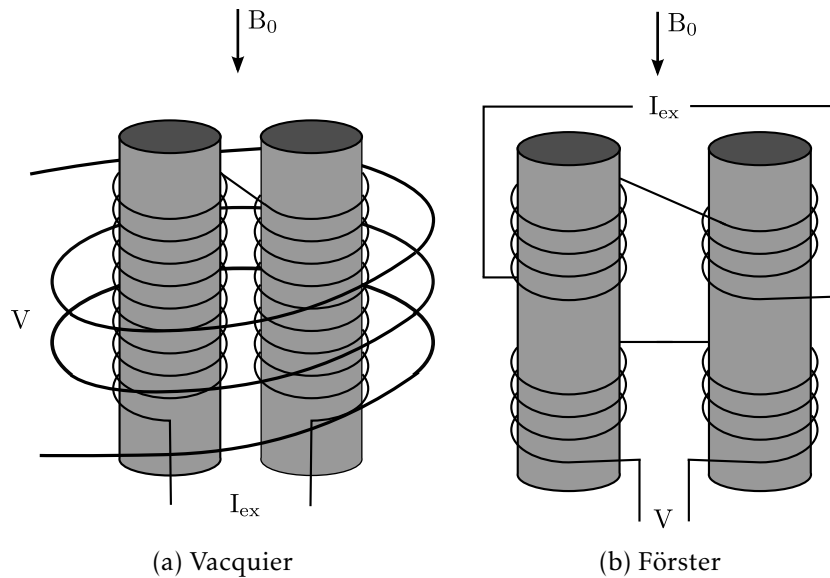


Figura 2.6: Esquema de um *fluxgate* de Vacquier (a) e de Förster (b) ambos com dois núcleos de material ferromagnético excitados em sentidos opostos. Os sistemas estão imersos em um campo magnético B_0 , V é a tensão gerada nas extremidades da bobina coletora e I_{ex} é a corrente de excitação.

2.3 Miniaturização

Técnicas de miniaturização são empregadas a fim de se obter sensores menores, com menor consumo e mais baratos. Estas técnicas geralmente passam por uma planarização dos componentes requerida para que a tecnologia de filmes finos possa ser utilizada. A vantagem de se usar filmes finos está em se valer de uma tecnologia que é uma das mais desenvolvidas atualmente. Entretanto componentes indutores como as bobinas são conhecidamente um problema neste contexto. Se comparadas com suas similares tridimensionais, bobinas planas geram um campo menos homogêneo e intenso. Pesa ainda o fato da direção do campo gerado ter necessariamente a principal

componente na direção perpendicular ao substrato utilizado. Há uma exceção a essa regra que são bobinas feitas utilizando duas camadas de metal ao invés do formato clássico em forma de espiral [17, 18] (ver figura 2.7).

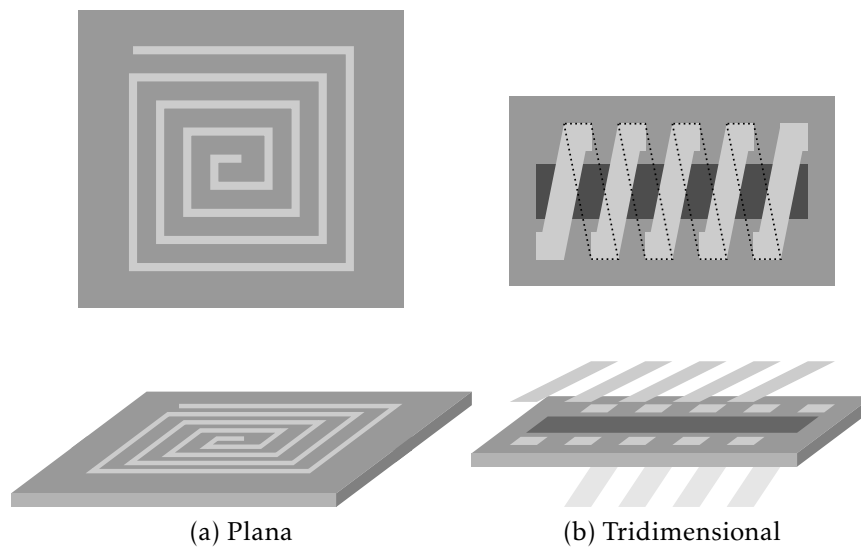


Figura 2.7: Esquema dos dois tipos de bobinas construídas com filmes finos mais comuns. A bobina plana (a) espiral quadrada gera um campo com principal componente perpendicular ao plano de construção. Já a bobina tridimensional (b) utiliza dois níveis de metal aumentando o número de etapas da construção mas o campo gerado tem componente paralela maior.

A miniaturização pode trazer mais algumas consequências negativas como o aumento do ruído e a perda de sensibilidade. Micro sensores deste tipo geralmente tem performance inferior aos similares em escala macro. Superar estas limitações é o principal desafio neste campo de pesquisa atualmente.

Alguns trabalhos em *microfluxgates* podem ser vistos em [19, 20, 21, 22, 23]. Dois *microfluxgates* ortogonais com geometria pouco usual, onde o núcleo é eletrodepositado em torno de um fio que substitui a bobina de excitação, podem ser vistos em [24, 25] assim como a caracterização destes fios [26].

2.4 *Microfluxgate* em tecnologia planar

Miniaturizar um *fluxgate* é complicado porque o ruído magnético cresce rapidamente com a diminuição do núcleo [9]. Mas sensores magnéticos pequenos são necessários em aplicações como leitura de tintas magnéticas e matrizes de sensores [9].

O esquema de um *fluxgate* em tecnologia planar, passível de miniaturização, é mostrado na figura 2.8. O dispositivo é composto por duas bobinas coletoras ligadas em série antiparalelamente de modo que a tensão gerada pelo campo de excitação se anule. O campo proveniente da excitação tem o mesmo sentido nas duas espiras e a diferença de potencial induzida se subtrai com esta particular ligação. Já o sinal originado pelo campo externo é naturalmente antiparalelo nas bobinas, portanto as tensões se somam. Na prática o sinal de excitação não some completamente mas é consideravelmente atenuado facilitando o processamento posterior dos dados.

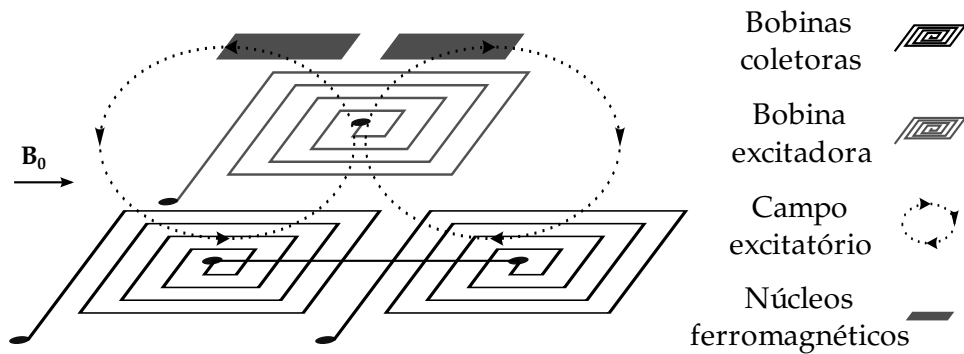


Figura 2.8: Esquema de um fluxgate planar [19]. Uma bobina satura periodicamente os núcleos ferromagnéticos, um em cada direção. Abaixo tem-se as bobinas coletoras em um esquema similar ao fluxgate de Förster.

Note que o acoplamento entre os núcleos e as bobinas, tanto coletoras quanto excitadora, é muito inferior em relação a *fluxgates* não planares, onde este é ideal. Note que na equação 2.9 as constantes A referente a área da secção transversal da bobina coletora e n referente ao número de suas espiras não são mais válidas. Este fator An é válido para um acoplamento ideal e bobinas com espiras de mesma área. Neste caso do sensor planar estas duas constantes continuam sendo de alguma forma relacionadas a área e ao número de espiras, mas não de forma direta, e o seu valor é menor. Esta é uma razão pela qual *microfluxgates* planares tem desempenho inferior aos modelos tridimensionais. A figura 2.9 mostra um processo simples para um *fluxgate* com todas as bobinas no mesmo plano, diferente do mostrado na figura 2.8 em que estão distribuídas em duas camadas. Como será visto mais a frente este processo se refere a um dos leiautes propostos.

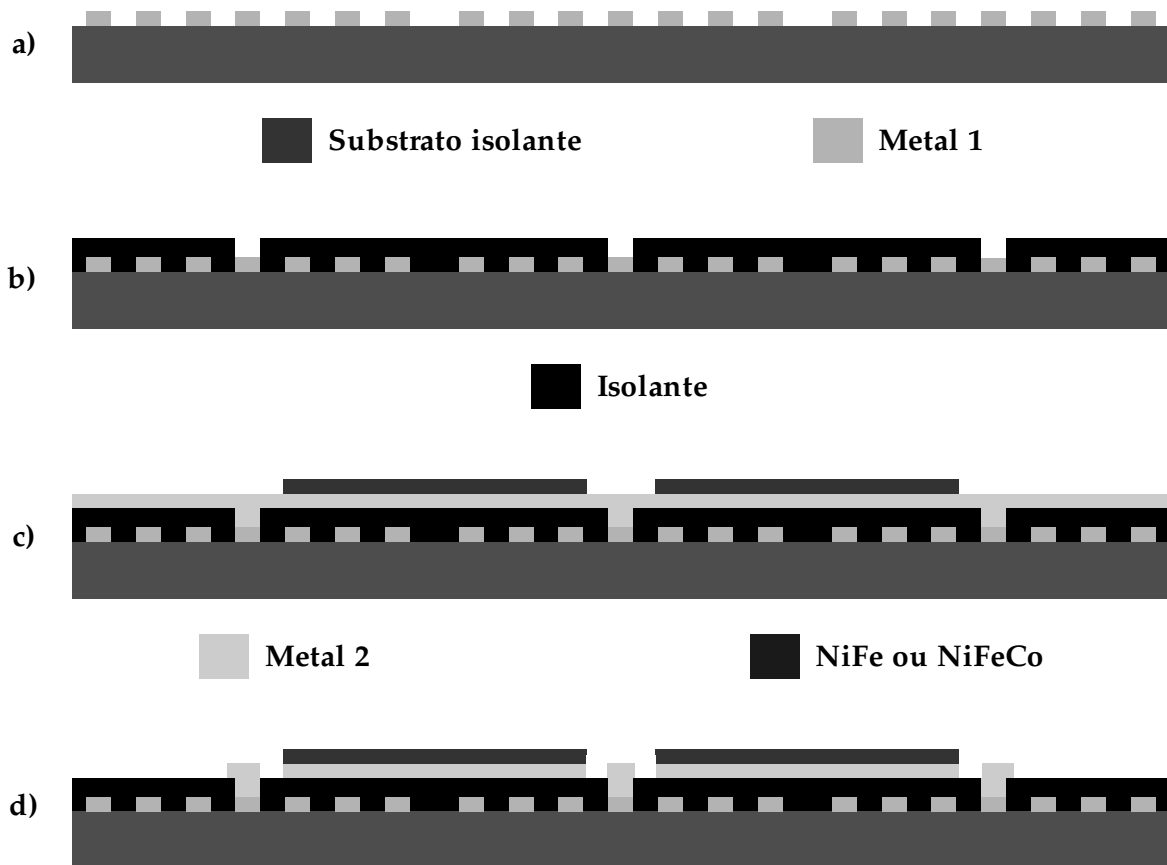


Figura 2.9: Esquema do possível processo do L1. (a) A partir de um substrato isolante, deposita-se uma camada condutora de metal. Com um processo litográfico chega-se as espiras. (b) Uma camada isolante é depositada e são abertos os buracos por onde será feita a ligação elétrica com as bobinas. (c) Uma nova camada de metal é depositada e através de um processo de eletrodeposição por moldes de fotoresista, o núcleo do sensor é eletrodepositado [27]. (d) Um último processo litográfico define as ligações elétricas entre as bobinas e as áreas para contato elétrico externo

Note que é um processo simplificado, dependendo dos materiais utilizados há a necessidade de camadas adicionais ou outros tipos de estrutura como por exemplo no caso de materiais que não podem ser utilizados em camadas consecutivas pois não aderem um sobre o outro.

Alguns artigos sobre *fluxgates* planares podem ser vistos em [28, 29].

Capítulo 3

Simulações computacionais

Algumas simulações numéricas foram feitas para entender melhor o campo magnético gerado pelas bobinas excitadoras e o sinal gerado por um *fluxgate* com o núcleo composto pela liga de NiFe estudada. Os programas de computador foram desenvolvidos utilizando a linguagem de programação Python. Esta foi escolhida pela facilidade, orientação a objetos, portabilidade e legibilidade do código. Caso interesse o leitor, o autor disponibiliza todo o código fonte, bastando solicitá-lo.

O sistema de coordenadas utilizado nas simulações e no resto do texto é mostrado na figura 3.1.

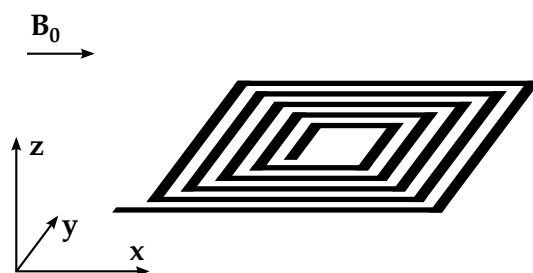


Figura 3.1: Sistema de coordenadas. O eixo x é o principal dos sensores, o eixo de medida. Ainda no plano, perpendicular à x tem-se o eixo y e saindo do plano da bobina o eixo z . B_0 sempre terá somente componente na direção x . A origem utilizada é fixa pra z , ou seja, o plano das bobinas, entretanto pode variar para x e y . Mas estas variações serão explicitadas e não causam confusão.

3.1 Campo magnético gerado por uma bobina plana quadrada

Conhecer o campo magnético gerado por uma bobina plana quadrada é fundamental para escolher os parâmetros e geometria do sensor. Nesta seção, através de simulações computacionais de elementos finitos, será mostrado este campo em regiões e direções de interesse. Note que este campo não é trivialmente calculado. Não foi encontrada nenhuma equação que descreva o campo gerado por uma espira deste tipo em todo o espaço, somente algumas simulações por elementos finitos sem muitos detalhes [30]. Embora já existissem programas que lidem com este tipo de situação, decidiu-se criar um software próprio para se obter maior controle das suas ações.

3.1.1 Métodos

O programa discretiza o espaço em uma matriz de tamanho ajustável, assim como o parâmetro de discretização ($d\mathbf{l}$). Neste espaço pode-se colocar dipolos de corrente livremente, tanto em intensidade como em direção. A partir destes elementos o campo magnético pode ser calculado em todos os pontos.

Estes dipolos são correntes elétricas que aparecem em um certo ponto, percorrem um elemento de distância (convenientemente aqui escolhido como $d\mathbf{l}$) e desaparecem. Claro que sozinhos, em regimes onde não há criação/destruição de partículas, estes dipolos não representam sistemas físicos mas, se colocados em uma distribuição adequada, isto pode ser atingido. Por exemplo, para formar um fio condutor alinha-se vários destes dipolos de corrente. Já a representação de uma bobina plana pode ser vista na figura 3.2.

O campo magnético gerado é calculado para cada ponto no espaço discreto utilizando a expressão

$$\mathbf{B} = \mu_0 \frac{\mathbf{p} \times \mathbf{r}}{4\pi r^3} \quad (3.1)$$

onde \mathbf{p} é o dipolo de corrente e \mathbf{r} o vetor que liga este ao ponto onde o campo magnético está sendo calculado [31]. Desconsiderando fatores geométricos, isto é, a corrente está toda localizada em um filamento unidimensional de tamanho $d\mathbf{l}$, \mathbf{p} é dado por

$$\mathbf{p} = i d\mathbf{l} \quad (3.2)$$

onde i é a intensidade da corrente elétrica. Note que a expressão 3.1 é válida somente para pontos onde $\|\mathbf{r}\|$ é muito maior em relação à $\|d\mathbf{l}\|$. Para que isto seja verdadeiro é necessário a escolha de um parâmetro de discretização pequeno o suficiente para que os pontos de interesse fiquem a vários $\|d\mathbf{l}\|$ s de distância.

O resultado é um campo vetorial que representa o campo magnético, como exemplo a figura 3.3 mostra o campo no plano central ($y = 30$) gerado pela bobina da figura 3.2.

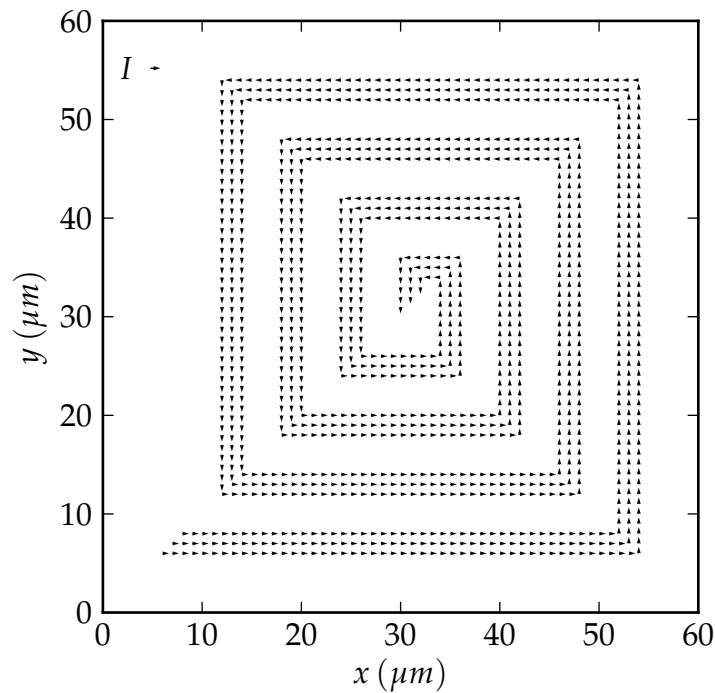


Figura 3.2: Representação de uma bobina plana por dipolos de corrente em um campo vetorial com coordenadas discretas.

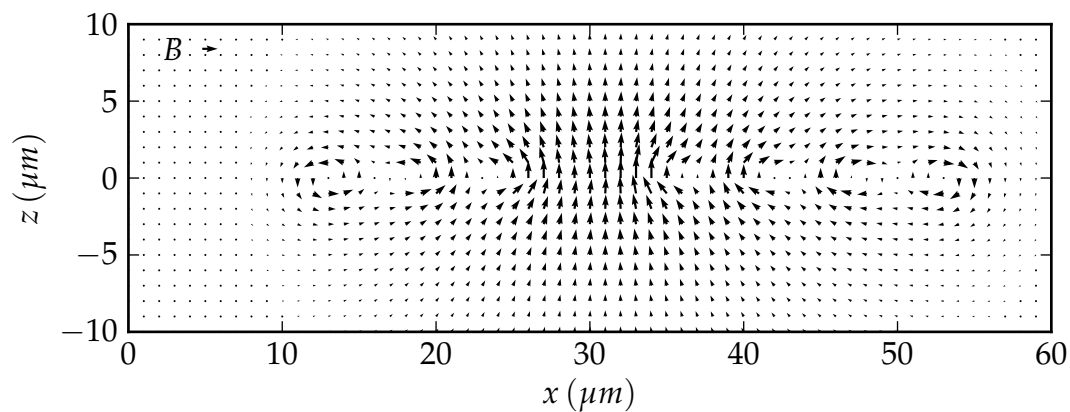


Figura 3.3: Campo magnético gerado por uma bobina plana (figura 3.2) em um campo vetorial com coordenadas discretas. Somente o plano central da bobina está representado ($y = 30$).

Tanto nestes exemplos como nas simulações foi considerado que toda a corrente passa somente no plano das bobinas, ou seja, a espessura dos fios é infinitesimal. Esta aproximação foi feita de modo a reduzir o tempo computacional. O erro causado é pequeno nos casos em que as distâncias em que os campos estão sendo medidos são muito maiores do que a espessura do condutor.

3.1.2 Resultados

Foi escolhida uma bobina com 5 espiras como base e dimensões compatíveis com o futuro micro sensor, mas os resultados podem ser diretamente estendidos para elementos maiores e com maior número de espiras como os quais foram feitos os testes experimentais. Este número foi escolhido para que o tempo computacional gasto ficasse dentro de limites razoáveis (<1 hora por simulação), assim como o parâmetro de discretização do espaço ($1\ \mu m$). A corrente utilizada nas simulações foi de $1\ A$, e os resultados podem ser convertidos mediante a simples multiplicação pela corrente desejada, uma vez que a intensidade do campo é linear com esta. Observe o campo gerado pela bobina em um plano afastado $5\ \mu m$ ($z = 5\ \mu m$) nas figuras 3.4 para a componente B_x e 3.5 para a B_z .

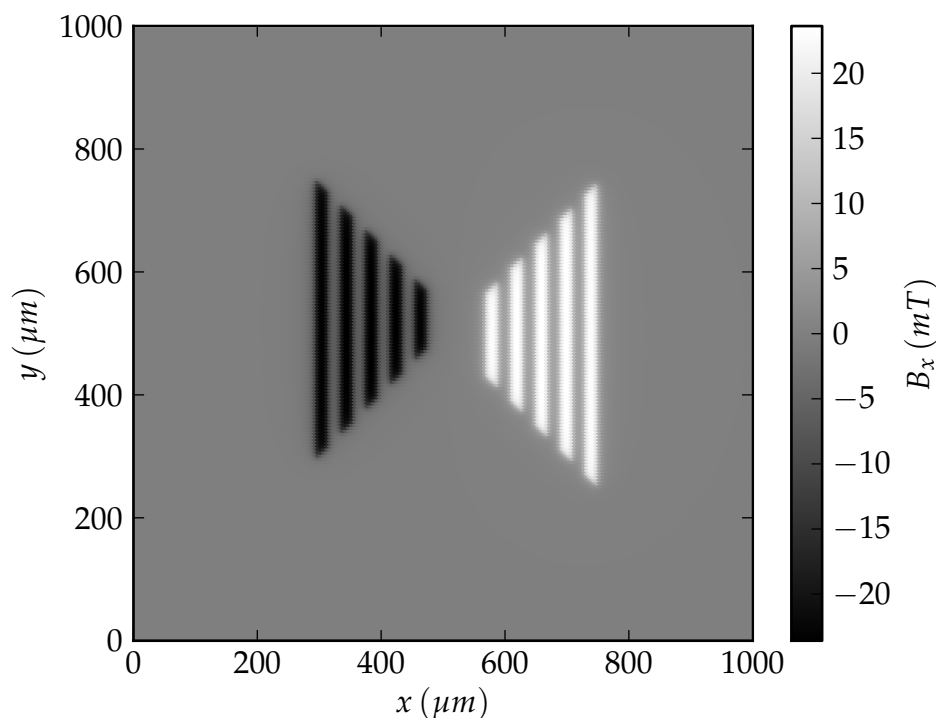


Figura 3.4: Componente x do campo gerado pela bobina plana (figura 3.2) para $z = 5\ \mu m$.

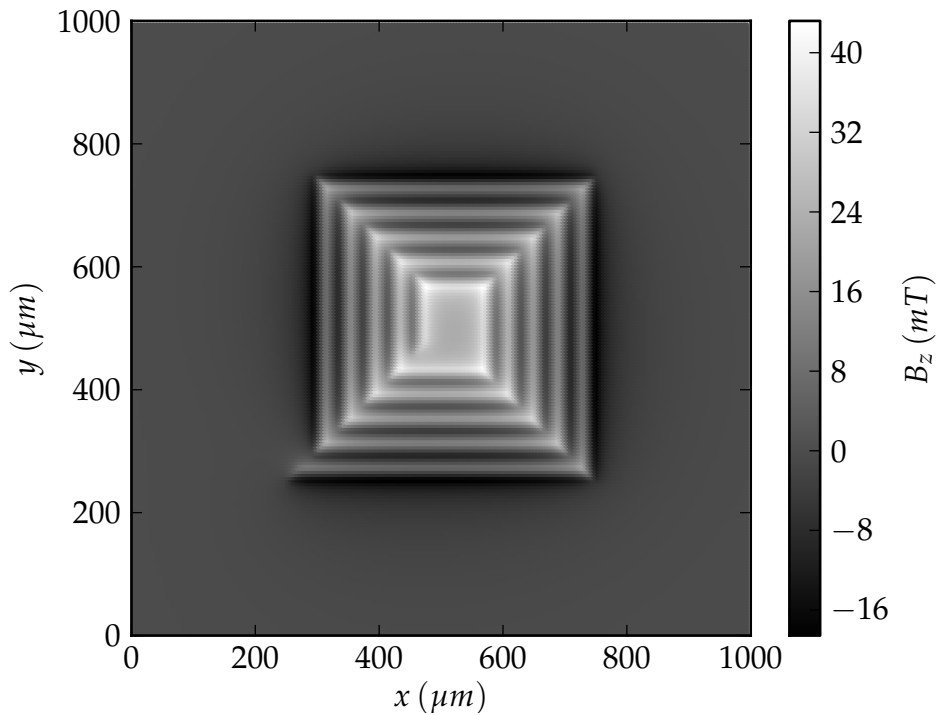


Figura 3.5: Componente z do campo gerado pela bobina plana (figura 3.2) para $z = 5 \mu m$.

A figura 3.6 mostra um esquema da bobina utilizada. Os resultados que serão mostrados mais adiante, quando não dito o contrário, são referentes a linha central ($y = 500 \mu m$).

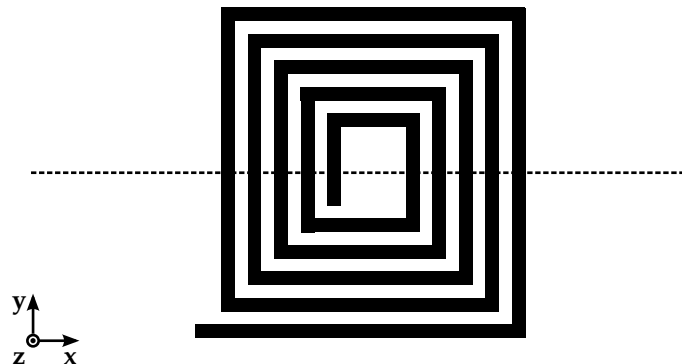


Figura 3.6: Bobina plana usada nas simulações numéricas. 5 espiras de $20 \mu m$ de largura, espaçadas pela mesma distância. A largura externa é de $500 \mu m$. A linha tracejada é o conjunto de pontos onde o campo, exceto quando dito o contrário, foi calculado e feitos os gráficos desta seção. O parâmetro de discretização do espaço usado foi $1 \mu m$ para todas as coordenadas.

Distância entre o núcleo e as espiras

Um fator importante a ser levado em consideração é a distância entre o núcleo e as espiras. Esta distância no sensor é dada pela espessura da camada isolante.

O campo magnético tem comportamento distinto para regiões perto do plano da bobina e regiões afastadas. Considera-se perto, valores menores ou semelhantes ao espaçamento entre as linhas. Para esta região a influência das linhas condutoras mais próximas é forte em relação a todas as outras, gerando padrões periódicos. Compare as figuras 3.5 e 3.4 que mostram a intensidade do campo em $z = 5 \mu m$ com as figuras abaixo 3.7 e 3.8, gerados em $z = 100 \mu m$.

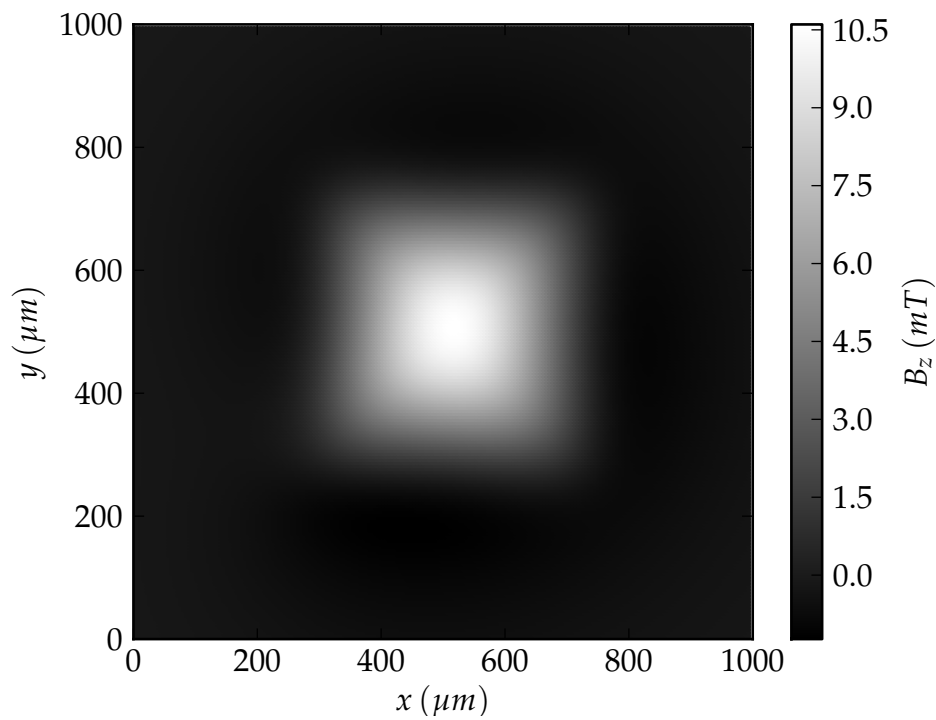


Figura 3.7: Componente z do campo gerado por uma bobina plana (figura 3.2) para $z = 100 \mu m$.

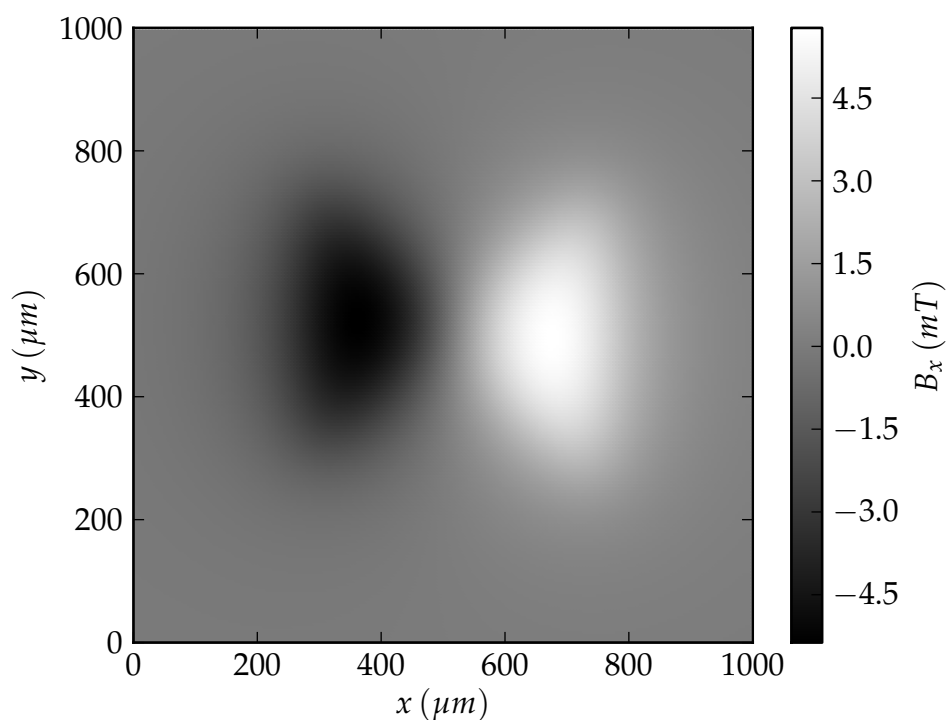


Figura 3.8: Componente x do campo gerado por uma bobina plana (figura 3.2) para $z = 100 \mu\text{m}$.

Campo paralelo Observe a figura 3.9. Nota-se que a influência da periodicidade das espiras que é predominante para regiões perto do plano da bobina desaparece para regiões distantes.

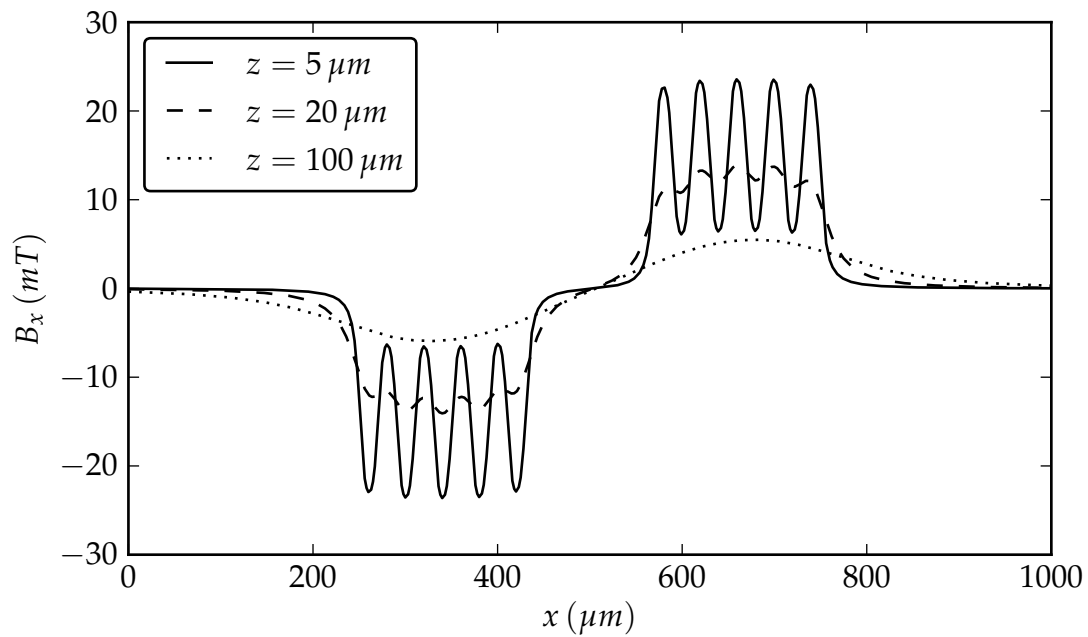


Figura 3.9: Intensidade do campo paralelo em três diferentes distâncias. A $z = 5 \mu m$ claramente se trata de uma região onde a localidade ganha sobre a média. Já $z = 100 \mu m$ não se nota o caráter discreto da bobina, representando as regiões afastadas. Entre estas duas tem-se uma região de transição, no caso $z = 20 \mu m$.

Já a figura 3.10 mostra como que esta mesma intensidade de campo varia na região de pequenas distâncias, entre $z = 2 \mu m$ e $z = 5 \mu m$. Nota-se uma redução na amplitude das oscilações assim como uma leve redução na média do campo.

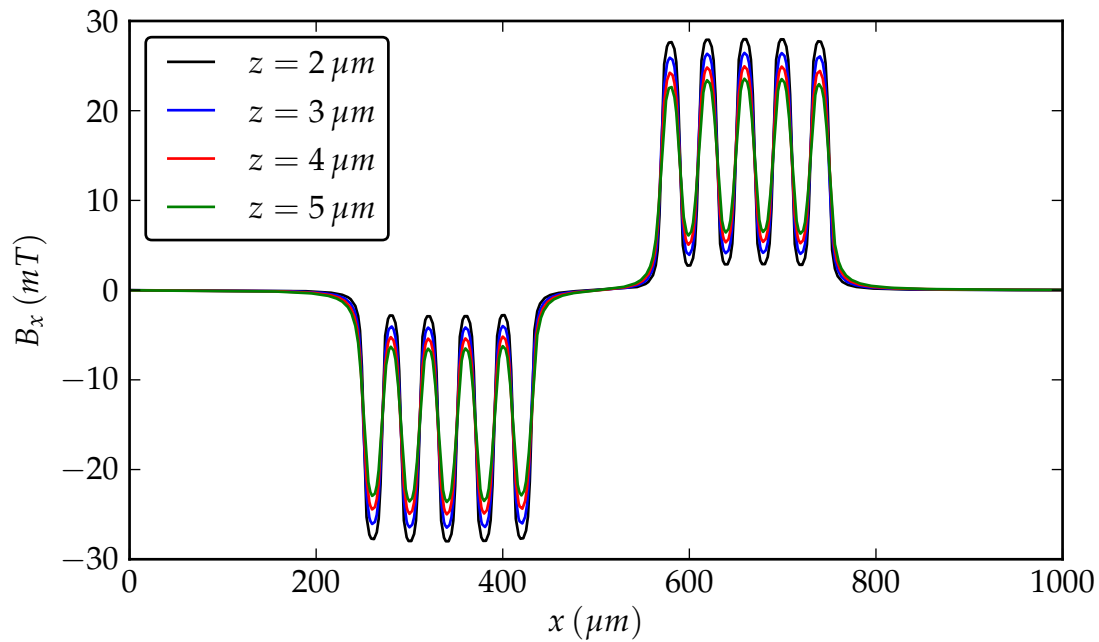


Figura 3.10: Intensidade do campo perpendicular na região de pequenas distâncias. Com o seu aumento as oscilações diminuem de intensidade ao mesmo tempo que estas diminuem seu valor médio

Do ponto de vista do sensor, campos mais homogêneos seriam mais interessantes, mas existe um importante custo em intensidade. No caso de valores baixos de z ou seja, campo de excitação com grande inhomogeneidade, espera-se que nos intervalos entre as trilhas o campo gerado pelas regiões saturadas vizinhas seja capaz de compensar o baixo campo excitatório ali presente. Lembre que dipolos magnéticos geram um campo de mesmo sentido e direção sobre o seu eixo central. Note que há também limitantes no processo de fabricação tanto para valores muito baixos, que significam camadas isolantes muito finas, como para valores muito altos. Dito isto $z \approx 5 \mu\text{m}$ parece satisfazer as questões de projeto e de saturação do núcleo.

Campo perpendicular O mesmo comportamento de duas regiões distinguíveis ocorre para o campo perpendicular ao plano da bobina. A figura 3.11 mostra a componente perpendicular do campo magnético gerado pela bobina plana.

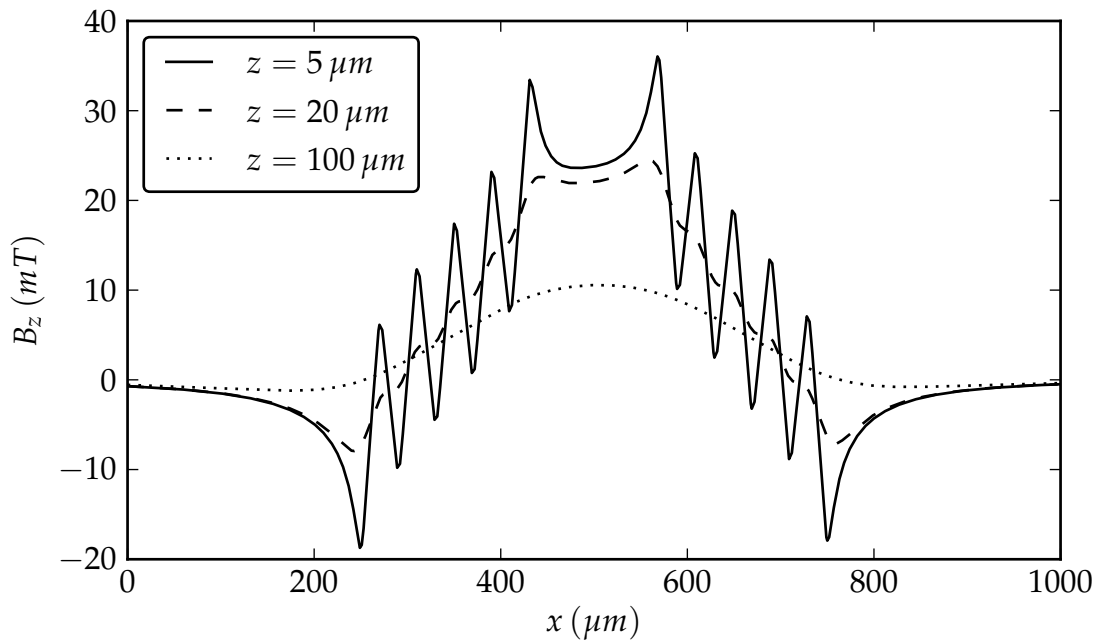


Figura 3.11: Intensidade do campo perpendicular a diferentes distâncias.

Neste caso tem-se este comportamento ainda mais acentuado, de maneira que em certas regiões dentro dos limites da bobina o campo assume sentido contrário ao predominante.

Por se tratar de um *fluxgate* paralelo, onde o campo externo a ser medido é paralelo a direção de saturação do núcleo, a princípio um campo de excitação perpendicular não é desejado. Mas como foi mostrado, este tipo de bobina gera em muitas regiões um B_z mais intenso do que B_x . Observe a figura 3.12 onde estão dispostas juntamente as componentes paralela (B_x) e perpendicular (B_z) para pequenas e grandes distâncias. Note que a intensidade do campo perpendicular é, em geral, maior que a do paralelo. Deste modo a excitação forma um ângulo que pode passar de 45° em relação a direção de B_0 .

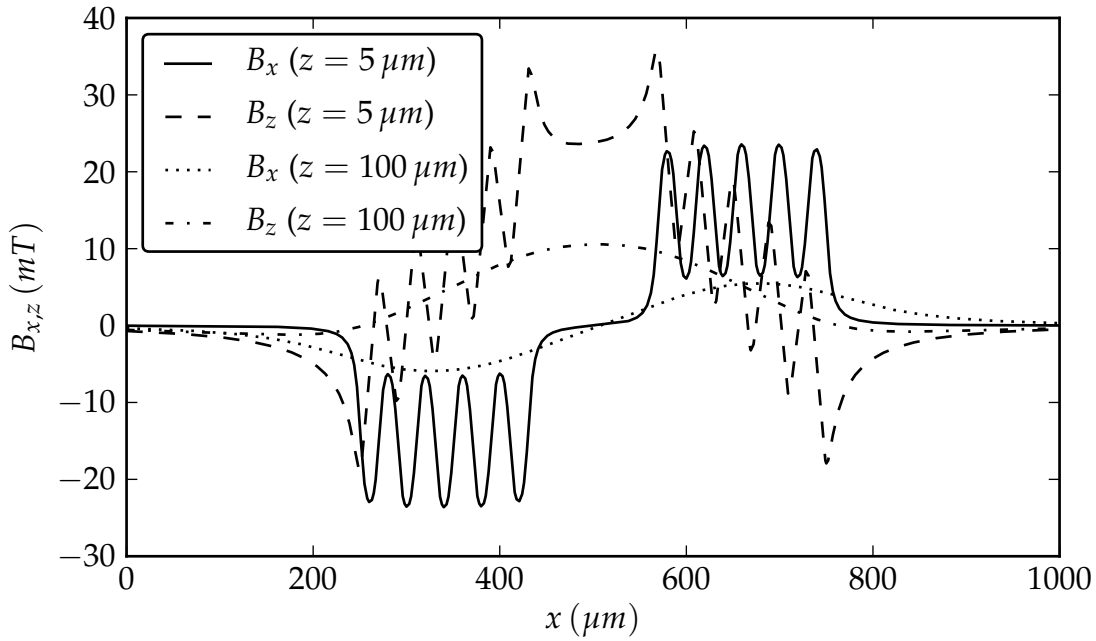


Figura 3.12: Intensidade do campo paralelo e perpendicular a diferentes distâncias.

Por outro lado, as ligas de NiFe eletrodepositadas apresentam uma significativa anisotropia magnética se comparadas estas duas direções [4]. Campos paralelos levam a magnetização ordens de grandeza maiores que um campo perpendicular de mesma intensidade, muito devido a geometria da amostra (por exemplo o fator de demagnetização). Desta forma seus efeitos não devem ser muito acentuados.

Não se pode reduzir B_z aumentando a distância do núcleo às bobinas pois o campo paralelo seria afetado da mesma forma. Por fim, em um dos layouts propostos o arranjo de bobinas proporciona o cancelamento desta componente o que trás a oportunidade de estudar seus efeitos.

3.2 Sinal de um fluxgate

A seguir será feita uma análise numérica dos sinais envolvidos na dinâmica de um *fluxgate* básico através da equação 2.9, chegando-se às curvas de resposta teórica. Esta equação com as variáveis contextualizadas é mostrada novamente abaixo para facilitar a leitura (equação 3.3). Os mesmos métodos também serão utilizados para o cálculo teórico da sensibilidade em função do campo aplicado e região linear em função do campo.

$$V(t) = \frac{AnB_0(1-D)}{\mu_0[1 + D(\mu(t)/\mu_0 - 1)]^2} \frac{d\mu}{dt} \quad (3.3)$$

Constantes

O fator de demagnetização utilizado foi $D = 0.1$ e o fator $An = 6 \times 10^{-5}$, as considerações feitas sobre este último estão na seção 2.4. Os valores foram escolhidos de modo que as simulações se aproximem dos valores experimentais

obtidos (apresentados no capítulo 6). Partiu-se de uma estimativa inicial, por exemplo o valor de An ainda tem relação com a área das bobinas e o número de espiras, entretanto para bobinas quadradas e não idealmente acopladas não se pode utilizá-los diretamente. Já o fator de demagnetização foi escolhido de forma a reproduzir nos resultados os pontos de saturação das curvas de resposta experimentais uma vez que este tem um forte impacto sobre eles. Existem algumas equações teóricas aproximadas para D [28], entretanto o valor obtido não reproduziu os nossos experimentos. Como será mostrado no capítulo 4, os núcleos dos sensores na maioria dos casos não estão imersos em um campo homogêneo o que pode alterar significativamente o fator, explicando esta divergência.

Funções de t

Para se calcular a parte dependente do tempo é necessário conhecer o comportamento ferromagnético do núcleo do sensor. Este comportamento é dado pela curva de histerese do material, no caso, filmes de NiFe (figura 3.13). Os pontos entre os dados experimentais foram estimados por uma interpolação linear entre os dois pontos experimentais vizinhos. Lembre que a inclinação desta curva é a permeabilidade magnética do material ($\mu(H_x) = dB_x/dH_x$).

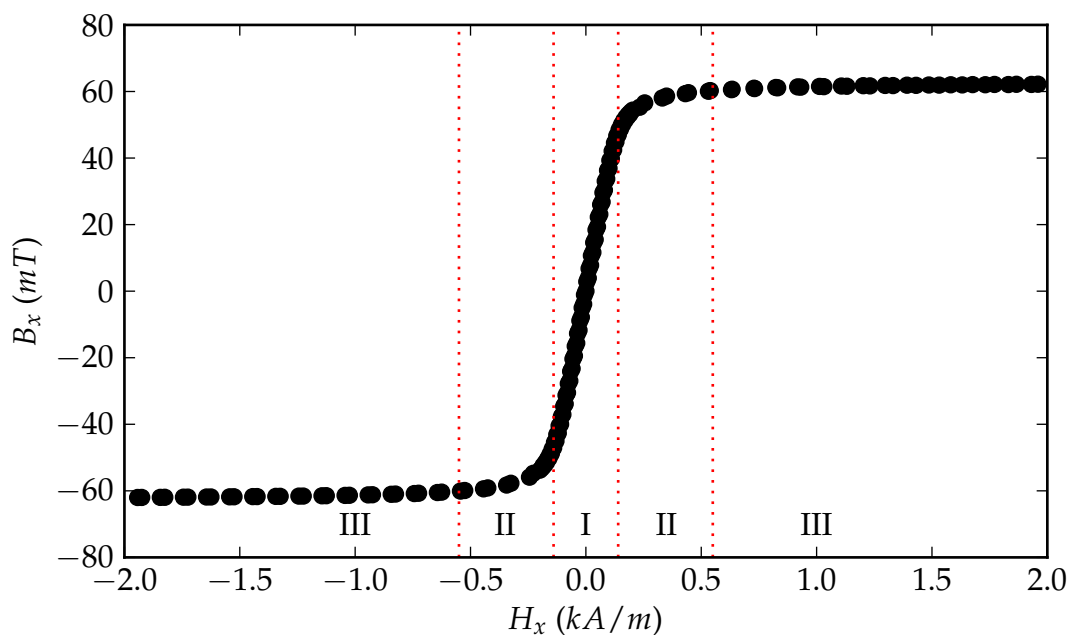


Figura 3.13: Curva de histerese de uma amostra de filme de NiFe eletrodepositada em nosso laboratório (14 mA/cm^2 por 40 min [4]). Note que nesta escala a curva em ambos os sentidos de variação do campo parece coincidir. As linhas pontilhadas delimitam 3 regiões (simétricas em relação a origem), a central (I) é delimitada pelos pontos de inflexão da derivada da curva ($\mu(H_x)$) e é caracterizada pelos altos valores de μ , já a segunda região (II) é a região de transição para a terceira (III) onde $\mu \approx \mu_0$.

O último dado é o campo ao qual o núcleo está submetido. Considere um campo de excitação senoidal $H_{ex}(t)$ gerado por uma corrente de mesma forma nas bobinas excitadoras com amplitude de 1 kA/m . O campo $H_x(t)$ total ao qual o núcleo está

submetido é dado pela soma de $H_{ex} + B_0/\mu_0$. Neste exemplo $B_0 = 500 \mu T$. Este valor de B_0 é bastante elevado mas facilita a visualização (figura 3.14).

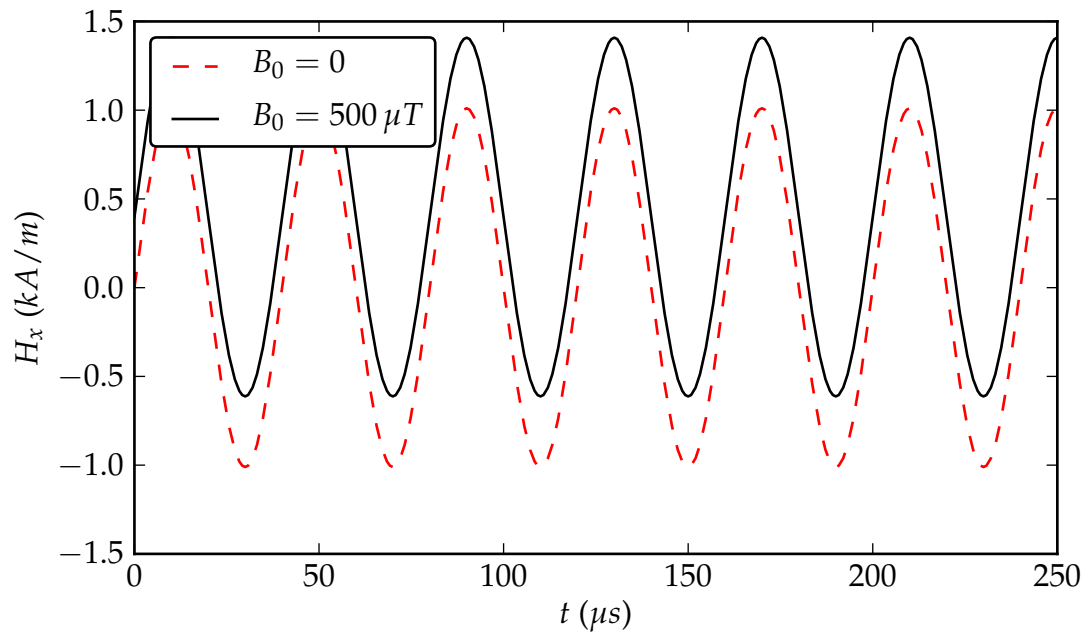


Figura 3.14: Campo ao qual o núcleo do sensor está submetido. Senoidal com amplitude de $1 kA/m$ e frequência de $25 kHz$. Em linha tracejada o sensor não está imerso em campo externo algum, e em linha contínua tem-se um campo externo de $500 \mu T$ na direção de medida do dispositivo (\hat{x}).

Mapeando-se a permeabilidade relativa ($\mu_r(H_x) = \mu(H_x)/\mu_0$, figura 3.15) em $H_x(t)$ tem-se a sua variação temporal, ou seja

$$\frac{1}{\mu_0} \frac{dB_x(H_x(t))}{dH_x} = \mu_r(t) \quad (3.4)$$

que é mostrada na figura 3.16.

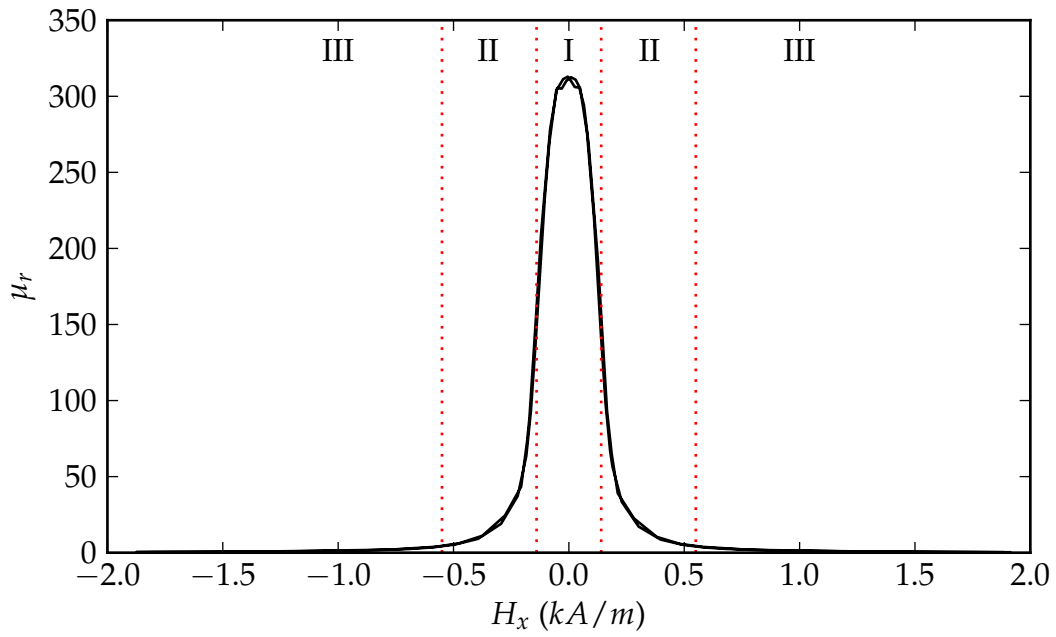


Figura 3.15: Permeabilidade magnética relativa em função do campo H_x .

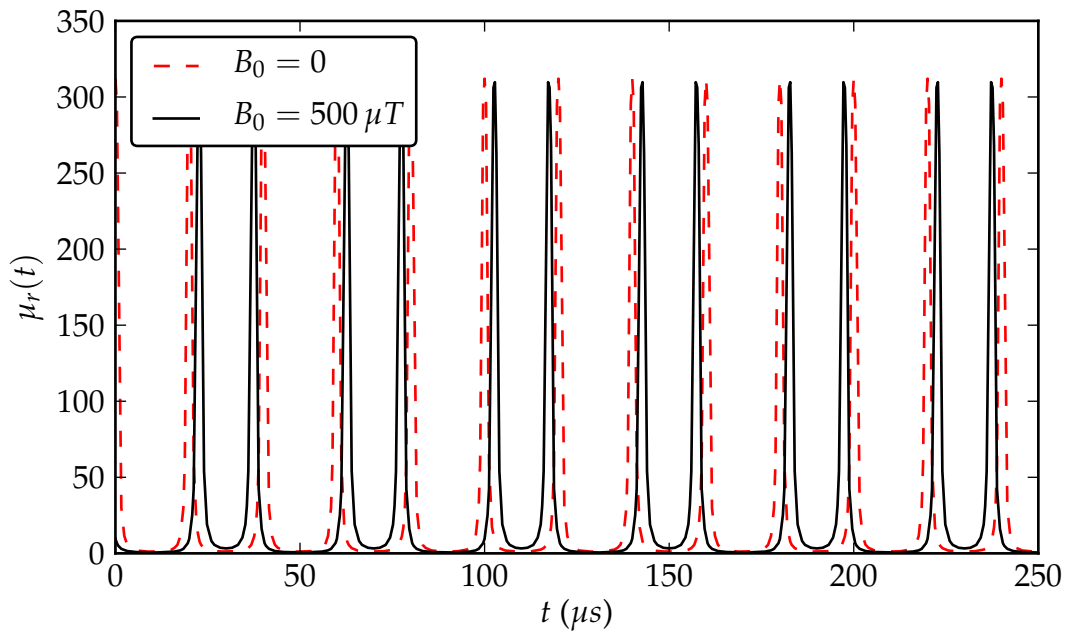


Figura 3.16: Permeabilidade magnética relativa em função do tempo.

Note que a presença do campo externo constante desloca os picos assimetricamente, afastando uns e aproximando os seguintes. Agora somente resta a derivada temporal da permeabilidade (figura 3.17).

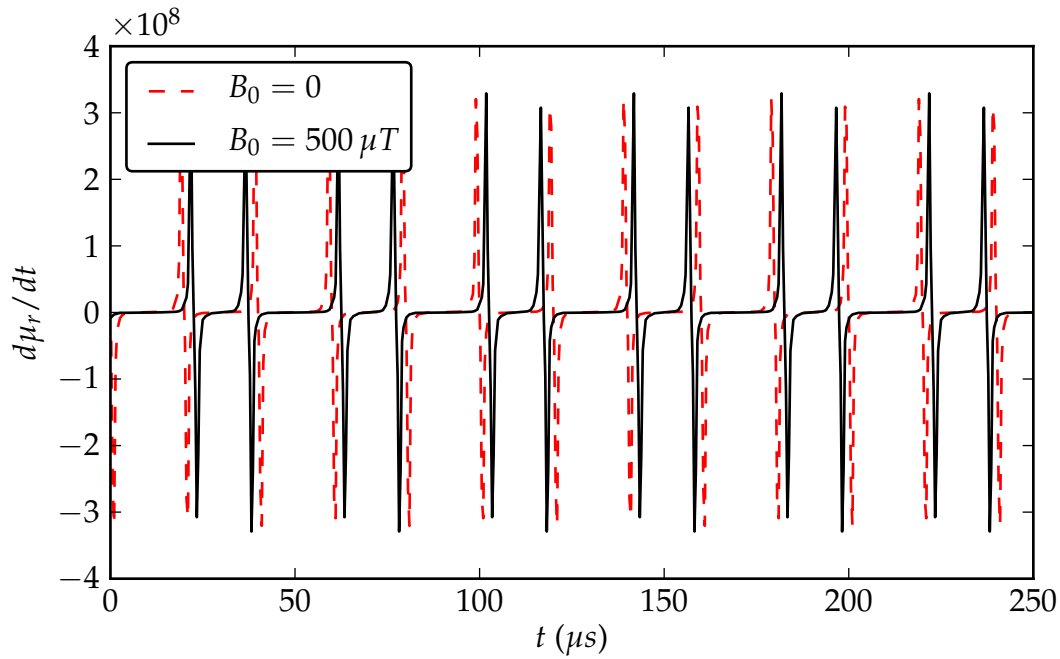


Figura 3.17: Derivada temporal da permeabilidade em função do tempo.

Este sinal apresenta os mesmos deslocamentos assimétricos. Colocando todas as constantes e séries temporais na equação do *fluxgate* básico tem-se o sinal de saída na bobina coletora (figura 3.18).

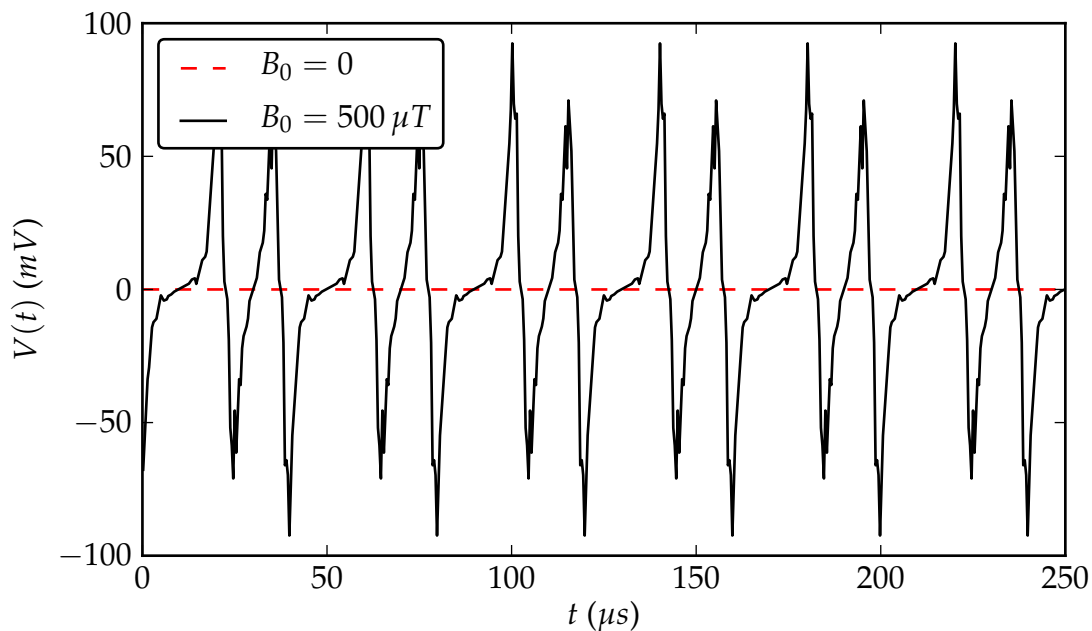


Figura 3.18: Sinal gerado pelas bobinas coletoras de um *fluxgate* simulado.

Lembre que neste último sinal somente aparece a componente devido ao campo externo deixando de fora o sinal produzido pela própria excitação. Para se chegar ao valor que é proporcional ao campo magnético externo calcula-se a FFT (Fast Fourier

Transform) e obtém-se o valor da componente referente ao segundo harmônico da excitação (50 kHz) (figura 3.19).

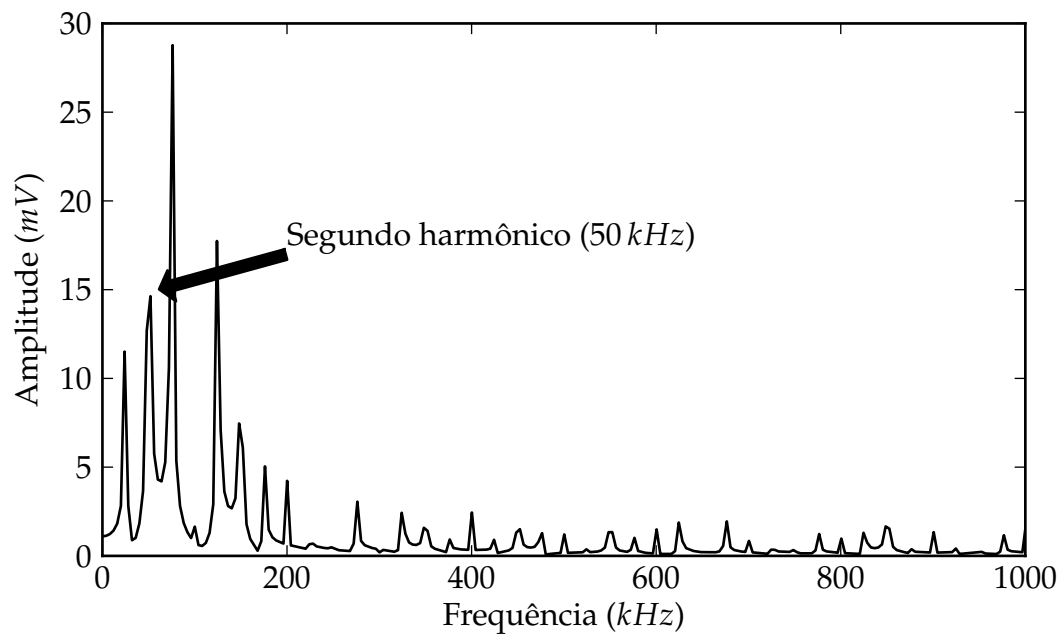


Figura 3.19: FFT do sinal de saída para $500 \mu T$ da figura 3.18.

Curva de resposta

Executando todo esse procedimento para campos externos que variam de -310 à $310 \mu T$ forma-se a curva de resposta do sensor (figura 3.20).

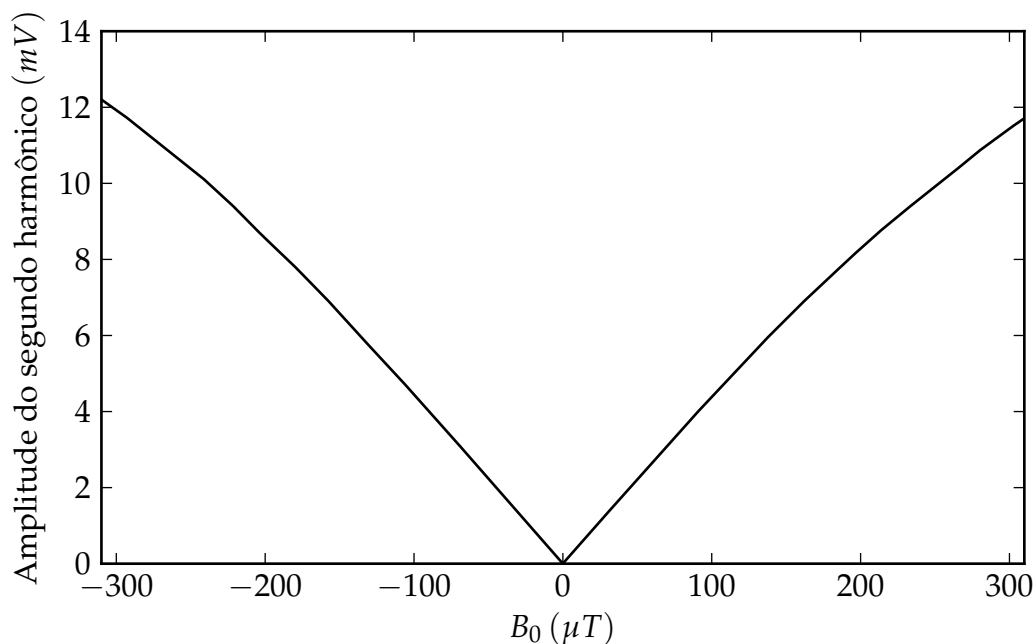


Figura 3.20: Curva de resposta simulada de um fluxgate básico. Amplitude $H_{ex} = 1 \text{ kA/m}$.

Note que a curva é simétrica em relação ao eixo $B_0 = 0$, de forma que não é possível distinguir o sentido do campo. Para isto a informação da amplitude do segundo harmônico deve ser complementada com a informação de sua fase.

Sensibilidade e região linear

A sensibilidade do sensor é a taxa que varia a amplitude do segundo harmônico em relação a variação do campo externo, e é dada em V/T . Mas como mostra a figura 3.20 a inclinação do gráfico não é sempre a mesma pois para valores altos de campos externos a inclinação diminui. Definiu-se então como sensibilidade o coeficiente angular do ajuste linear de todos os pontos contidos na região linear. Esta região por sua vez foi definida como todos os pontos em que a diferença entre o ajuste linear dos pontos anteriores e o ponto em questão não fosse maior do que $10 \mu T$. Note que o valor escolhido para desvio máximo não tem um motivo claro senão gerar valores de região linear subjetivamente razoáveis e, nos resultados experimentais evitar a maioria das falsas saídas da região devido ao ruído. Estes dois parâmetros, sensibilidade e região linear, são muito importantes em um sensor magnético, enquanto que o primeiro tem relação direta com a resolução máxima do dispositivo o tamanho da região linear está ligado a faixa de campo que podem ser medidos.

A seguir é mostrada a curva teórica de sensibilidade em função da amplitude do campo de excitação (H_{ex} (figura 3.21) com a mesma separação em regiões que a curva de histerese (figura 3.13).

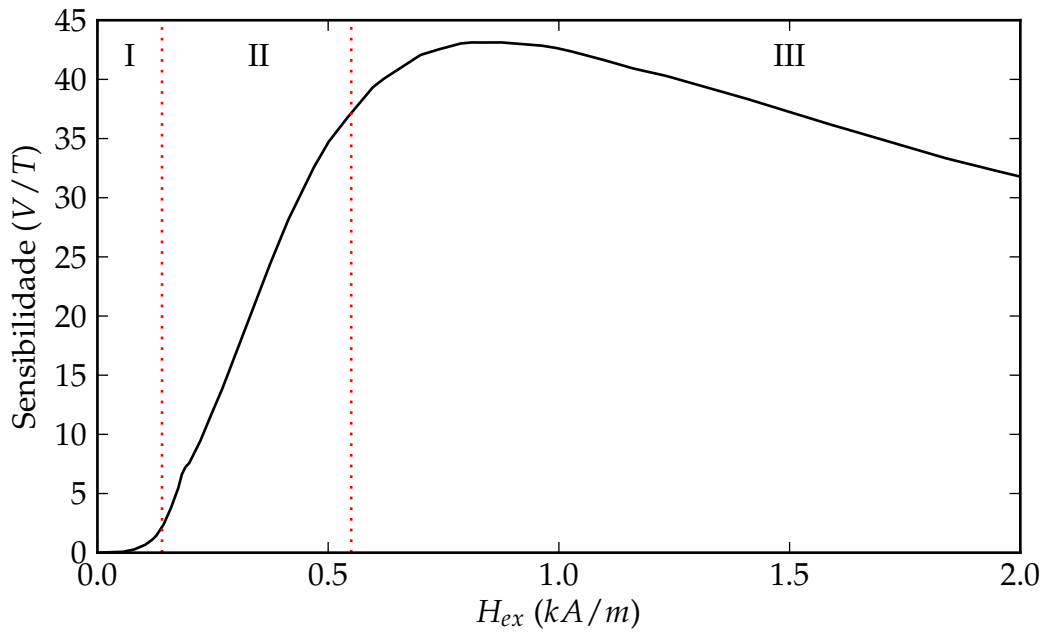


Figura 3.21: Sensibilidade em função da amplitude do campo H_{ex} simulada de um *fluxgate* básico. As linhas pontilhadas delimitam as regiões descritas para a curva de histerese da figura 3.13.

Na região I tem-se um crescimento tipo exponencial. A relação $\mu/\mu_0 \gg 1$ leva a valores baixos de sensibilidade. Na segunda região esta relação diminui rapidamente e a amplitude de $d\mu/dt$ aumenta levando a um acentuado ganho de sensibilidade com H_{ex} . Finalmente para amplitudes suficientes para saturar o núcleo os picos do sinal começam a se estreitar favorecendo harmônicos pares mais altos. Além disto o deslocamento assimétrico entre estes gera componentes ímpares no sinal. Estes dois efeitos combinados, que reduzem a amplitude do segundo harmônico, são suficientes para compensar o ganho do sinal como um todo. Tem-se então uma rápida saturação da sensibilidade que dá origem a um máximo e posteriormente a um decréscimo linear.

Embora campos excitatórios com amplitudes altas, bem acima da saturação, levem a ruídos baixos, também reduzem a sensibilidade. Já a região linear em função da amplitude de H_{ex} é mostrada na figura 3.22.

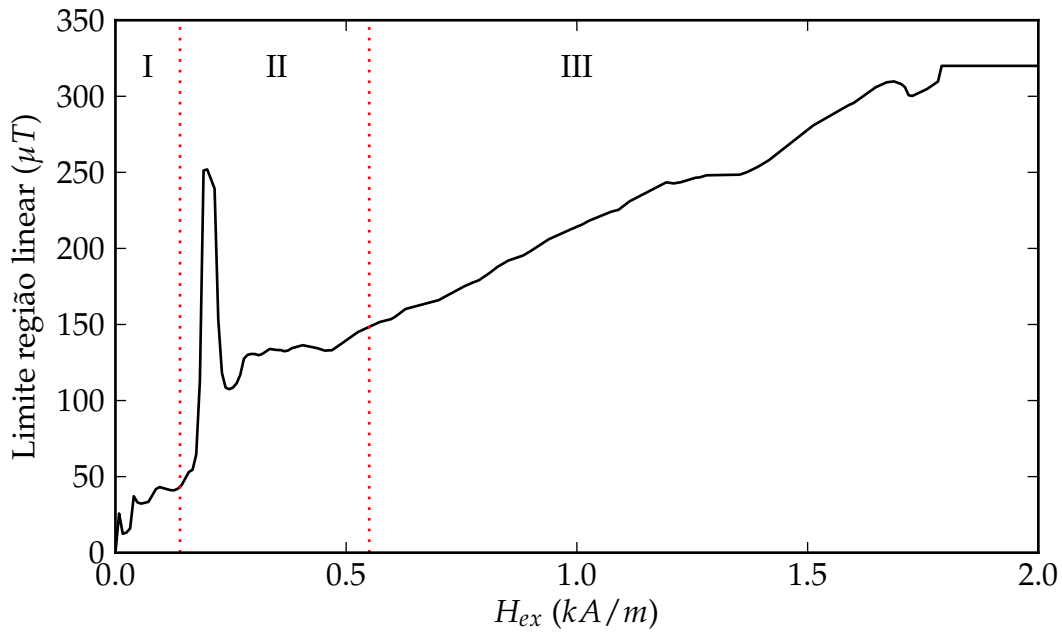


Figura 3.22: Limite da região linear em função da amplitude do campo H_{ex} simulada para um *fluxgate* básico. As linhas pontilhadas delimitam as regiões descritas para a curva de histerese da figura 3.13

Novamente as três regiões mostram comportamentos distintos. A primeira (I) apresenta baixos limites da região linear, com oscilações e um crescimento médio linear. Estas oscilações provavelmente são resultado do ruído da curva de histerese. Já a região II começa com um pico estreito e alto. Este é resultado de uma transição. Em pontos que antecedem o pico, a curva de resposta do sensor tem um comportamento linear com segunda derivada positiva para baixos B_0 . Entretanto para amplitudes de H_{ex} logo após o pico a perda de linearidade ocorre por um desvio com segunda derivada negativa. O pico se dá quando há a transição entre esses tipos de curva, levando a um comportamento praticamente linear até os valores de saturação. A figura 3.23 mostra a curva de resposta simulada nestes para estes três pontos de interesse.

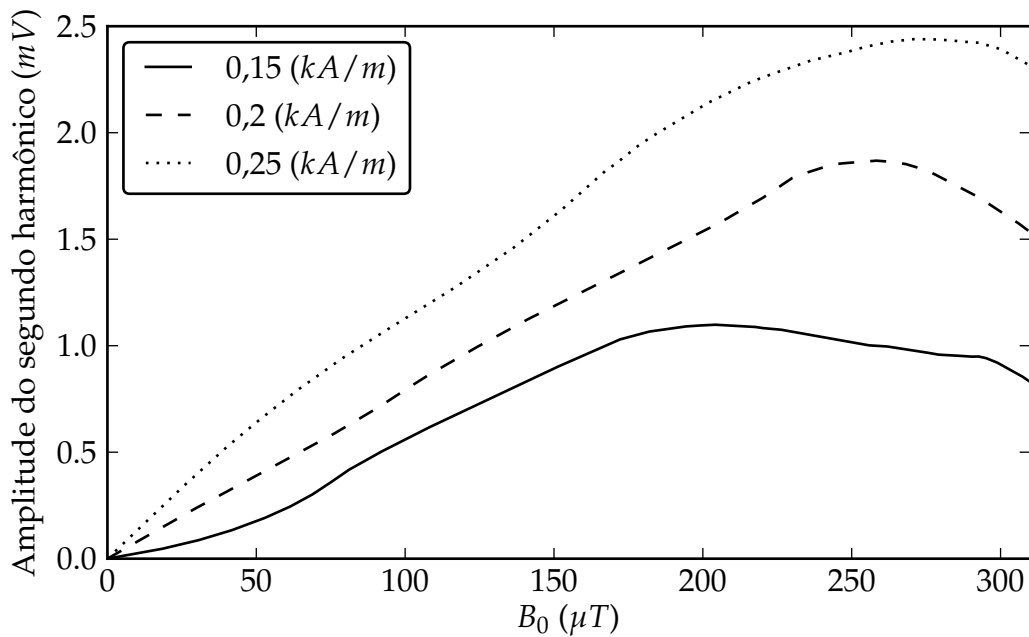


Figura 3.23: Curva de resposta simulada do fluxgate para H_x com valores logo antes do pico ($H_{ex} = 0,15 \text{ kA/m}$) de região linear, pertencente ao pico ($H_{ex} = 0,2 \text{ kA/m}$) e logo depois ($H_{ex} = 0,25 \text{ kA/m}$).

Já o final da segunda região é dominado por oscilações que são típicas em toda a curva antes de um saturamento completo do núcleo. Note que para o campo externo não alterar acentuadamente $\mu(t)$ (isto idealmente é trabalho do H_x) deve-se garantir a saturação completa do núcleo mais o valor máximo de B_0 que se pretende medir. Caso isto não ocorra (primeira e segunda região) o campo externo pode alterar fortemente $\mu(t)$ devido as características altamente não lineares da curva de histerese. Na última região este efeito não acontece e tem-se um aumento na região linear constante salvo algumas oscilações mais fracas com a mesma causa provável, o ruído da curva de histerese. Finalmente, observe que no final existem pontos em que o valor do limite superou o valor máximo de B_0 , $300 \mu T$, saturando a curva.

Estes resultados serão comparados com os experimentais no capítulo 6.

Capítulo 4

Leiautes

Neste capítulo serão apresentados e discutidos os leiautes propostos. Entende-se por leiaute toda a geometria do sensor, tanto o formato quanto a disposição das bobinas e núcleos ferromagnéticos.

As bobinas utilizadas são basicamente iguais com excessão ao leiaute 2 onde as partes das bobinas coletoras foram separadas em duas mas as dimensões foram mantidas (detalhes na secção 4.3). São bobinas com 18 espiras, largura de $17,5\text{ mm}$, com trilhas e separação entre trilhas de $230\text{ }\mu\text{m}$ de largura. Utilizando os mesmos *scripts* do capítulo 3 foi calculada a componente B_x do campo gerado por esta bobina (figura 4.1). Isto com uma corrente de 1 A em $z = 100\text{ }\mu\text{m}$. Este valor de z é aproximadamente a distância entre as espiras e o filme ferromagnético.

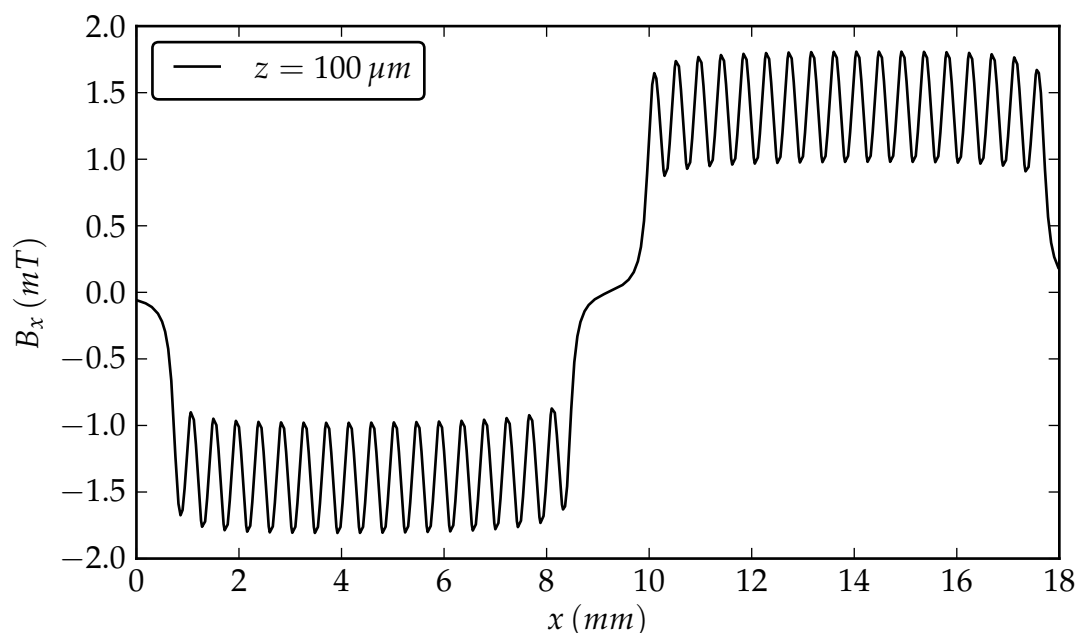


Figura 4.1: Simulação da componente B_x do campo gerado pelas bobinas utilizadas. Corrente aplicada de 1 A e o campo medido a uma distância de $100\text{ }\mu\text{m}$ do plano.

A legenda utilizada nas figuras esquemáticas de todos leiautes é mostrada na figura 4.2.



Figura 4.2: Legenda unificada das figuras dos leiautes deste capítulo. Em linhas pretas tem-se as bobinas coletoras, já em cinza as de excitação. O núcleo é representado por um retângulo cinza escuro enquanto que o campo excitatório aparece como linhas tracejadas com setas indicando a sua direção.

4.1 Leiaute de referência (LR)

A fim de ter uma referência para comparar os resultados obtidos para os sensores propostos foi construído um sensor com o leiaute já testado por outros autores [19]. Neste as bobinas de excitação e coletoras ficam em camadas diferentes e os núcleos entre elas. Note que no trabalho citado o núcleo fica acima das duas bobinas como o mostrado na figura 2.8 provavelmente por uma questão de processo. Aqui está colocado no meio pois é o melhor lugar do ponto de vista do acoplamento. O leiaute é mostrado nas figura 4.3.

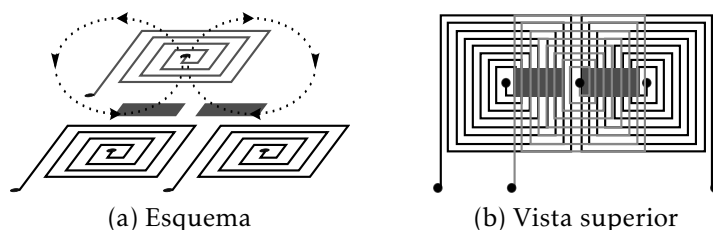


Figura 4.3: Leiaute de referência retirado da literatura [19]. Os componentes dos desenhos estão descritos na figura 4.2. São duas camadas de bobinas, a superior com a bobina excitadora e a inferior com as bobinas coletoras, e os núcleos em uma camada intermediária.

4.2 Leiaute 1 (L1)

O leiaute 1 (L1) é uma versão do LR onde todas as bobinas se encontram no mesmo plano reduzindo assim uma camada. O esquema do L1 é mostrado na figura 4.4.

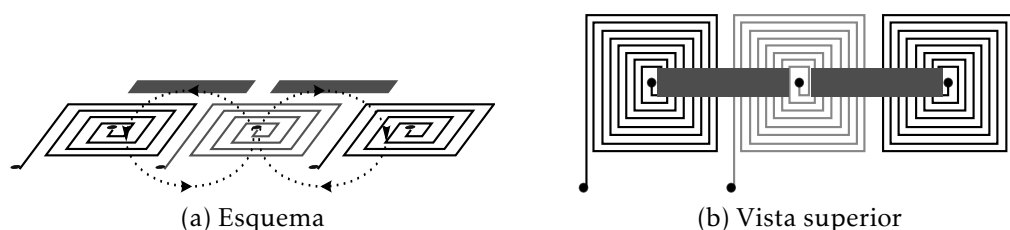


Figura 4.4: Leiaute 1 proposto. Os componentes dos desenhos estão descritos na figura 4.2. Afastando-se as bobinas coletoras do LR de modo a comportar uma a bobina excitadora entre elas, tem-se L1, um leiaute de uma única camada de bobinas.

Por outro lado tem-se agora um núcleo mais comprido onde uma parte não está diretamente sobre a bobina de excitação. Como foi mostrado no capítulo 3 o campo

gerado por uma bobina quadrada plana praticamente cessa fora dos seus limites laterais. Deste modo um possível problema de falta de saturação da região externa pode ocorrer. Este problema é abordado de duas maneiras, pelo leiaute 2 e por um estudo da variação das propriedades do sensor em função do comprimento do núcleo no capítulo 6.

4.3 Leiaute 2 (L2)

A ideia por trás do leiaute 2 (L2) é colocar bobinas excitadoras dentro das coletoras do L1 de modo que a parte do núcleo, antes imersa apenas no campo residual da bobina excitadora central, agora tenha, embora com menor densidade de espiras, trilhas geradoras de campo imediatamente sob ela. Note que as bobinas coletoras também tem reduzida pela metade a densidade de espiras. O leiaute 2 é mostrado nas figura 4.5.

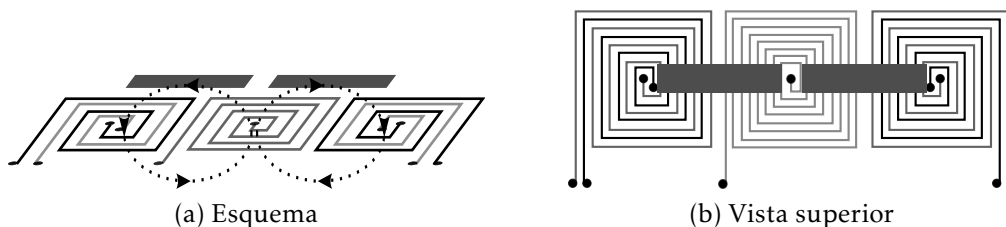


Figura 4.5: Leiaute 2. Os componentes dos desenhos estão descritos na figura 4.2. Este leiaute é uma modificação do L1 onde a custo da densidade de espiras das bobinas coletoras, inseriu-se bobinas excitadoras dentro das coletoras de maneira a excitar a região do núcleo fracamente excitada no L1.

A ligação entre as bobinas de excitação é feita em série e de modo que gerem um campo como o mostrado no esquema da figura 4.5.

4.4 Leiautes 1 e 2 duplos (L1d e L2d)

A proposta dos L1d e L2d é, pelo custo de uma camada de trilhas a mais no processo, aumentar a relação campo/potência de excitação, reduzir a componente z do campo gerado e duplicar o número de bobinas coletoras. O aumento da relação mencionada pode ser explicada pela seguintes relações:

$$P = \frac{I_{amp}^2 R}{2} \quad (4.1)$$

$$B \propto I_{amp} n$$

Sendo P a potência, i_{amp} é a amplitude da corrente senoidal, R a resistência da bobina e n o número de bobinas acopladas. Note que o termo da reatância foi descartado pois medidas de impedância mostraram que o seu valor é desprezível na frequência utilizada (25kHz). Agora, seja P uma potência fixa aplicada aos sensores, R a resistência de uma bobina completa, I_{L1} a amplitude da corrente que passa por esta bobina no L1 e I_{L1d} em L1d. Logo tem-se:

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{I_{L1}^2 R}{2} = I_{L1d}^2 R \\
 I_{L1} &= \sqrt{2} I_{L1d} \\
 B_{L1} &= \frac{B_{L1d}}{\sqrt{2}}
 \end{aligned}
 \tag{4.2}$$

Desta maneira duplicando o número de espiras excitadoras gera-se um campo com intensidade $\sqrt{2}$ vezes maior para uma mesma potência (o mesmo ocorre para L2 e L2d). Uma possível fonte de erros nestes cálculos está no fato de que a impedância das bobinas, a qual apresentou valores desprezíveis de reatância levando a simplificação feita, foi medida sem que os dispositivos estivessem montados. Talvez na disposição final e com o núcleo ferromagnético em seu lugar o resultado seja diferente e à estas equações tenham que ser acrescentados os termos faltantes.

As bobinas coletoras são ligadas todas em série de maneira que cancelem a componente do sinal proveniente da excitação e somem a oriunda do campo externo. Sendo assim as diferenças de potencial se somam e a amplitude do sinal é duplicada. A figura 4.6 mostra o esquema dos leiautes duplos.

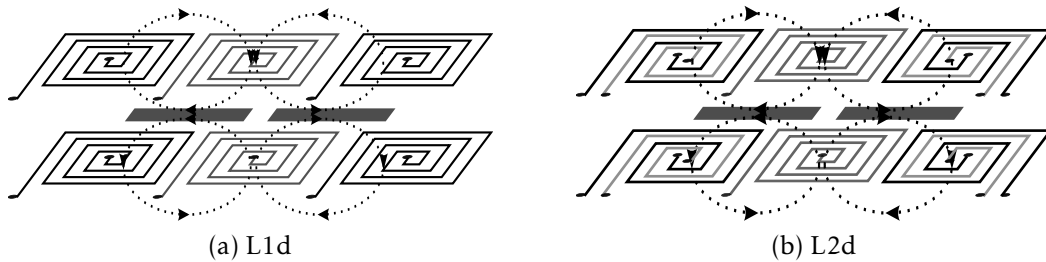


Figura 4.6: Esquemas dos leiautes duplos. Os componentes dos desenhos estão descritos na figura 4.2. Duas camadas idênticas de bobinas de L1 e L2 são dispostas de maneira a somar a componente B_x e anular B_z .

Note que enquanto a componente B_z é anulada, B_x é duplicada.

4.5 Comparativo

Abaixo é mostrada a tabela 4.1 comparando algumas propriedades dos leiautes tendo como referência o LR.

Propriedade	LR	L1	L2	L1d	L2d
Área (mm^2)	630	954	954	954	954
Nº de camadas	2	1	1	2	2
R bobina exc.	R	R	2R	2R	4R
Ampl. B_x	B_{xLR}	B_{xLR}	$B_{xLR}/\sqrt{2}$	$\sqrt{2}B_{xLR}$	B_{xLR}
Ampl. B_z	B_{zLR}	B_{zLR}	$B_{zLR}/\sqrt{2}$	0	0
An/An_{LR}	1	1	1/2	2	1

Tabela 4.1: Tabela comparativa entre propriedades dos leiautes. A área e o número de camadas se referem somente as ocupadas por bobinas. R é a resistência da bobina padrão e vale $2,8\Omega$. A amplitude dos campos paralelos e perpendiculares (B_x e B_z) são as estimativas calculadas para o campo máximo gerado para uma mesma potência aplicada. Por fim as constantes An que aparecem na equação 2.9 relativos ao LR.

A área utilizada é de especial importância não só pelo tamanho final do dispositivo mas na tecnologia de filmes finos quando há produção em massa de um sensor o seu custo é muito influenciado pela área que ocupa. Neste quesito o LR apresenta área de aproximadamente 2/3 dos demais. Já o número de camadas do dispositivo é maior para os que utilizam duas camadas de bobinas, encarecendo o sensor. A resistência da(s) bobina(s) excitadoras é importante no quesito potência consumida, mas não sozinha, esta entra no cálculo do campo magnético gerado em função da potência. Portanto este dado somente serve para chegar-se as amplitudes de campo para uma potência fixa. Neste quesito quanto maior for a amplitude de B_x maior será a relação sinal/ruído. Veja que o melhor neste aspecto foi o L1d, seguido do LS, L1 e L2d e por último tem-se o L2. No caso da componente B_z , que como já foi discutido não é desejada, novamente o L1d tem o melhor resultado teórico juntamente com o L2d, seguidos por L2 e finalmente tem-se LR e L1. Por fim, as constantes A e n no caso de um *fluxgate* planar, como os mostrados, não correspondem mais à área e ao número de espiras das coletoras, mas sim a algum outro valor relacionado. Isto porque o acoplamento não é o ideal e bobinas planas espirais tem espiras com área variável. O valor de An está diretamente relacionado a sensibilidade do dispositivo.

Capítulo 5

Construção dos dispositivos

Neste capítulo serão descritos os métodos de construção dos dispositivos. Antes de ir para um processo de litografia e deposição de camadas de filmes finos não disponíveis no laboratório Sensormat e com custo alto para a fabricação das máscaras litográficas, a ideia foi criar uma maneira rápida para que os leiautes fossem testados mesmo que em uma escala maior. Mais do que isso, foi possível ir da ideia até um dispositivo funcional em poucos dias já que todo o processo é simples e pode ser feito no laboratório. Isto permitiu que um número muito maior de testes fossem realizados. Um resumo esquemático do processo está mostrado na figura 5.1.

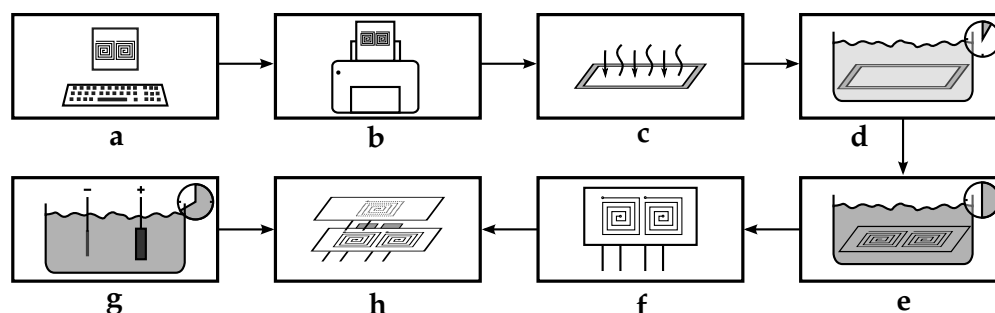


Figura 5.1: Resumo esquemático do processo de construção dos sensores. O desenho das partes do sensor é feita no computador (a) e impresso em papel couché (b). Por um processo de pressão e térmico o toner da impressão é unido a uma placa de circuito impresso (PCB) (c). O papel é removido deixando o conjunto 5 min mergulhado em água (d). Com o toner servindo de barreira para a corrosão, a placa é colocada por aproximadamente meia hora em uma solução que corrói o cobre não protegido (e). Então são feitos os furos para que a fiação seja soldada (f). Separadamente uma lâmina de cobre é eletrodepositada por 40 minutos (g). O conjunto é montado e preso por meio de fitas adesivas e o dispositivo está pronto (h).

Este processo foi inspirado em textos pesquisados na literatura e internet com algumas modificações que permitiram obter a resolução desejada. Com relação ao dispositivo em escala micro que será feito, os aqui apresentados estão em escalas 10:1. Entretanto *fluxgates* construídos sobre PCBs não são novidade. Muitos autores já utilizaram este substrato, entre eles [32, 22]

5.1 Litografia a base de toner

Os desenhos feitos em um software tipo CAD (*Computer-aided design*) de cada parte do dispositivo são impressos por uma impressora laser em papel couché. Esta impressão é transferida para o cobre de uma placa de circuito impresso por meio de um processo térmico. Com calor e pressão o toner adere ao cobre e tem-se a folha colada pelo toner ao cobre da placa. O papel então é dissolvido em água de modo que somente o toner permaneça. O toner serve como barreira contra a corrosão do cobre pela solução convencional usada na confecção de circuitos elétricos.

Materiais e equipamentos

Para realizar a litografia dos macrosensores foi utilizado:

- Impressora laser (HP Laserjet p2015)
- Folhas de papel de couché
- Placas de circuito impresso com uma face de cobre
- Solução para corrosão de PCBs (solução de percloroeto de ferro, FeCl_3)
- Soprador térmico
- Lixa d'água 600

Desenho

O desenho impresso não contém somente as partes funcionais do dispositivos, alguns truques nesta etapa permitem um melhor rendimento e qualidade na transferência do toner do papel para o cobre. Notadamente a maior parte dos defeitos aparece nas periferias onde existe uma distância grande entre as estruturas. Nestas regiões a força para a remoção do papel recai sobre áreas menores fazendo com que o toner se desprenda junto com o papel. A solução encontrada foi tornar as periferias partes não funcionais podendo assim apresentarem defeitos sem que interfiram no funcionamento do dispositivo. Isto é feito acrescentando uma faixa no entorno das estruturas isoladas e principalmente no entorno de todo o desenho (figura 5.2).

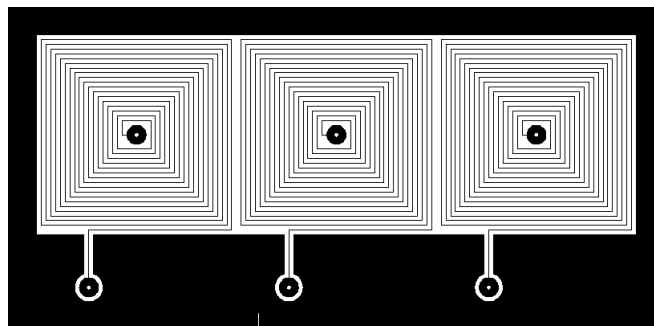


Figura 5.2: Exemplo de impressão. As bobinas tem um largo contorno que previne danos a suas extremidades na retirada do papel

Embora a limitação em resolução da técnica seja teoricamente a da impressora, estruturas como trilhas necessitam de uma largura mínima para que sobrevivam ao processo. A menor largura conseguida para trilhas paralelas foi de $150\ \mu\text{m}$ espaçadas pela mesma distância. Para comparação, a impressora utilizada tem uma resolução de 1200×1200 dpi (pontos por polegada) o que leva a um ponto a cada $21\ \mu\text{m}$ aproximadamente.

Material de transferência

A ideia da técnica é imprimir em algum material intermediário e depois transferir a impressão para o cobre já que o PCB obviamente não pode ir diretamente na impressora. O material candidato deve suportar temperatura de aproximadamente 200°C e deve ser passível de impressão por impressora laser. Muitos papéis diferentes foram testados, assim como lâminas plásticas. Os plásticos apresentaram problemas tanto na impressão por falta de adesão do toner assim como se mostraram pouco tolerantes a temperatura e foram descartados.

Já os papéis além de aceitarem impressões muito bem e suportarem a temperatura sem problemas ainda facilitam a sua retirada pois são passíveis de dissolução parcial em água. Foi observado que os muito ásperos não são adequados pois tendem a aderir muito ao toner dificultando sua retirada. Os compostos por fibras longas limitam a resolução pois as fibras em si não dissolvem na água. O melhor tipo de papel encontrado dentre os testados foram folhas de papel couché, que além de serem lisas (são cobertas com tinta) ainda são compostas por fibras curtas.

Transferência do papel para o cobre

A transferência do toner do papel para a superfície de cobre se dá por um processo térmico e com pressão. Primeiramente a superfície do cobre deve estar livre de sujeira e óxido, o que é facilmente obtido lixando-a e lavando-a posteriormente com água. Esta então é aquecida por um soprador térmico a uma temperatura de aproximadamente 200°C com o cuidado de deixar homogênea toda a região onde o toner vai aderir. Subjetivamente a temperatura certa é alcançada quando o cobre começa a escurecer. Imediatamente o papel com a impressão é colocado em contato com a superfície aquecida. Note que esse processo deve ocorrer de maneira direta, pois não há como corrigir o posicionamento depois que ocorreu o primeiro contato. Com auxílio de uma material macio para homogenizar a força, é exercida com uma das mãos uma pressão em toda extensão do papel agora grudado na placa para que todas as partes entrem de fato em contato com o cobre. Todo o processo de transferência deve ser feito sem pausas e requer certa habilidade do operador.

Remoção do papel

O conjunto papel mais PCB unidos pelo toner deve agora ser colocado de molho em água por aproximadamente 5 minutos. Após este período o papel já está saturado com água e pronto para ser retirado. Puxando-o por uma beirada tira-se a maior parte do papel. Podem restar alguns pontos onde ainda restam fibras ou pedaços maiores de papel. Estes são removidos com auxílio de um pincel com cerdas macias. Note que esta operação deve ser conduzida com muito cuidado pois frequentemente por um descuido alguma trilha ou estrutura importante pode se desgrudar e todo o

processo tem que ser recomeçado. Finalmente percebeu-se que todo este procedimento é manual e tem um alto grau de subjetividade, requerendo da pessoa que o executa uma considerável experiência com o mesmo.

Corrosão

A corrosão é feita em solução de perclorato de ferro. O tempo de corrosão pode variar bastante dependendo da concentração da solução, número de usos da mesma, temperatura e também agitação desta. Por esta razão deve-se acompanhar de tempos em tempos o estado da corrosão retirando a placa da solução e inspecionando-a visualmente. Geralmente o processo leva de 10 a 30 minutos. Note que o toner não é uma barreira perfeita para a solução e a superfície abaixo deste pode apresentar rugosidades devido a pontos onde o cobre entrou em contato com a solução. Na maioria dos casos tais falhas não são o suficiente para interromper as trilhas condutoras, mas se a placa for deixada tempo excessivo na solução interrupções podem ocorrer.

Depois de terminada a corrosão o toner é retirado lixando as placas que posteriormente são limpas em água corrente, tem-se então, as estruturas desejadas.

5.2 Eletrodeposição

O processo de eletrodeposição é similar ao descrito em [4] com a mesma solução eletrolítica (tabela 5.2). Trata-se de uma eletrodeposição galvanostática, ou seja a corrente é mantida constante. Note que em relação ao trabalho original [27] substituiu-se a sacarina ácida pela sacarina sódica por questões de disponibilidade. Não é esperada mudança significativa nos filmes com esta troca. Uma outra solução similar também utilizada na construção de núcleos de *fluxgate* pode ser vista em [33].

Reagente	Fórmula	Concentração (mol/l)
Sulfato de níquel	NiSO ₄	0.7
Sulfato de ferro	FeSO ₄	0.03
Cloreto de níquel	NiCl ₂	0.02
Sacarina Sódica	C ₇ H ₄ NNaO ₃ S	0.016
Ácido Bórico	H ₃ BO ₃	0.4

Parte-se de uma lâmina de cobre de aproximadamente 0,2 mm de espessura e área de 2 cm². O preparo da superfície é feito com sucessivos lixamentos onde o grão da lixa é reduzido a cada etapa terminando com uma lixa com 600 grãos por centímetro quadrado. Depois de lavada com sabão, água e água deionizada, um fio condutor é soldado as costas da folha de cobre e esta face oposta coberta por uma fita adesiva para evitar a deposição na superfície. O substrato é colocado dentro de um *becker* contendo 40 ml da solução eletrolítica em temperatura ambiente. Também é adicionado um eletrodo de níquel. Os dois eletrodos ficam paralelos e espaçados por aproximadamente 2 cm. Uma corrente de 14 mA/cm² é aplicada entre os terminais, e flui do eletrodo de Ni para o substrato de cobre. O tempo de deposição é de 40 min. Além disso é necessário a retirada do substrato da solução a cada minuto aproximadamente para evitar que as bolhas de hidrogênio que se formam na

superfície causem defeitos no filme [34, 35]. Foi utilizado um equipamento de *dip-coating* adaptado para retirar o substrato da solução de forma automática a cada 30 s. A corrente elétrica foi cortada enquanto o eletrodo se movimentava e o tempo total de deposição corrigido. Após a eletrodeposição o substrato é limpo em água e cortado nas dimensões desejadas. A espessura do filme eletrodepositado nestas circunstâncias é de $6\ \mu\text{m}$ [4].

5.3 Montagem

Com o núcleo e as bobinas em mãos o próximo passo é a montagem do transdutor. Primeiramente a fiação é soldada nos terminais das bobinas. Para que isso seja possível são necessários furos para passar os fios ao lado de trás do PCB e estes não aumentem a distância das bobinas ao núcleo. Logo após o material ferromagnético é colocado junto as bobinas com um filme plástico fino isolando-os eletricamente em ambos os lados. Foi utilizada uma fita adesiva plástica com aproximadamente $50\ \mu\text{m}$ de espessura. O conjunto todo é fixado através de fitas adesivas. O esquema de montagem de um desses dispositivos é mostrado na figura 5.3. A ligação elétrica entre as bobinas foi feita externamente através de uma matriz de contato (*proto-board*).

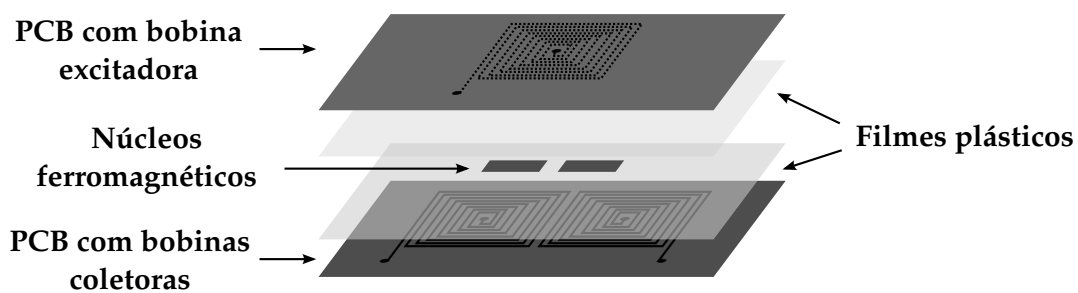


Figura 5.3: Esquema de montagem de um transdutor estudado. Os PCBs do núcleo e das bobinas são empilhados e entre eles fitas adesivas plásticas isolantes são colocadas. Note que as trilhas das bobinas estão voltadas para o interior do dispositivo.

No caso o leiaute de referência mostrado na figura acima o lado do substrato de cobre com o filme de NiFe fica virado para a bobina excitadora. Já para os leiautes duplos em que as camadas de bobinas são idênticas não há preferência. A orientação desta face é importante porque a camada de bobinas que fica no lado oposto tem a distância para o núcleo aumentada em aproximadamente $200\ \mu\text{m}$ diminuindo consideravelmente o acoplamento com as bobinas. No caso de LR escolheu-se privilegiar a excitação pois esta é mais crítica do que a detecção.

Capítulo 6

Resultados experimentais

Neste capítulo serão apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos com os dispositivos construídos. Basicamente foram feitos dois tipos de medidas, a primeira de escala completa onde os sensores foram submetidos a campos magnéticos que variaram do nulo até valores em que a resposta dos dispositivos deixa de ser linear. Neste caso o sinal foi digitalizado e a partir de sua transformada de Fourier a amplitude do segundo harmônico calculada. Como a digitalização foi feita por um osciloscópio onde o conversor A/D tem apenas 8 bits fica-se limitado em resolução de modo que é necessário outro tipo de abordagem para determinar a resolução dos sensores. Sendo assim as medidas de escala completa foram feitas com grandes diferenças de campo entre os pontos amostrados. Para estimar a resolução dos dispositivos recorreremos a um amplificador *lock-in* dando origem às medidas de escala reduzida, onde os intervalos de campo magnético são menores assim como a faixa amostrada. Note que uma caracterização completa de um *fluxgate* demanda uma série de outras medidas, mas ficou-se limitado aos equipamentos disponíveis.

6.1 Escala completa

Foram realizadas medidas de resposta dos sensores para campos no intervalo de 0 a $\approx 310 \mu T$. Como mostrarão os resultados esta faixa abrange a região de resposta linear da maioria dos dispositivos construídos. Note que como foi dito no capítulo 3 a resposta dos *fluxgates* é simétrica em relação a origem, deste modo não se utilizou os dois sentidos do campo. Já valores de campo maiores do que os utilizados necessitariam de outros equipamentos uma vez que as correntes necessárias para gerá-los estão próximas dos seus limites operacionais. Como será mostrado, somente o LR não teve significativa perda de linearidade nesta faixa. O esquema experimental utilizando neste tipo de medida é ilustrado na figura 6.1.

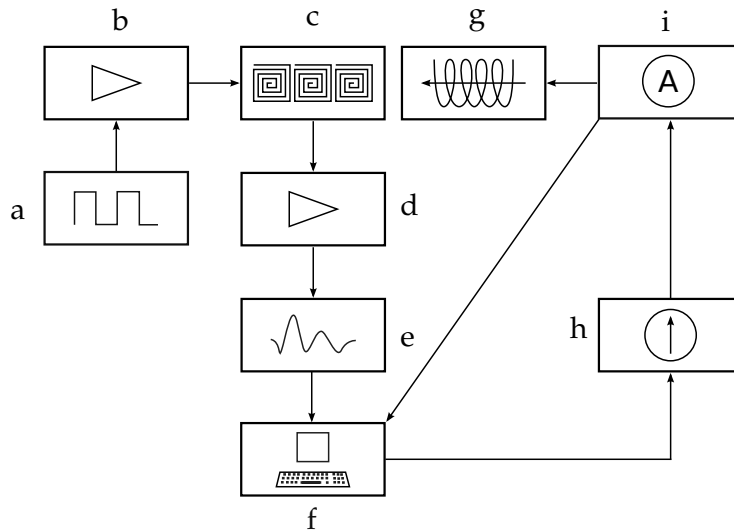


Figura 6.1: Esquema da montagem experimental utilizado nas medidas de escala completa. Um gerador de função (a) excita através de um amplificador (b) o *fluxgate* (c). O sinal é coletado por um pré-amplificador (d) e passado para um osciloscópio (e) que o digitaliza. Estes dados são enviados para um computador tipo PC (f). Também controlado por este tem-se uma fonte de corrente (h), monitorada de forma independente por um multímetro digital (i), que é responsável pela geração do campo externo através de uma bobina de Helmholtz (g).

Os equipamentos utilizados e suas justificativas e/ou observações:

- Gerador de função: HP 33120A.
- Amplificador: construído pelo laboratório de eletrônica do Departamento de Física e Matemática da USP - Ribeirão, $10 W_{rms}$ ganho unitário. Foi necessário pois o gerador de funções não fornece potência suficiente para alimentar as bobinas de excitação. Note que embora a potência nominal deste equipamento seja de $10 W_{rms}$, como a carga tem impedância muito baixa na prática o sinal era significativamente distorcido para potências maiores que $2 W_{rms}$.
- Pré-amplificador: construído pelo autor no laboratório Sensormat utilizando o circuito integrado INA129P. O osciloscópio captura o sinal para as amplitudes em questão com muito ruído, por isto foi pré-amplificado em 100 vezes.
- Osciloscópio digital: Tektronix TDS1002 Este equipamento tem um conversor A/D de 8 bits e $1 GS/s$. Embora a taxa de amostragem seja suficiente para as frequências envolvidas, no eixo da tensão 8 bits é muito abaixo do necessário limitando a resolução na amplitude. Para ilustrar observe o sinal da figura 6.2 para campo externo nulo. A menor faixa do osciloscópio para abranger toda a amplitude do sinal seria a de $-20 mV$ a $20 mV$. Com 8 bits tem-se uma resolução de $\approx 160 \mu V$. Considerando uma sensibilidade de $20 V/T$ (valor típico dos dispositivos testados) teria-se uma resolução em campo de aproximadamente $8 \mu T$ que é um valor bem acima da resolução mínima para este tipo de sensor (na faixa de nT).
- Fonte de corrente: HP 6653A.

- Multímetro digital: Agilent 34401A. A fonte de corrente não fornece o valor da corrente com a precisão desejada, por isto esta é monitorada externamente pelo multímetro digital.
- Bobina de Helmholtz: construída no Departamento de Física e Matemática da USP - Ribeirão, 10 espiras em cada lado, raio de $7,3\text{ cm}$. Bobinas de Helmholtz são dispositivos simples e baratos que permitem gerar campos magnéticos com boa homogeneidade na sua região central. O campo gerado no seu centro foi calculado utilizando a equação [6]

$$B_0 = \frac{8\mu_0 ni}{5^{3/2}r} \quad (6.1)$$

sendo n o numero de espiras ($n = 10$) e r o raio em metros. Assim $B \approx 1,23 \times 10^{-4}i\text{ T/A}$.

Outros dados:

- Sinal de excitação: senoidal com frequência de 25 kHz . Embora outras formas de onda possam ser usadas para excitar o núcleo optou-se por ondas senoidais pois o amplificador apresenta menor distorção neste caso além da literatura privilegiar este formato.
- Temperatura do ambiente: 25°C .
- Blindagem magnética: não existente. Blindagem magnética não é feita de forma trivial. Soma-se isso ao fato de materiais ferromagnéticos próximos de um *fluxgate* poderem alterar o seu funcionamento, o que restringe o tipo de blindagem a ser utilizada. Não havia disponível equipamento adequado para esta blindagem. Entretanto no caso das medidas de escala completa isto não teve muito efeito pois o ruído magnético do laboratório é muito baixo se comparado com a separação dos pontos amostrais.
- Potência de excitação: 1 W_{rms} . A variável elétrica que fixou-se para comparar os diversos sensores foi a potência aplicada na(s) bobina(s) excitadora(s). Um estudo da influência da potência aplicada também será mostrado, mas quando não dito o contrário trata-se de uma medida feita utilizando 1 W_{rms} . Este valor foi escolhido de modo que todos os sensores construídos e os equipamentos pudessem operar de forma plena, sem aquecimentos e distorções excessivas. Note que as bobinas apresentam reatância desprezível na frequência aplicada de modo que os cálculos foram feitos somente levando em conta a componente resistiva. Esta potência foi calculada a partir da tensão de pico monitorada pelo osciloscópio.
- Núcleo ferromagnético: NiFe, eletrodepositado por 40 minutos a 14 mA/cm^2 , $13 \times 3\text{ mm}^2$. O mesmo núcleo foi utilizado nas medidas de escala completa para os sensores L1, L2, L1d e L2d exceto quando dito o contrário. Este procedimento evita variações nos parâmetros devido a diferenças entre núcleos distintos. Já LR utilizou um núcleo distinto com os mesmo parâmetros de eletrodeposição e $7 \times 3\text{ mm}^2$

Um exemplo de um sinal captado pelo osciloscópio do L1 nestas condições pode ser visto nas figura 6.2.

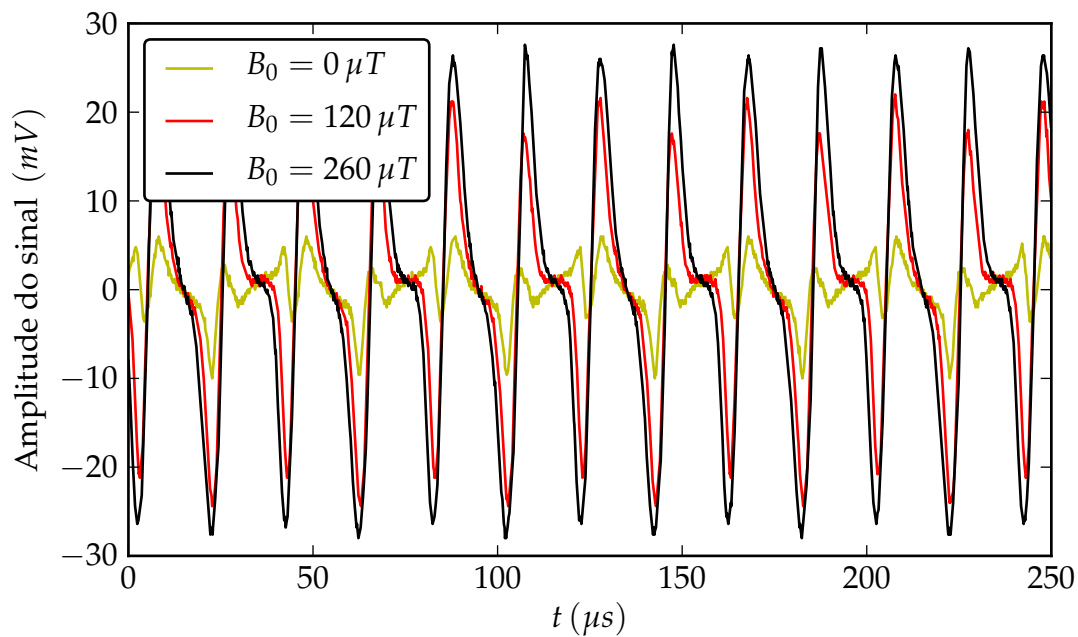


Figura 6.2: Um exemplo de sinal adquirido na caracterização do sensor L1 para três diferentes campos externos. Note o aumento da amplitude do sinal em função do aumento do campo.

O meio mais direto de se obter o campo magnético através deste sinal é aplicando a transformada de Fourier e analisando a amplitude do segundo harmônico da frequência de excitação. Por meio de alguns *scripts* em python utilizando a biblioteca Numpy estas amplitudes foram medidas. O espectro de frequência do sinal da figura 6.2 é mostrado na figura 6.3.

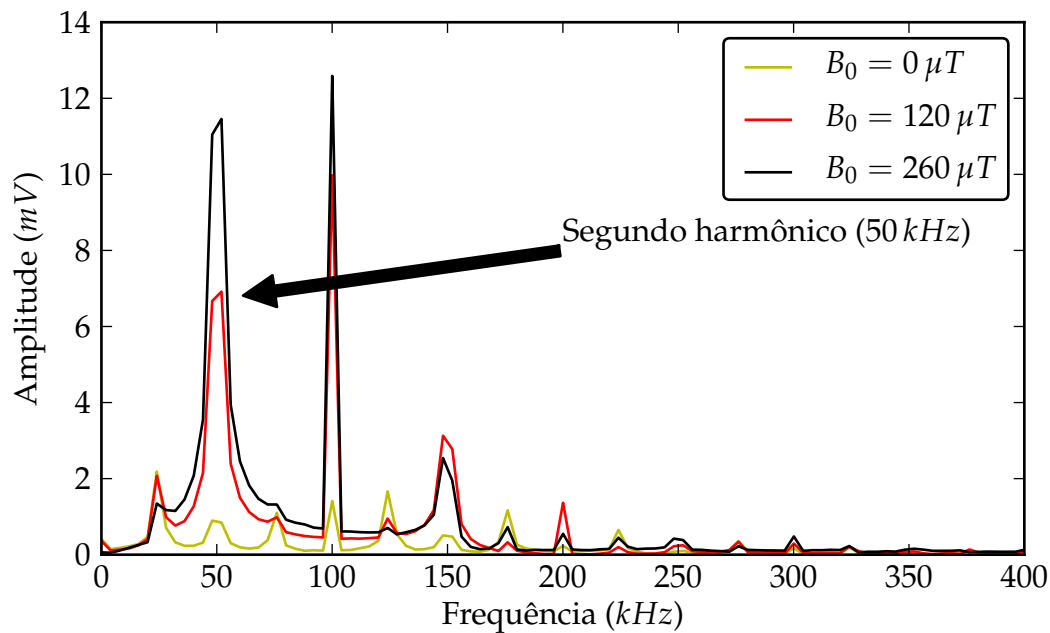


Figura 6.3: Um exemplo de sinal adquirido na caracterização dos sensores para as três intensidades de campo. Note o aumento da intensidade do segundo harmônico

Nestes *scripts* foram utilizadas a FFT (*Fast Fourier Transform*) para levar o sinal do domínio de tempo para o domínio de frequências e simplesmente procuravam o ponto de maior valor nas imediações da frequência desejada. Note que talvez a área sob a curva ou um ajuste gaussiano fossem medidas mais precisas, mas o erro causado por esta simplificação é desprezível em relação ao ruído e limitação do equipamento de digitalização. Além disto as características do sensor que procurou-se determinar não sofrem um impacto significativo deste tipo de erro.

As medidas foram feitas seguindo os seguintes passos:

- Depois de ligados todos os equipamentos e o seus parâmetros ajustados esperou-se 3 minutos para o sensor atingir o equilíbrio térmico uma vez que a corrente de excitação utilizada é suficiente para aquecer consideravelmente o conjunto. Esta era controlada por um termopar marca minipa tipo K (cromel / alumel) quando o núcleo era acessível (dispositivos com camada única). No caso dos leiautes duplos, não houve o controle da temperatura mas o tempo até a estabilização não deve variar muito.
- O osciloscópio foi ajustado na menor escala em que o sinal gerado pelo campo mais intenso estivesse contido entre os limites.
- Realizou-se uma captura de 2500 pontos com 8 bits para cada campo externo aplicado em ordem crescente partindo do zero até $\approx 310 \mu T$ com passos de $12,3 \mu T$.

6.1.1 Sensibilidade e região linear em relação a LR para potência fixa de $1 W_{rms}$

Sensibilidade e região linear foram definidas na seção 3.2. Não se considerou o fim da região linear quando o ponto excedeu o desvio admissível mas a causa foi claramente o ruído da medida. Foram somente amostrados pontos para B_0 em uma única direção, isto porque a curva de resposta de um *fluxgate* é simétrica em relação à origem. Além disto o valor adotado para limite da região linear foi aproximado pelo ponto com erro de $10 \mu T$ da reta que une o último ponto da região e o primeiro fora. As medidas foram feitas com uma potência aplicada de $1 W_{rms}$.

Observe as curvas de resposta para os sensores LR (figura 6.4), L1 e L1d (figura 6.5) e L2 e L2d (figura 6.6). Note que as curvas não saem da origem pois sempre há um ruído de fundo na mesma frequência do segundo harmônico, e este varia de sensor para sensor.

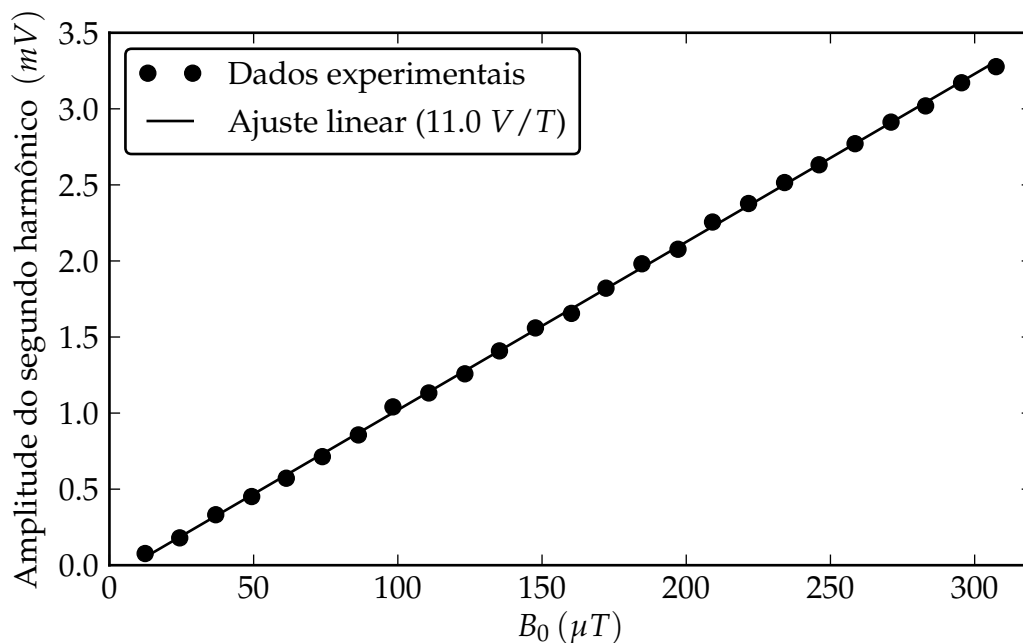


Figura 6.4: Resposta do sensor LR, escala completa.

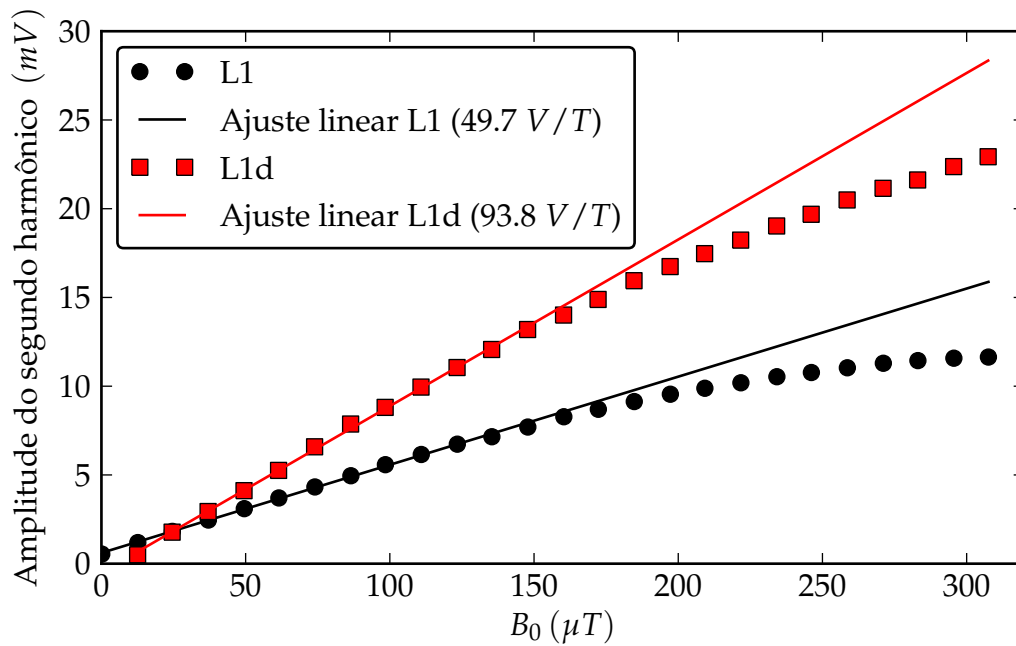


Figura 6.5: Resposta dos sensores L1 e L1d, escala completa.

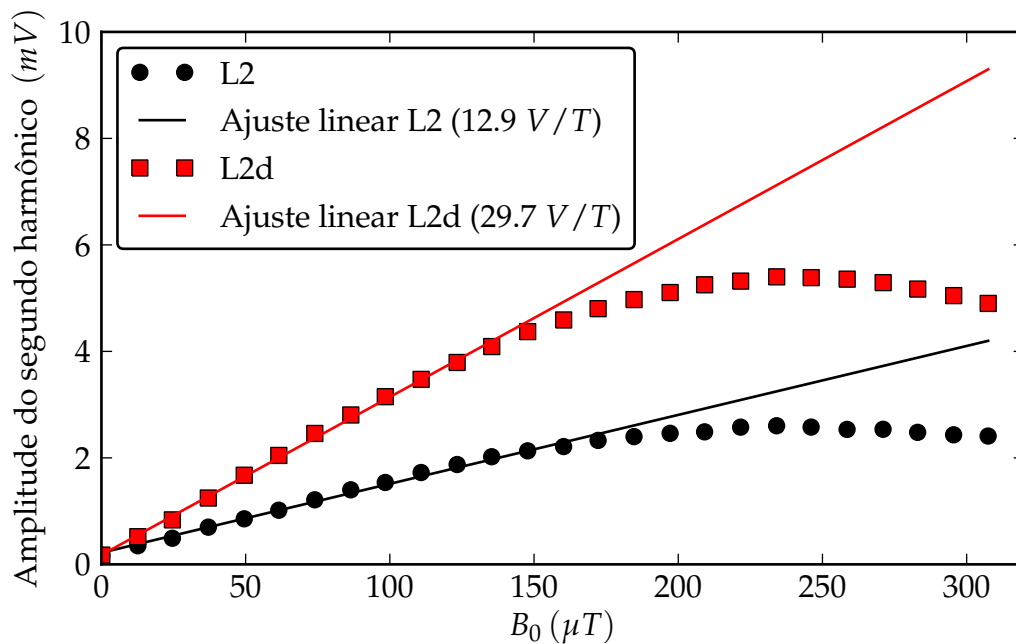


Figura 6.6: Resposta dos sensores L2 e L2d, escala completa.

A tabela 6.1 mostra o comparativo dos parâmetros retirados das curvas. Estimar o erro experimental desses dados não é simples. A principal componente está na montagem do sensor e no núcleo utilizado. Como todos exceto LR utilizam o mesmo núcleo este tipo de imprecisão é eliminada entre eles, mas aparece quando comparados com LR. Não foi feito um estudo sistemático para determinar este erro, mas a experiência mostrou que tem-se um máximo de 20% nas medidas de sensibilidade

e região linear. Já a diferença que aparece quando um mesmo sensor é desmontado e montado novamente, e que também afeta a comparação entre leiautes, é de no máximo 10 %. Já os erros causados pelos equipamentos e pelo próprio sensor não passam de 2 %. Estes dois últimos também para medidas de sensibilidade e região linear.

Parâmetro	LR	L1	L1d	L2	L2d
Sensibilidade (V/T)	11	50	94	13	30
Região linear (μT)	>308	175	180	122	148

Tabela 6.1: Tabela comparativa dos parâmetros sensibilidade e faixa linear dos sensores construídos.

Sensibilidade

O LR apresentou a menor sensibilidade provavelmente devido ao menor comprimento do núcleo (7 mm enquanto que os demais tem 13 mm). Para tentar entender esta e outras diferenças de sensibilidade alguns fatores conhecidos que a influenciam serão ponderados com um modelo teórico a fim de isolar os outros. Com um modelo simplificado Thomas Seitz [28] chegou a uma relação linear entre a sensibilidade e comprimento do núcleo. Levando em conta esta relação LR teria uma sensibilidade teórica de $\approx 20,5 V/T$ para um núcleo de mesmo tamanho dos demais. Lembre-se também que a sensibilidade é diretamente proporcional ao fator An . Utilizando os valores da tabela 4.1 pode-se reconstruir a tabela acima de forma a eliminar os fatores conhecidos que influenciem a sensibilidade. Note que estas correções são somente teóricas. Um exemplo seria o de dobrar o comprimento do núcleo de LR, isto levaria a um sensor também com o dobro do tamanho. Enfim a tabela 6.2 mostra os valores de sensibilidade nestas condições.

Parâmetro	LR	L1	L1d	L2	L2d
Sensibilidade (V/T)	21	50	47	26	30

Tabela 6.2: Tabela comparativa das sensibilidades ponderadas pelo comprimento do núcleo e fator de acoplamento An .

Enquanto que L2 e L2d apresentaram valores compatíveis com LR, L1 e L1d se mostraram muito mais sensíveis. Mesmo estes valores não levando em conta o campo máximo aplicado ao núcleo (que será estudado mais a frente) pode-se dizer que a parte fracamente excitada do núcleo de L1 e L1d aumenta a sensibilidade do sensor. Já as variações menores, como a diferença de LR para L2 tem provável causa o pior acoplamento. A distância entre o material ferromagnético e as bobinas coletoras é maior em LR devido a espessura do substrato de cobre utilizado na construção do núcleo. O mesmo ocorre nos leiautes duplos onde um dos lados está mais distante do que os $100 \mu m$, aproximadamente $300 \mu m$. Soma-se a isto os erros de alinhamento entre as camadas. Levando em conta estes fatores pode-se dizer que os leiautes duplos apresentaram uma sensibilidade maior mesmo depois dos valores corrigidos pelo número de bobinas coletoras, indicando que o aumento do campo que eles fornecem com a mesma potência aumenta a sensibilidade.

Região linear

Ao contrário dos demais, não há perda de linearidade para o LR na faixa de campos analisada. Duas causas são prováveis, a primeira é a total cobertura do núcleo com o campo máximo e a outra é o comprimento do núcleo que é aproximadamente a metade em LR se comparado com os outros. Enquanto que a diferença entre os leiautes simples e duplos pode ser explicada pela diferença no campo máximo de excitação, entre L1(d) e L2(d) existe algo mais.

Alguns destes resultados obtidos podem ser explicados considerando que a metade do núcleo sobre as bobinas coletoras desempenha diferentes papéis em L1(d) e L2(d). No primeiro esta não chavearia o campo magnético como normalmente faz o núcleo de um *fluxgate*, mas sim somente confinaria as linhas de fluxo da outra metade até os centros das bobinas coletoras. Claro que a mudança de comportamento não seria abrupta levando a valores intermediários no limite da região linear. No caso de L2(d), uma metade do núcleo está excitada com bobinas com metade da densidade de espiras que o padrão. Esta parte tem um campo H_{ex} médio com aproximadamente a metade do valor mas ainda desempenharia o papel de chavear o fluxo magnético externo. A contribuição desta parte "fraca" no sinal faz com que a perda de sensibilidade ocorra para valores baixos.

6.2 Variação da potência de excitação

No capítulo 3 foram mostradas as curvas de sensibilidade em função do campo H_{ex} e a região linear em função do mesmo campo. Para levantar as mesmas curvas experimentalmente e ser possível compará-las com as simuladas é necessário relacionar a potência aplicada nas bobinas excitadoras e o campo gerado por elas (B_x). Foi feita então uma estimativa baseada nos valores obtidos nas simulações numéricas especificamente na mostrada na figura 4.1 de onde adotou-se o valor de $1,5 mT/A$. Ou seja, para uma corrente de $1 A$ a bobina gera um campo com amplitude máxima média de $B_x = 1,5 mT$ o que leva a $H_{ex} = 1,19 kA/m$ no núcleo. Estes valores valem para as bobinas com densidade de espiras completa. Resta calcular os valores de corrente para as potências desejadas utilizando os valores de resistência da tabela 4.1. A tabela 6.3 mostra os valores estimados de H_{ex} para as potências $0,1$, $0,5$, 1 , $1,5$ e $2 W_{rms}$ que foram utilizadas nos testes experimentais.

Potência	LR	L1	L2	L1d	L2d
$0,1 W_{rms}$	0,32	0,32	0,22	0,45	0,32
$0,5 W_{rms}$	0,71	0,71	0,50	1,01	0,71
$1,0 W_{rms}$	1,01	1,01	0,71	1,42	1,01
$1,5 W_{rms}$	1,23	1,23	0,87	1,74	1,23
$2,0 W_{rms}$	1,42	1,01	1,01	2,01	1,42

Tabela 6.3: Tabela com as amplitudes estimadas de H_{ex} em kA/m para todos os leiautes em função da potência aplicada.

Em posse desses valores de H_{ex} pode-se voltar as curvas de sensibilidade (figura 3.21) e região linear (figura 3.22) e estimar usando modelo teórico proposto os valores dos sensores reais. Será considerado como dado de entrada do modelo a amplitude

máxima de H_{ex} gerada pelo sensor. Note ainda que não é levado em conta partes do núcleo com a metade da amplitude de excitação (L2 e L2d), nem com excitação puramente residual (L1 e L1d). De fato a diferença entre os dados simulados e os experimentais podem dar pistas do efeito destas regiões.

Já os dados experimentais são tirados das curvas experimentais para os sensores L1 (figura 6.7), L2 (figura 6.8), L1d (figura 6.9) e L2d (figura 6.10).

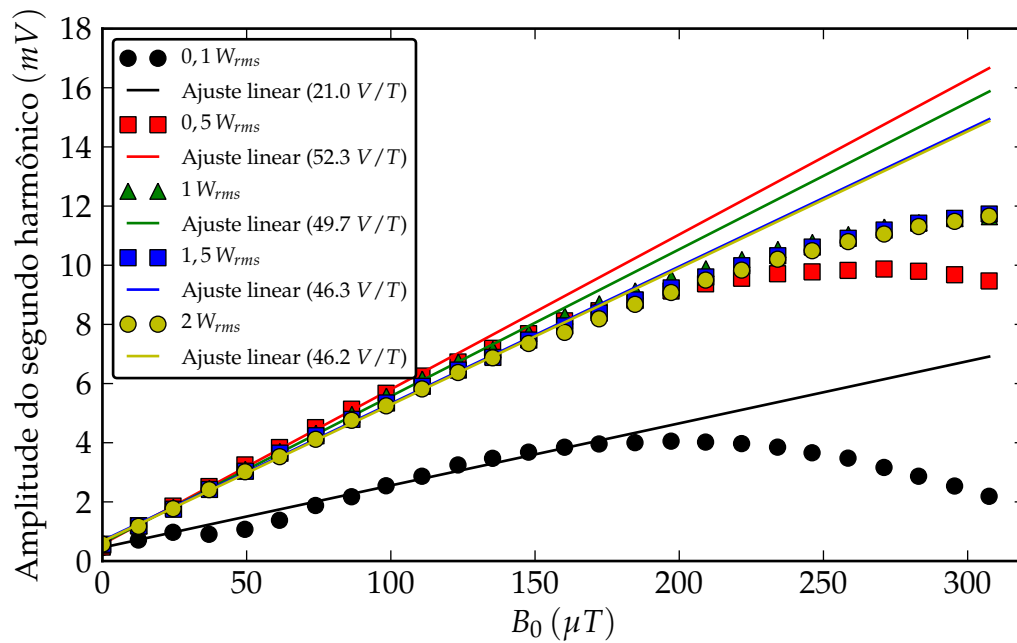


Figura 6.7: Resposta do sensor L1 para diversas potências de excitações, escala completa.

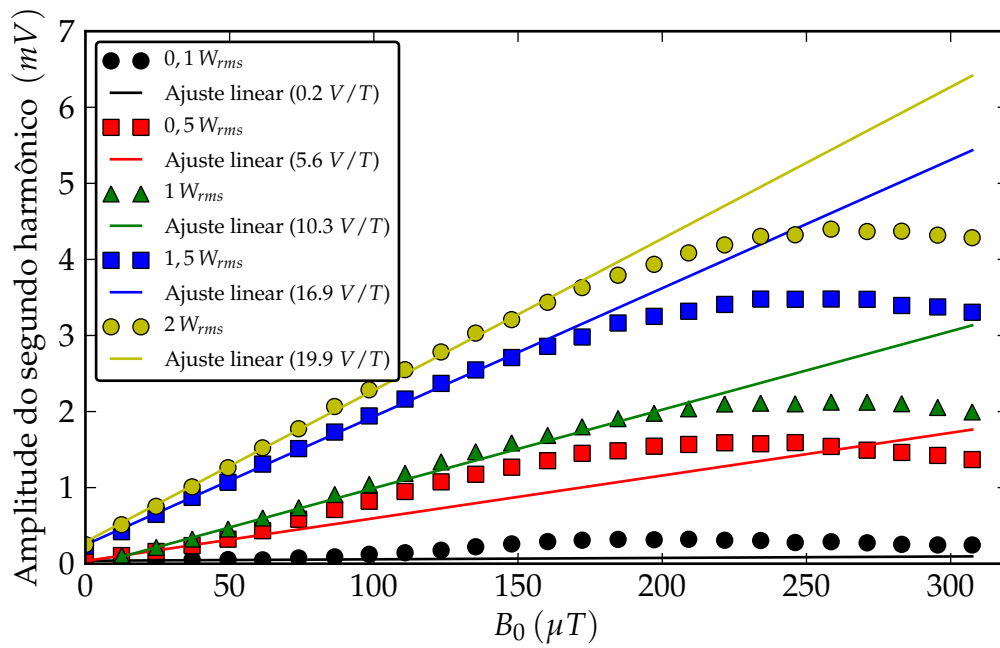


Figura 6.8: Resposta do sensor L2 para diversas potências de excitações, escala completa.

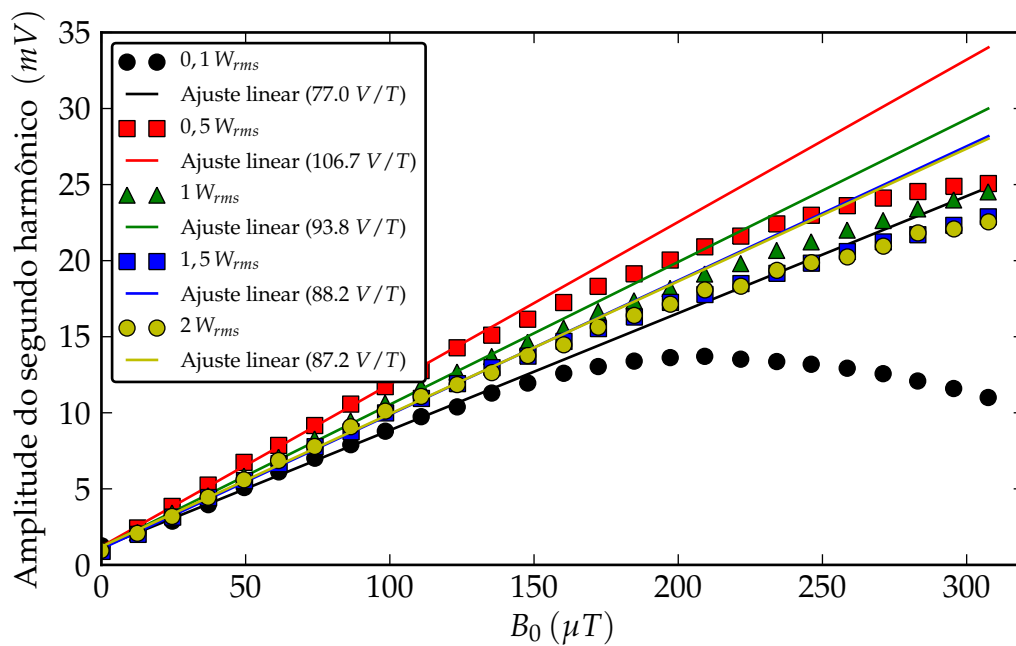


Figura 6.9: Resposta do sensor L1d para diversas potências de excitações, escala completa.

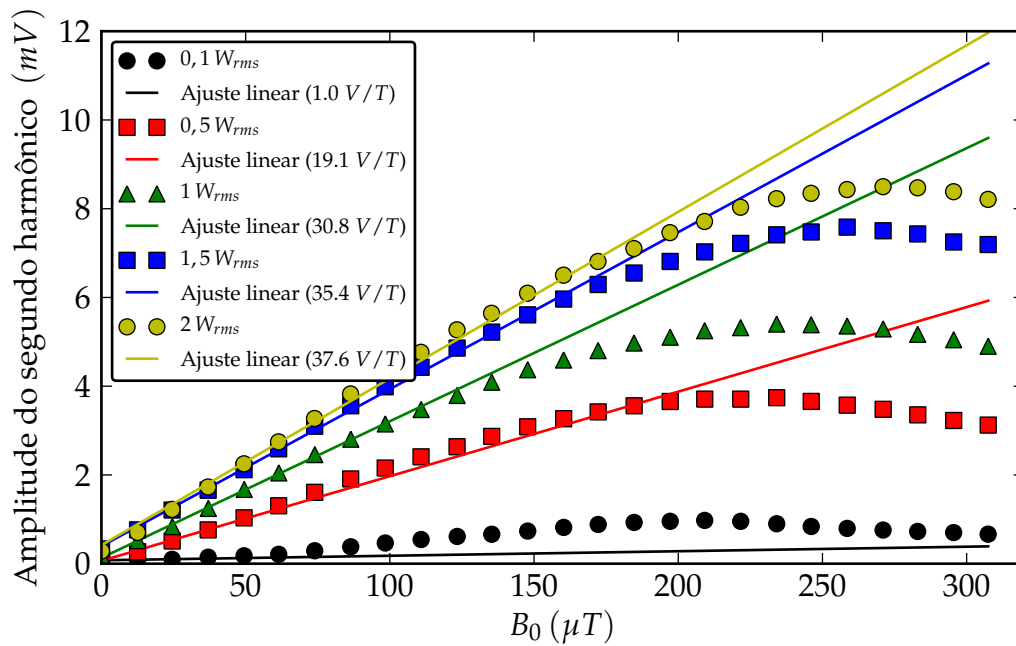


Figura 6.10: Resposta do sensor L2d para diversas potências de excitações, escala completa.

Sensibilidade

A partir destes dados pode-se construir o gráfico da figura 6.11 entre a potência aplicada e a sensibilidade. Junto com os valores experimentais estão os valores simulados. As simulações levaram em conta o fator An para cada sensor (tabela 4.1).

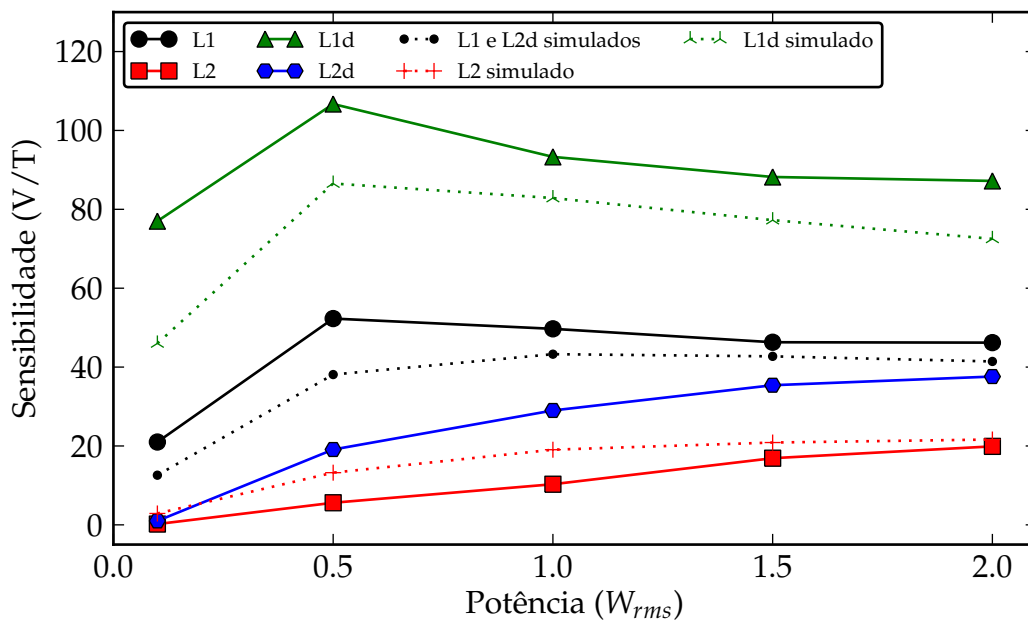


Figura 6.11: Relação entre a sensibilidade e a potência aplicada nos sensores, experimental e simulado. As linhas são somente guias para os olhos.

Tanto L1 quanto L1d apresentaram um máximo de sensibilidade em $0,5 W_{rms}$ decaindo para valores maiores. Note que o erro presente nas medidas entre potências para o mesmo sensor foi estimado com um máximo de 3%, mostrando que realmente a sensibilidade decai com o aumento da potência. Os dados experimentais também mostraram a presença de um máximo previsto pelas simulações, embora para L1 simulado este máximo esteja deslocado para maiores potências. Isto provavelmente reflete o fato da segunda camada de L1d ser mais afastada do núcleo gerando um campo menor que o estimado e de haver erros nos parâmetros utilizados nas simulações. O primeiro fator fez com que L1 e L1d tivessem seus máximos mais próximos que o simulado, e o segundo fez com que a simulação apresentasse o máximo deslocado para a esquerda.

Por outro lado o comportamento de L2 e L2d se mostrou crescente em todo o intervalo. Note que ao contrário de L1 e L1d que tiveram valores de sensibilidade subestimados nas simulações, L2 e L2d apresentaram valores menores. Ou o sinal gerado pelas bobinas coletoras com a metade da densidade de espiras tem amplitude menor do que 1/2 da bobina normal, ou o campo gerado pelas excitadoras inseridas afeta negativamente a sensibilidade destes sensores. Esta segunda hipótese é apoiada pelo fato de L2d não apresentar um máximo como foi previsto.

Região linear

Para campos baixos ($0,1 W_{rms}$) os sensores se tornam não lineares praticamente em toda a escala. Exceto o L1d que tem o maior campo teórico para a mesma potência. A figura 6.12 mostra o limite da região linear em função da potência aplicada nos dispositivos.

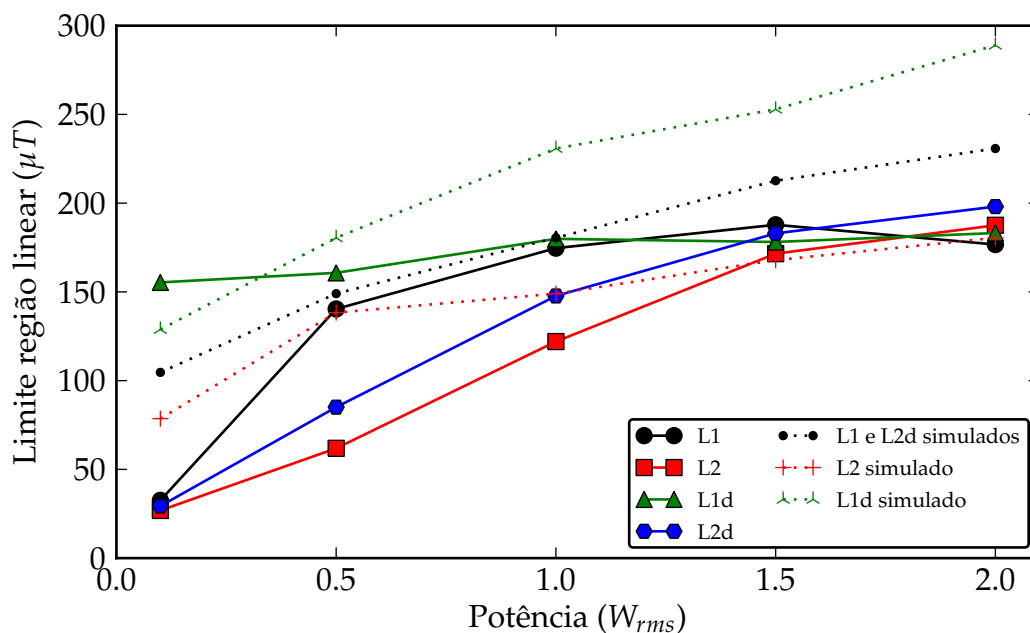


Figura 6.12: Região linear em função da potência aplicada, escala completa. As linhas são somente guias para os olhos.

Para todos os leiautes a região linear aumenta com H_{ex} . Note que este efeito é muito

mais acentuado para campos baixo (exceto L1d). Ao contrário das simulações para sensibilidade dos sensores em que os dados experimentais tiveram boa concordância com os simulados, aqui os resultados são bastante divergentes. De maneira geral a região linear foi superestimada pelas simulações. Isto mostra que as partes do núcleo que estão em regiões com menor campo fazem os sensores perderem linearidade antes. Estas regiões se comportam como se o sensor estivesse sendo alimentado com potência menor. Por fim, nenhum dos pontos simulados teve valores de H_{ex} dentro da região do pico previsto pelas simulações (figura 3.22). Também os pontos experimentais não indicam a presença deste. Entretanto o comportamento de regiões com H_x menores do que o pico, onde a segunda derivada para baixos B_0 da curva de resposta é positiva, apareceu em quase todos os sensores (exceto L1d) para $P = 0,1 W_{rms}$ e em alguns caso até mesmo para $P = 0,5 W_{rms}$.

6.2.1 Comprimento do núcleo de L1

Como foi dito no capítulo 4 o comprimento do núcleo dos sensores L1 e L1d é um parâmetro importante, se por um lado núcleos ligando os centros das bobinas apresentam o melhor acoplamento, por outro, núcleos menores tem menor porção não imersa em um campo excitatório. Para testar o efeito que o comprimento do núcleo exerce sobre algumas propriedades dos dispositivos realizou-se medidas de escala completa. Foram testados comprimentos que variaram de 14 mm a 6 mm , ou seja a distância entre os centros das bobinas (tirando o miolo onde os pontos de solda impedem uma boa montagem) até o comprimento máximo em que o núcleo permanece sob as trilhas da bobina excitadora. O intervalo entre os comprimentos foi de 1 mm (veja figura 6.13). A figura 6.13 mostra as medidas de escala completa para os diversos comprimentos.

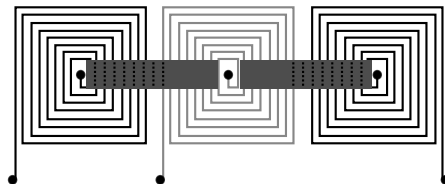


Figura 6.13: Esquema do L1 com núcleos de diversos comprimentos. As linhas pontilhadas mostram onde os núcleos foram cortados. Note os pontos de solda entre estas estruturas impedindo que estes cheguem ao centro das bobinas.

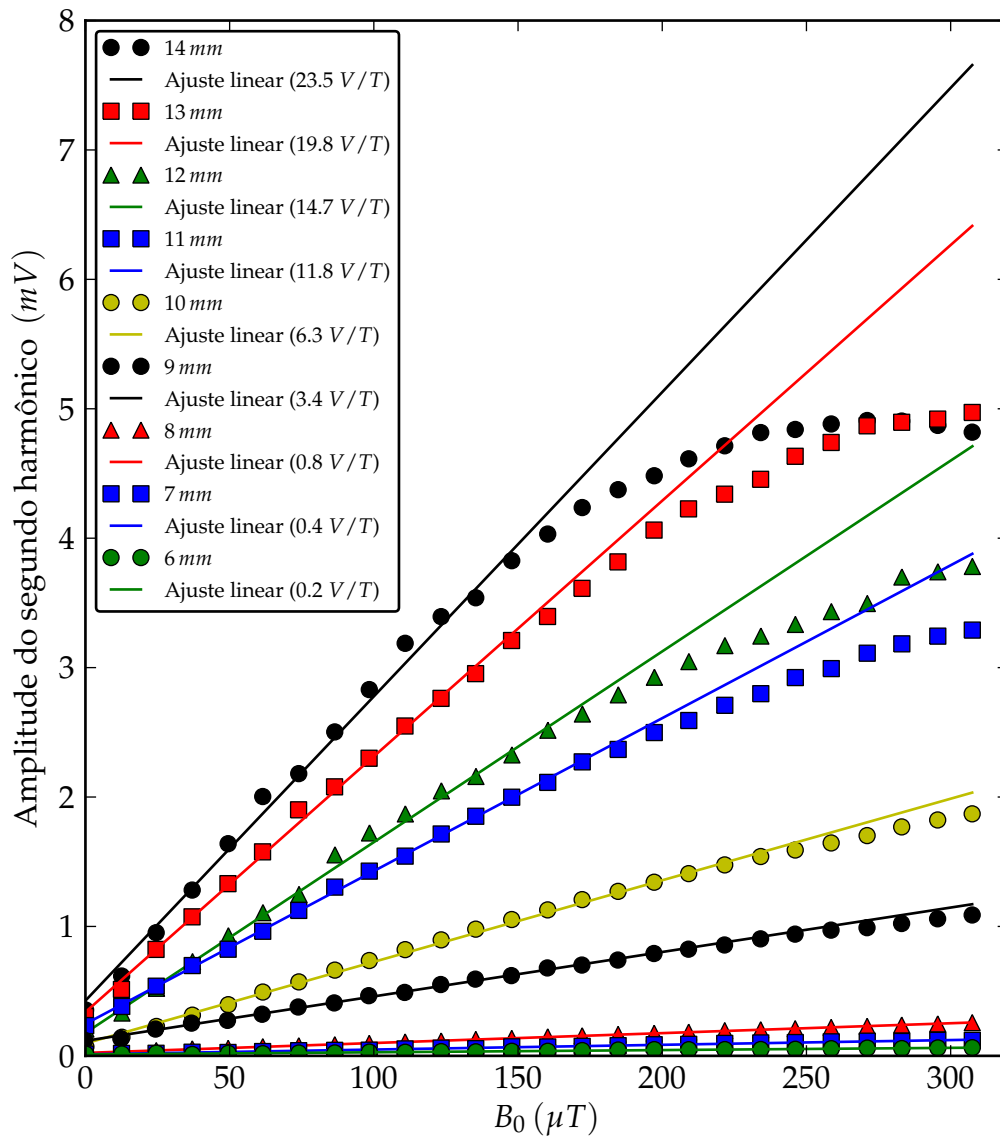


Figura 6.14: Medidas de escala completa para o L1 variando o comprimento do núcleo. Algumas cores estão repetidas mas a ordem é similar no gráfico e na legenda.

A primeira consideração a ser feita diz respeito a sensibilidade apresentada pelos sensores, que em princípio para 13 mm deveria ser igual aos valores apresentados antes (figura 6.5). A diferença (de praticamente 100%) se deve ao núcleo diferente utilizado, que tinha menor largura (3 mm contra 4 mm) e de um processo de eletrodeposição distinto. Mas entre as medidas foi mantido o mesmo núcleo que foi cortado de 1 em 1 mm. Note que embora o mau acabamento das bordas afete negativamente o dispositivo, esta foi a melhor maneira encontrada para variar o comprimento. Caso fosse utilizado, por exemplo, núcleos distintos aumentaria consideravelmente o erro.

Por segundo, as medidas para valores abaixo de 9 mm apresentaram um ruído muito alto ($> 10 \mu T$) e o ajuste linear não seguiu o método estabelecido, foi feito para

todos os pontos. Contudo, como será mostrado nos testes de região linear, embora com um ruído bastante alto, os pontos não mostraram uma tendência de saturação, não influenciando significativamente os valores de sensibilidade obtidos.

Sensibilidade

A figura 6.15 mostra a sensibilidade obtida em função do comprimento do núcleo ferromagnético.

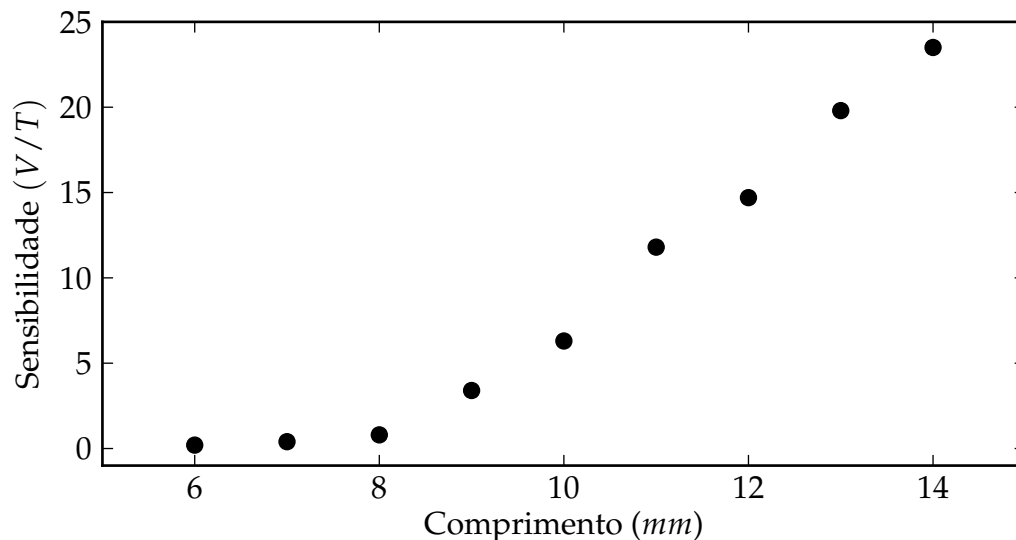


Figura 6.15: Sensibilidade dos sensores L1 em função do comprimento do núcleo

Claramente núcleos maiores levam a sensibilidade mais altas. Não há aqui como separar totalmente o ganho em acoplamento com o gerado pelo aumento do núcleo. De maneira geral estes dois efeitos superam a possível menor magnetização do material.

Região linear

Observe a figura 6.16 que mostra a diferença entre os pontos experimentais e o ajuste linear dos pontos pertencentes a região linear.

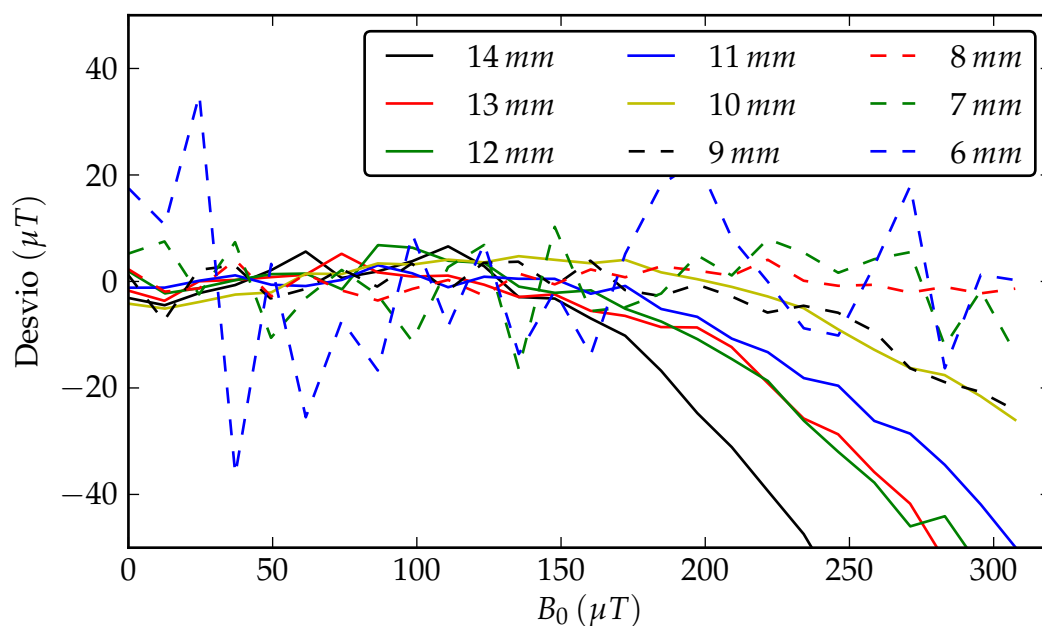


Figura 6.16: Desvio dos sensores L1 em função do campo externo para todos comprimentos de núcleo analisados. O importante a ser notado neste gráfico são os comportamentos distintos entre valores menores que 9 mm e maiores ou iguais. Os primeiros, embora com maior dispersão, não apresentam uma tendência clara para os desvios enquanto que para núcleos de 9 mm ou maiores tem-se uma subestimação dos valores de campo para B_0 grandes. Note que os pontos experimentais foram suprimidos para que o gráfico não ficasse mais poluído. As linhas entretanto não tem função matemática se não guiar o olho para o próximo vértice onde de fato tem-se um valor experimental.

Comprimentos menores que 9 mm levaram a regiões lineares maiores que $310\ \mu\text{T}$, entretanto o desvio não sistemático (ruído) aumenta devido ao baixo acoplamento. O limite da região linear em função do comprimento de núcleo é mostrado na figura 6.17.

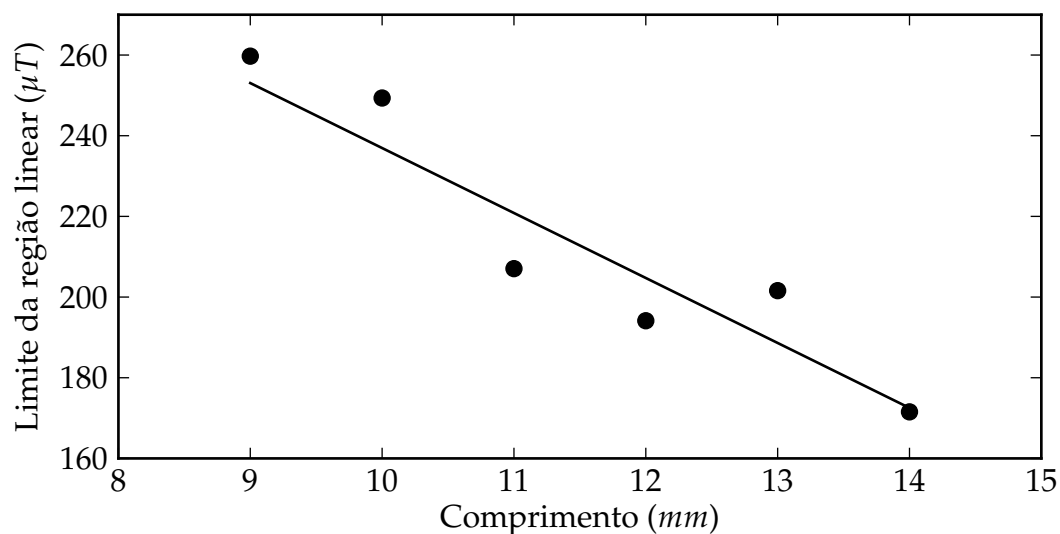


Figura 6.17: Região linear em função do comprimento de núcleo. Comprimentos menores que 9 mm não estão presentes no gráfico pois não perderam linearidade dentro da faixa de campo analisada.

Há um decréscimo no tamanho da região linear com o aumento do núcleo, e portanto um aumento na região não imediatamente sobre a bobina excitadora. Este resultado corrobora a tese de que esta região fora do núcleo faz com que o sensor perca região linear. Embora a baixa quantidade de pontos não permita uma conclusão sobre a forma da curva, um decaimento linear com o aumento do núcleo descreve bem os resultados.

6.3 Escala reduzida

Os equipamentos utilizados nas medidas de escala completa não permitem um estudo completo sobre a resolução dos sensores por limitações de suas próprias resoluções. O novo esquema experimental utilizado para este tipo de medida é mostrado na figura 6.18.

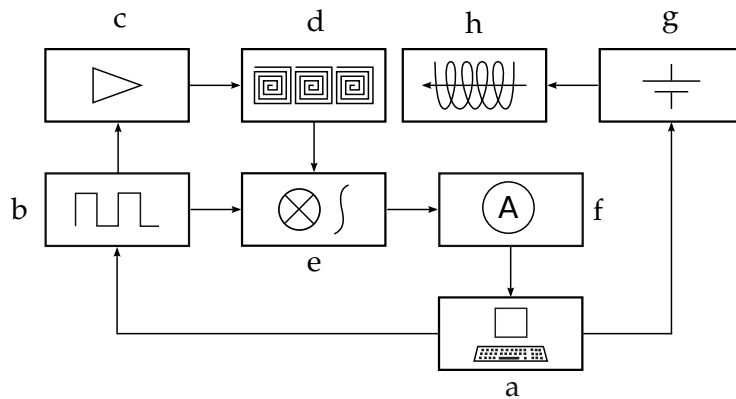


Figura 6.18: Um computador tipo PC (a) controla os parâmetros de um gerador de função (b) que excita através de um amplificador (c) o *fluxgate* (d). O sinal é coletado por um amplificador *lock-in* (e) que utiliza como referência um sinal com o dobro da frequência de excitação (multiplicada internamente). A saída do *lock-in* é medida por um multímetro digital (f) que passa os dados para o computador. Também controlado por este tem-se uma fonte de tensão (g) responsável pela geração do campo externo através de uma bobina de Helmholtz (h). Note que agora a corrente que passa pela bobina é calculada com base na tensão aplicada pela fonte e na resistência da carga. Para aumentar a confiabilidade do valor colocou-se um resistor de $1\text{ k}\Omega$ em série com a bobina de modo que a falta de precisão nos valores de tensão gerados pela fonte fossem reduzidos por um fator de aproximadamente 1000 ($\Delta I = \Delta V / R$). Isto só foi possível porque agora as correntes são muito baixas.

Os equipamentos utilizados e suas justificativas e/ou observações (os primeiros 4 itens são os mesmos das medidas de escala completa):

- Gerador de função HP 33120A.
- Fonte de tensão: HP 6653A. A fonte foi configurada para trabalhar como fonte de tensão neste tipo de medida. Como as correntes agora são muito baixas, foi colocado um resistor em série com a bobina de Helmholtz de modo que a precisão da fonte não comprometesse os resultados.
- Multímetro digital: Agilent 34401A.
- Bobina de Helmholtz: construída no Departamento de Física e Matemática da USP - Ribeirão Preto.
- Amplificador *lock-in* EG&G Parc 124A. Este equipamento é bastante antigo e foi emprestado pelo Professor Oswaldo Baffa Filho para que fossem realizados alguns testes.

Basicamente o que um amplificador *lock-in* faz é multiplicar e integrar dois sinais. Este equipamento é capaz de medir sinais muito pequenos na presença de muito ruído. No caso do sinal gerado pelos *fluxgates* que tem grande amplitude, o problema é detectar as pequenas variações geradas pela mudança do campo externo.

Embora esse método seja mais sensível em relação ao utilizado nas medidas de escala completa, a relação entre o sinal de saída e o campo externo é mais complicada pois não se obtém diretamente a amplitude do segundo harmônico e sim algum

múltiplo. Outro problema está na faixa de amplitude do sinal de entrada que é facilmente ultrapassada com o aumento do campo, tendo que ser reajustada a cada ponto o que inviabiliza as medidas (perde-se a referência reajustando as faixas). Deste modo a escala ficou restrita a um intervalo que vai de $B_0 = 0$ à 370 nT com passos de 37 nT . Além disto as medidas foram repetidas dez vezes para cada ponto e calculou-se o desvio padrão.

Outros dados (as observações dos itens repetidos das medidas de escala completa são as mesmas):

- Sinal de excitação: senoidal com frequência de 25 kHz .
- Temperatura do ambiente: 25°C .
- Blindagem magnética: não existente. Neste regime de baixos ΔB o ruído magnético externo torna-se muito expressivo. Um ruído típico de um laboratório é da ordem de nT na faixa de frequência de $0,01\text{ Hz}$ até algumas dezenas de Hz [36].
- Potência de excitação: 1 W (quando não dito o contrário).
- Núcleo ferromagnético: NiFe, eletrodepositado por 40 min a 14 mA/cm^2 , $13 \times 3\text{ mm}$. O mesmo núcleo foi utilizado nas medidas de escala completa para os sensores L1, L2, L1d e L2d.
- *Lock-in* ajustado com faixa de entrada de $100\text{ }\mu\text{V}$, tempo de integração de 300 ms , filtro de entrada do sinal ajustado em passa alta 40 kHz com $Q = 1$.

Além do ruído magnético, somam-se os ruídos dos equipamentos que estão operando perto de seus limites de resolução ou potência. Deste modo os resultados devem ser analisados com cuidado e nem sempre é possível separar sinais espúrios genuinamente produzidos pelos sensores dos produzidos pelos equipamentos. Note que a diferença entre campos que está se tentando medir é próxima ao ruído que sensores deste tipo apresentaram na literatura ($5\text{ nT}\sqrt{\text{Hz}}$, média para a banda de $64\text{ mHz} - 10\text{ Hz}$ [9]).

As medidas foram feitas seguindo os seguintes passos:

- Depois de ligados todos os equipamentos e seus parâmetros ajustados esperou-se 3 min para o sensor atingir o equilíbrio térmico uma vez que a corrente de excitação utilizada é suficiente para aquecer consideravelmente o conjunto ($\approx 60^\circ\text{C}$ para 2 W_{rms}). Esta era controlada por um termopar quando o núcleo era acessível (dispositivos com camada única).
- Para cada campo gerado foram obtidas 10 medidas da tensão de saída do *lock-in*.
- Todo o procedimento foi repetido para aumentar a base de dados pois não houve reprodutibilidade nas medidas provavelmente devido a falta de blindagem magnética.

6.3.1 Curvas de resposta

Observe as curvas de resposta para os sensores LR (figura 6.19), L1 e L1d (figura 6.20) e L2 e L2d (figura 6.21). Nelas aparecem barras de erro correspondentes ao desvio padrão [37] tirado de 10 medidas (os pontos representam a média).

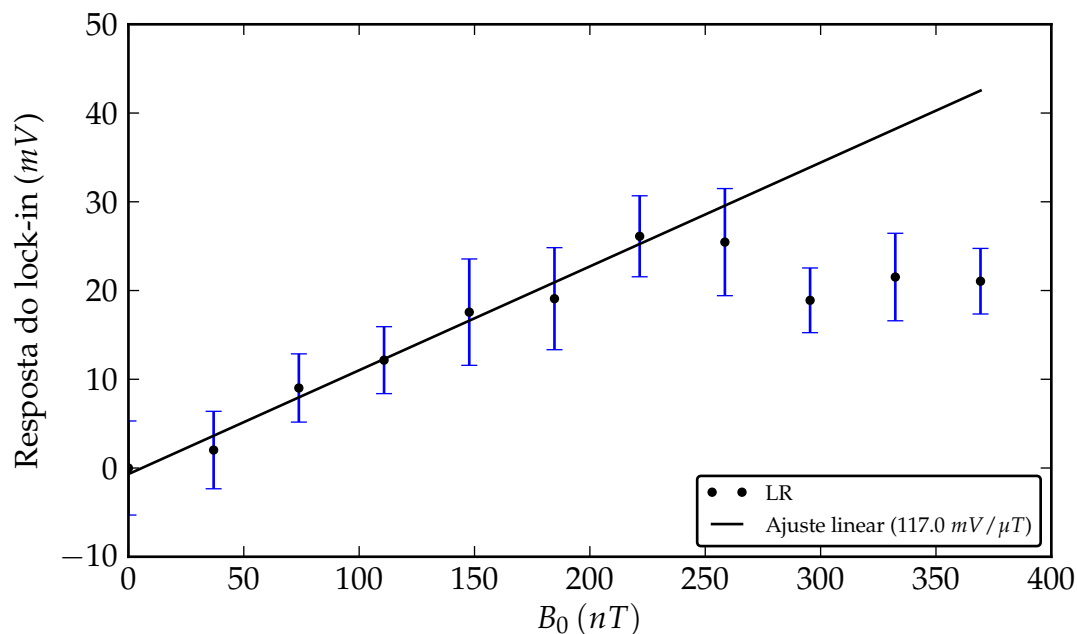


Figura 6.19: Resposta do sensor LR, escala reduzida. Os três últimos pontos foram desconsiderados no ajuste linear pois claramente estes sofreram algum tipo de interferência, aqui considerada externa e não intrínseca ao dispositivo.

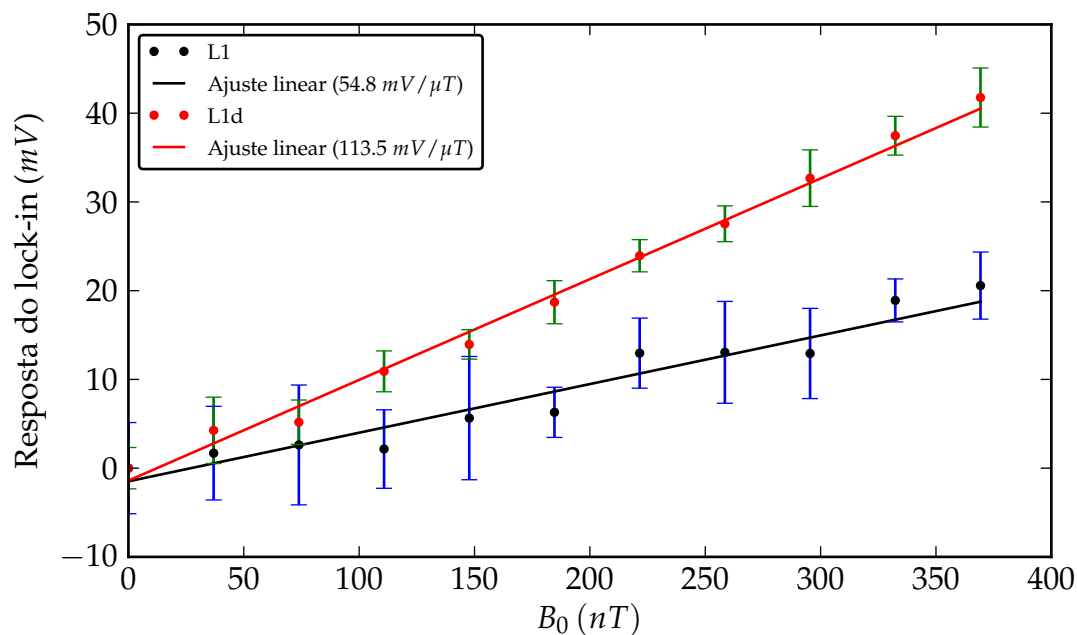


Figura 6.20: Resposta dos sensores L1 e L1d, escala reduzida.

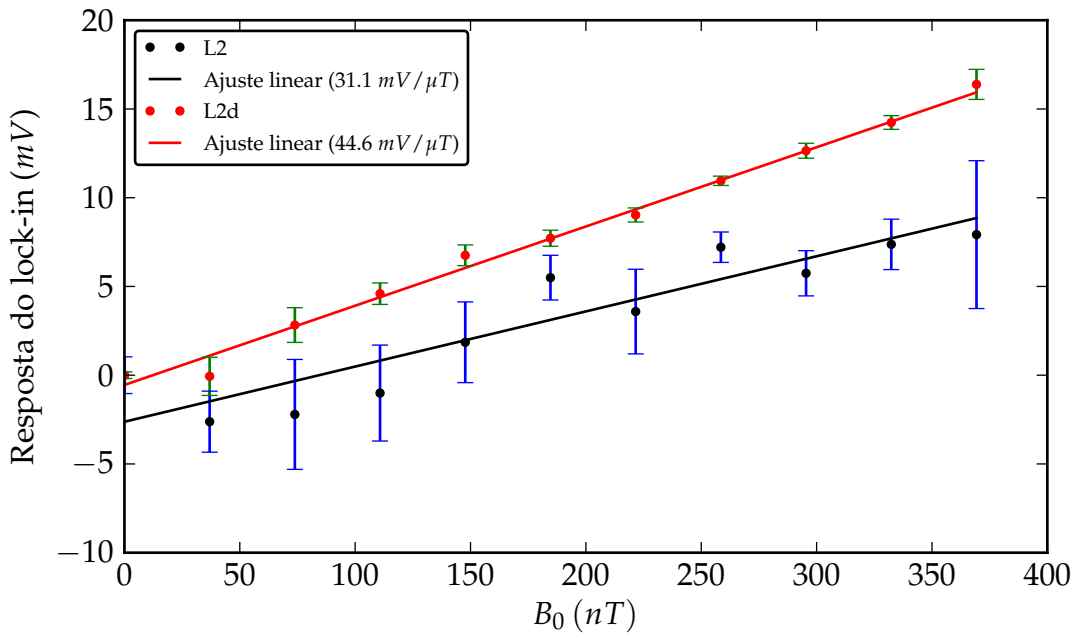


Figura 6.21: Resposta dos sensores L2 e L2d, escala reduzida.

Estas são as melhores curvas obtidas em três tentativas para cada sensor. Muitas vezes houve pouca reprodutibilidade, embora a causa mais provável esteja na falta de blindagem magnética do sistema, não se pode descartar que a causa seja inerente aos dispositivos, aos equipamentos utilizados ou a uma soma desses fatores. Desta maneira escolhendo a melhor medida representa uma abordagem otimista em que espera-se que em alguma das medidas as influências externas sejam mínimas. Note que se a causa da falta de reprodutibilidade for outra este método pode mascarar os resultados.

Os gráficos mostram as sensibilidades obtidas neste esquema experimental. Embora o valor absoluto não tenha uma relação física imediata, estas deveriam manter as mesmas relações comparadas com as medidas de escala completa. Isto acontece aproximadamente em alguns casos como L1 em relação à L1d, mas falha completamente quando comparando LR com os demais, e em menor escala entre L2 e L2d. Vale ressaltar que o método de medida utilizado na escala completa é mais confiável pois se trata de uma medida direta do sinal, sem a sua passagem por filtros não lineares, amplificadores e outros circuitos não lineares. Dito isto, considere as sensibilidades obtidas pela medidas de escala completa.

6.3.2 Ruído

Para estimar o valor do ruído de cada sensor assumiu-se que valores do desvio padrão tem relação direta com o ruído podendo assim compará-lo entre os leiautes. Além disto estes dados podem indicar quais são as suas causas. Na figura 6.22 é mostrada a média do desvio em unidades de campo magnético para cada leiaute, isto é, o desvio absoluto em Volts dividido pela inclinação do ajuste linear dos pontos. Desta maneira tem-se o erro que limita a resolução do sensor. Note que um sensor com um erro absoluto (em Volts) maior pode ter melhor resolução que outro que apresente

este valor menor se a sua sensibilidade compensar, ou seja $\Delta B = \Delta V/\alpha$, onde α é a sensibilidade.

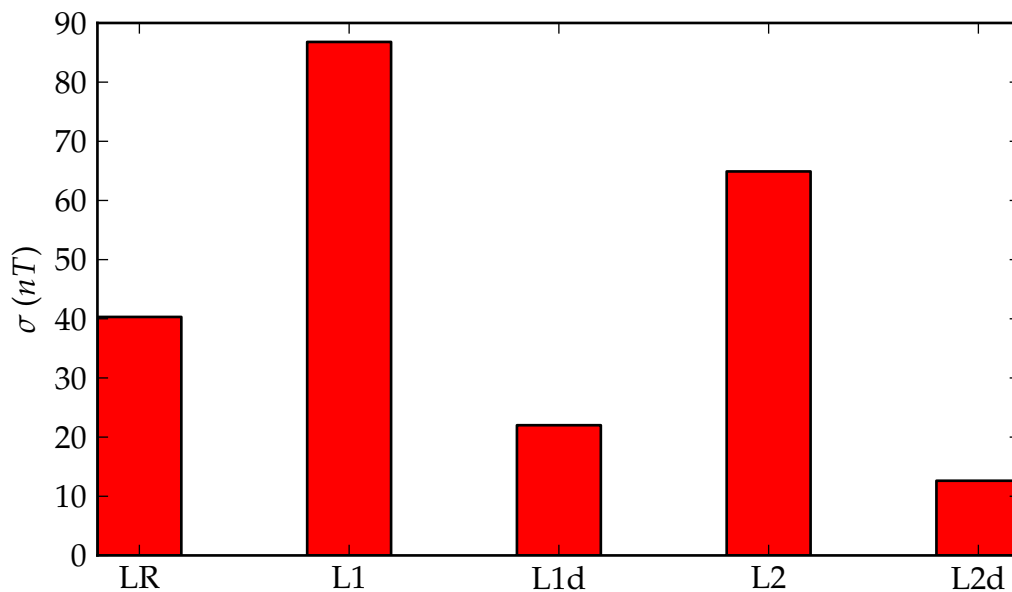


Figura 6.22: Média do desvio padrão sobre os 10 pontos, escala reduzida.

Ao contrário dos outros testes, neste as bobinas estendidas do L2(d) parecem ter contribuído para o baixo ruído apresentado se comparado com os outros. Mesmo em sua versão de camada única L2 já tem valores de σ não muito superiores aos de LR, enquanto que L2d apresenta o menor σ entre todos. Note que os leiautes de dupla camada apresentaram uma redução nos valores de σ em torno de 80% em relação aos respectivos de única camada. Aproximadamente 50% pode ser atribuída a maior sensibilidade dos duplos que é em torno de duas vezes maior. O restante desta redução de σ pode ser atribuído ao aumento da amplitude do campo para a mesma potência, cancelamento da componente B_z e ao aumento do número de bobinas coletoras melhorando a relação sinal/ruído. Enquanto que a primeira e segunda são ruídos intrínsecos do dispositivo, a terceira tem origem no equipamento associado. Para tentar distinguir quais as causas que dominam a geração do ruído, a figura 6.23 mostra o σ absoluto (em Volts) em função da potência.

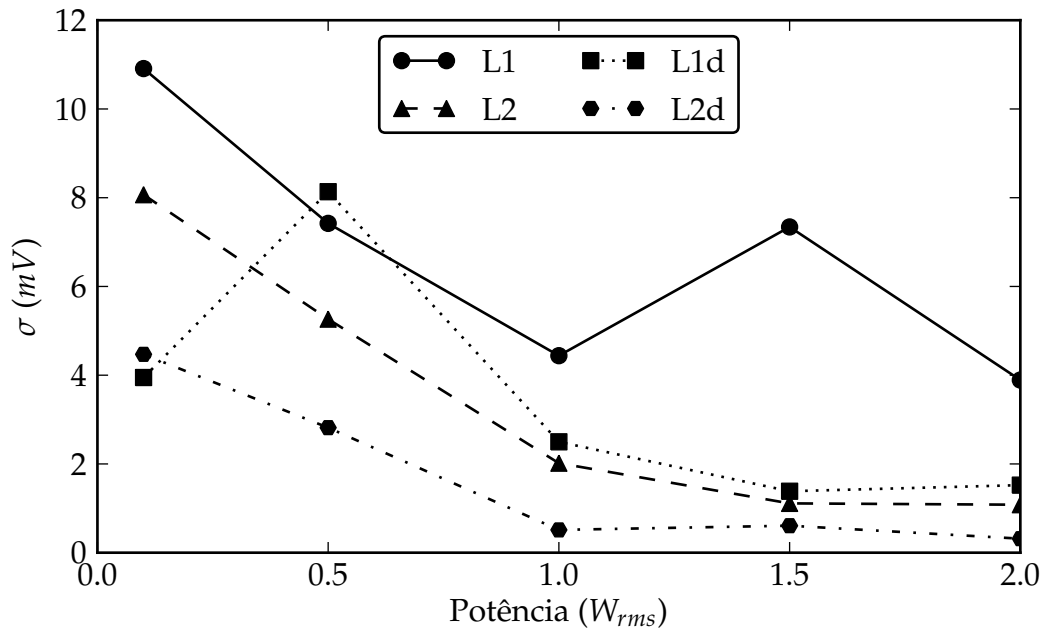


Figura 6.23: Desvio padrão dos valores em tensão em função da potência, escala reduzida. As linhas são somente guias para os olhos.

Em geral os dispositivos apresentaram uma queda nos valores de σ com o aumento da potência, indicando que parte deste ruído é intrínseco ao sensor. Entretanto a variação não monotônica dos valores entre as potências também indica que outras fontes de ruído estão presentes, externas aos sensores. Os leiautes duplos tem valores de σ menores que os respectivos simples para quase todos os pontos, novamente sugerindo que o aumento de H_{ex} de fato reduz o ruído. Mais uma vez os sensores baseados em L2 foram superiores e apresentaram um desvio padrão absoluto menor que L1 e L1d.

Já a influência da componente B_z pode ser diretamente analisada comparando os valores de σ para o mesmo campo entre os leiautes simples e duplos. Note na tabela 6.3 que os simples com $P = 1 W_{rms}$ tem o mesmo campo que os duplos com $P = 0,5 W_{rms}$. Nos dois casos σ tem valores muito próximos, levemente superiores para os leiautes duplos. Esta pequena diferença pode ser explicada pela maior distância da segunda placa contendo as bobinas e problemas de alinhamento. Logo os resultados indicam que a componente B_z não tem influência sobre o ruído dos dispositivos construídos.

O mesmo desvio padrão agora em unidades de campo, que leva em consideração a sensibilidade dos sensores, é mostrado na figura 6.24.

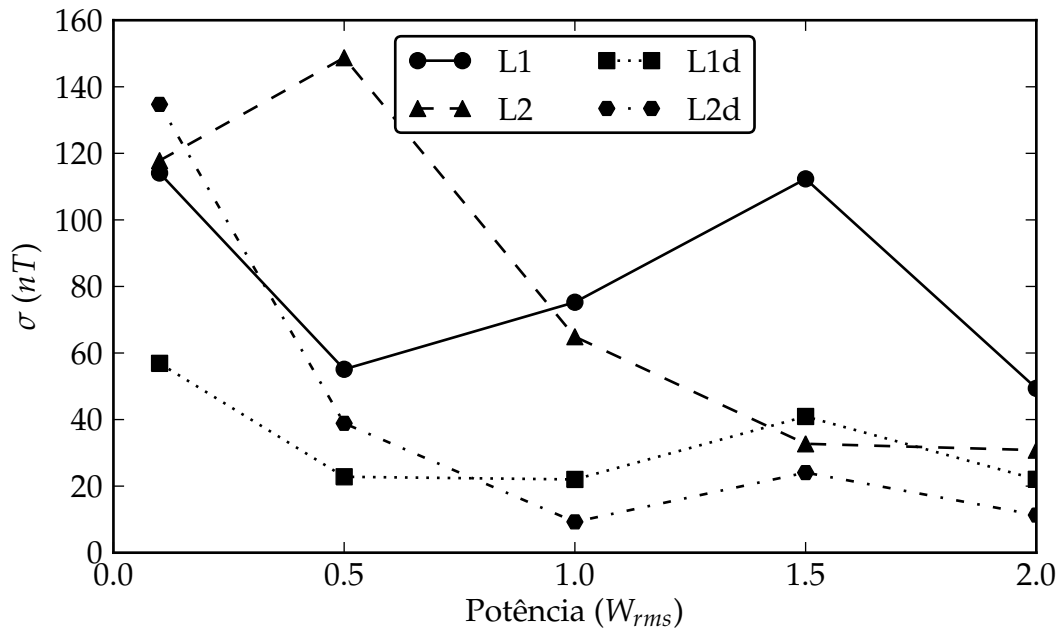


Figura 6.24: Desvio padrão em função da potência, escala reduzida.

Neste gráfico tem-se algumas anomalias pois em algumas das medidas o ajuste linear dos pontos foi comprometido pela excessiva dispersão devido as condições experimentais. A mais evidente é o ponto $P = 0,5 W_{rms}$ do L2. De qualquer forma, a maior sensibilidade faz com que os sensores duplos aumentem sua vantagem em relação aos simples como já foi dito. Note que o ruído determinante para a resolução de um sensor magnético é este em unidades de campo. De maneira geral L1 e L1d compensaram o maior ruído absoluto com sensibilidade para baixas potências ($> \approx 0,7 W_{rms}$), mas o mesmo não foi suficiente para que mantivessem a liderança para potências maiores.

Capítulo 7

Conclusões

Núcleo de NiFe eletrodepositado

A liga de NiFe eletrodepositada com os parâmetros otimizados foi utilizada com sucesso na construção de sensores de campo magnético tipo *fluxgate*. Estes apresentaram características compatíveis com similares encontrados na literatura (resolução de dezenas de nT , faixa de campo de centenas de μT e sensibilidade de dezenas de V/T). O aspecto negativo fica por conta dos altos campos necessários para saturar o material, muito maiores que outras ligas utilizadas atualmente. Isto faz com que o sensor tenha que operar com potência muito elevada. Não há muito o que fazer em relação já que se trata de uma propriedade da liga utilizada. Algum avanço nesse sentido pode ser obtido reduzindo o fator demagnetização, por exemplo mudando a geometria do núcleo, mas o ganho é bastante limitado. Desta forma, para se conseguir sensores com menor potência deve-se buscar materiais com menor campo de saturação.

Simulações numéricas

As simulações numéricas mostraram que o campo magnético gerado por uma espira quadrada tem forma complexa para pequenas distâncias, região onde se encontra o núcleo de um *fluxgate* planar. O efeito de campos tão inhomogêneos sobre o sensor não são bem conhecidos, mas não comprometeram o funcionamento dos dispositivos. Foi obtida também através destas simulações uma estimativa da intensidade deste campo que foi utilizada para comparar os resultados simulados com os experimentais.

Já as curvas obtidas pelas simulações dos sinais de um *fluxgate* mostraram alguns resultados interessantes. Utilizando o método de detecção pela amplitude do segundo harmônico a sensibilidade atinge um máximo para H_{ex} pouco maior que o necessário para saturar o núcleo. Após diminui para campos maiores de forma linear. Este resultado foi confirmado experimentalmente. Já a curva do limite da região linear em função de H_{ex} apresenta um pico para valores baixos de campo. Este corresponde a uma transição do sinal da segunda derivada da curva de resposta dos sensores. Embora a verificação experimental tenha ficado somente em indícios, se de fato for constatado a sua existência alguém pode tirar proveito e construir um *fluxgate* de baixa potência mas com ampliada região linear.

Para descrever completamente os sensores ficou faltando nas simulações a parte referente aos campos magnéticos gerados por dipolos magnéticos. Note que a dinâ-

mica dos *spins* em materiais ferromagnéticos não é uma área científica fechada, muita pesquisa ainda é feita sobre este tema. Desta maneira concluiu-se que os possíveis benefícios para a pesquisa não compensariam o esforço necessário para incluir nas simulações esta componente. De qualquer maneira foram implementados dipolos magnéticos estáticos, isto é, previamente definidos. O principal objetivo era levantar a curva de acoplamento entre o núcleo e o sensor em função do comprimento do primeiro. Desta forma poderia-se separar a influência do acoplamento da influência do comprimento do núcleo nas medidas. Esta parte está prevista para trabalhos futuros.

Construção dos dispositivos

Os métodos utilizados para construir os sensores se mostraram adequados. Foram construídos em torno de 10 dispositivos funcionais. A independência de processos externos e rapidez de construção foi de fundamental importância no projeto possibilitando o teste de muitas ideias. Note que o laboratório possuía praticamente nenhuma experiência na área. Já iniciamos também o projeto da miniaturização onde serão utilizados processos de fotolitografia e deposição de filmes finos mais refinados. Estes terão escala de 1:10 em relação aos atuais e o estudo de um processo compatível com os equipamentos disponíveis nos laboratórios do CCS (Centro de Componentes Semicondutores) na Unicamp está sendo feito.

Leiautes

Três principais parâmetros analisados foram sensibilidade, região linear e ruído. Estes estão entre as características, ou valores que levam a elas, mais importantes para os sensores magnéticos. Entretanto muitas outras são necessárias para a completa caracterização dos dispositivos, como resposta a campos externos transversais, mudança das características com a temperatura, resposta a campos externos não estáticos entre outras. A maioria depende de equipamentos não disponíveis, mas já estão sendo providenciados e serão realizados.

Leiautes - Sensibilidade

Os leiautes L1 e L1d apresentaram sensibilidade bem acima dos demais (93,8 V/T e 49,7 V/T respectivamente, para $P = 1 W_{rms}$). Caso tenha-se restrição nos equipamentos que fazem a análise do sinal para obter o valor de B_0 , e estes não tenham resolução alta, a escolha ficaria entre um dos dois. Isto, claro, se os outros parâmetros forem adequados. Mesmo L1 tem aproximadamente a metade da sensibilidade de L1d, mas utiliza uma camada de bobinas somente. Os demais seguem a ordem L2d, L2 e por último LR (29,7 , 12,9 e 11,0 V/T para $P = 1 W_{rms}$).

Quando levado em conta a potência aplicada, L1 e L2 tem um máximo de sensibilidade para $P = 0,5 W_{rms}$ enquanto que os demais apresentaram crescimento em todo intervalo. Os valores obtidos tiveram boa concordância com as simulações realizadas.

Leiautes - Região linear

LR apresentou a maior região linear ($> 308 \mu T$ para $P = 1 W_{rms}$) não perdendo a linearidade no intervalo analisado. Os demais leiautes tiveram um desvio maior que $10 \mu T$ do ajuste linear no intervalo. O sensor que obteve os melhores resultados dentre todos foi novamente L1d ($179,9 \mu T$) seguido de L1 ($174,6 \mu T$), L2d ($147,7 \mu T$) e por último L2 ($174,6 \mu T$). Sempre com uma potência aplicada de $1 W_{rms}$. Com os resultados para diferentes comprimentos do núcleo em L1 pode-se relacionar esta perda de linearidade com a região deste não imersa em um campo magnético excitatório intenso. De fato mostrou-se que este parâmetro diminui com o decréscimo de H_{ex} .

Caso o sensor a ser construído precise medir campos com grande amplitude a escolha é LR, novamente se os outros parâmetros forem adequados.

Leiautes - Ruído

Associou-se o valor do desvio padrão ao ruído do sistema como um todo. Embora outras fontes de ruído estivessem presentes, os resultados indicam que a grande parte dele é intrínseca ao sensor. Para a potência de referência de $1 W_{rms}$, L2d teve o menor valor de desvio padrão ($\sigma = 12,6 nT$) seguido de L1d ($\sigma = 22,0 nT$), L2 ($\sigma = 64,9 nT$), LR ($\sigma = 65,7 nT$) e L1 ($\sigma = 86,7 nT$). Este parâmetro que é fundamental para a resolução do sensor mostrou que os leiautes propostos tem o potencial de gerar dispositivos mais próximos dos *fluxgates* em escala macro uma vez que, a exceção de L1, apresentaram ruído menor que a referência LR.

Mas esta ordem entre os leiautes acima colocada não se mantém para todas as potências. Tanto L2 quanto L2d somente tem ruído menor que L1 e L1d respectivamente para potências maiores ou iguais a $1 W_{rms}$. A alta sensibilidade de L1 e L1d fazem com que para baixas potências estes apresentem menor ruído.

Se o sensor a ser construído necessitar de baixo ruído e/ou resolução alta a escolha é o L2d, se os outros parâmetros forem adequados.

Considerações finais

Basicamente o próximo passo é miniaturizar os sensores. Paralelamente existem algumas questões mais teóricas que se mostraram importantes, como qual é a dinâmica do material ferromagnético sob campos tão inhomogêneos. Também algumas outras ideias de leiautes poderão ser testadas. Finalmente, com equipamentos mais adequados haverá a possibilidade de mais propriedades dos dispositivos serem medidas para uma melhor caracterização.

Referências Bibliográficas

- [1] P. Ripka, *Magnetic Sensors and Magnetometers*. Artech House, 2001.
- [2] S. Kawahito, C. Maier, M. Schneider, M. Zimmermann, , and H. Baltes, “A 2-d cmos microfluxgate sensor system for digital detection of weak magnetic fields,” *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 34, pp. 1843–1851, 1999.
- [3] M. H. Acuña, “Space-based magnetometers,” *Review of scientific instruments*, vol. 73, pp. 3717–3736, 2001.
- [4] T. C. dos Santos, “Ligas magnéticas NiFe e NiFeCo eletrodepositadas, voltadas para aplicações em micro-sensores magnéticos tipo fluxgate planar,” Master’s thesis, Universidade de São Paulo - USP, 2007.
- [5] D. Moretti, “Caracterização estrutural e magnética de filmes finos de NiFe fabricados por eletrodeposição,” Master’s thesis, Universidade de São Paulo - USP, 2005.
- [6] D. J. Griffiths and R. College, *Introduction to Electrodynamics*. Prentice Hall, 1999.
- [7] S. A. Macintyre, *Magnetic field measurement*. CRC Press LLC, 1999.
- [8] A. Ferreira, A. Carneiro, E. Moraes, R. Oliveirab, and O. Baffaa, “Study of the magnetic content movement present in the large intestine,” *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 283, pp. 16–21, 2004.
- [9] P. Ripka, “Advances in fluxgate sensors,” *Sensors and Actuators A*, vol. 106, pp. 8–14, 2003.
- [10] P. Ripka, “Review of fluxgate sensors,” *Sensors and Actuators A*, vol. 33, pp. 129–141, 1992.
- [11] P. Ripka, “New directions in fluxgate sensors,” *Jornal of Magnetism and Magnetic Materials*, pp. 735–739, 2000.
- [12] F. Kaluza, A. Grüger, and H. Grüger, “New and future applications of fluxgate sensors,” *Sensors and Actuators A*, vol. 106, pp. 48–51, 2003.
- [13] F. Primdahl, “The fluxgate magnetometer,” *Journal of Physics E-scientific instruments*, vol. 12, no. 4, pp. 241–253, 1979.
- [14] P. Ripka, S. O. Choi, A. Tipek, S. Kawahito, and M. Ishida, “Pulse excitation of micro-fluxgate sensors,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, no. 4, pp. 1998–2000, 2001.

- [15] P. Ripka and W. G. Hurley, "Excitation efficiency of fluxgate sensors," *Sensors and Actuators A*, vol. 129, pp. 75–79, 2006.
- [16] F. Primdahl, "The fluxgate mechanism, part i: The gating curves of parallel and orthogonal fluxgates," *IEEE transactions on Magnetics*, vol. MAG-6, no. 2, pp. 376–383, 1970.
- [17] T. M. Liakopoulos and C. H. Ahn, "A micro-fluxgate magnetic sensor using micromachined planar solenoid coils," *Sensor and actuators*, vol. 77, pp. 66–72, 1999.
- [18] C. Lei, R. Wang, Y. Zhou, and Z. Zhou, "Mems micro fluxgate sensors with mutual vertical excitation coils and detection coils," *Microsyst Technol*, vol. 15, pp. 969–972, 2009.
- [19] S. Choi, S. Kawahito, Y. Matsumoto, M. Ishida, and Y. Tadokoro, "An integrated micro fluxgate magnetic sensor," *Sensors and Actuators A*, vol. 55, pp. 121–126, 1996.
- [20] E. Delevoeye, M. Audoin, M. Beranger, R. Cuchet, R. Hida, and T. Jager, "Microfluxgate sensors for high frequency and low power applications," *Sensors and Actuators A*, vol. 145-146, pp. 271–277, 2008.
- [21] P. Ripka, S. Kawahito, S. Choi, A. Tipek, and M. Ishida, "Micro-fluxgate sensor with closed core," *Sensors and Actuators A*, vol. 91, pp. 65–69, 2001.
- [22] W.-Y. Choi, J.-S. Hwang, and S.-O. Choi, "The microfluxgate magnetic sensor having closed magnetic path," *IEEE Sensor Journal*, vol. 4, no. 6, 2004.
- [23] P. Kejik, L. Chiesi, B. Janossy, and R. S. Popovic, "A new compact 2d planar fluxgate sensor with amorphous metal core," *Sensor and actuators*, vol. 81, pp. 180–183, 2000.
- [24] O. Zorlu, P. Kejik, and R. Popovic, "An orthogonal fluxgate-type magnetic microsensor with electroplated permalloy core," *Sensor and actuators A*, vol. 135, pp. 43–49, 2007.
- [25] M. Butta, P. Ripka, S. Atalay, F. Atalay, and X. Li, "Fluxgate effect in twisted magnetic wire," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 320, pp. e974–e978, 2008.
- [26] P. Ripka, M. Butta, M. Malatek, S. Atalay, and F. Atalay, "Characterisation of magnetic wire for fluxgate cores," *Sensor and actuators A*, vol. 145-146, pp. 23–28, 2008.
- [27] J.-M. Quemper, S. Nicolas, J. Gilles, J. Grandshamp, A. Bosseboueuf, T. Bourouina, and E. Dufour-Gergam, "Permalloy electroplating through photoresist molds," *Sensor and actuators*, vol. 74, pp. 1–4, 1999.
- [28] T. Seitz, "Fluxgate sensor in planar microtechnology," *Sensor and actuators*, vol. A21-A23, pp. 799–802, 1990.

- [29] I. Vincueria, M. Tudanca, C. Aroca, E. Lopez, M. C. Sanchez, and P. Sanchez, "Flux-gate sensor based on planar technology," *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 30, no. 6, pp. 5042–5045, 1994.
- [30] A. Rida, V. Fernandez, and M. Gijs, "Planar coil-based microsystem for the long-range transport of magnetic beads," in *The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems*, 2003.
- [31] R. K. Hobbie, *Intermediate physics for medicine and biology*. Springer, 1997.
- [32] A. Baschiroto, E. Dallago, P. Malcovati, M. Marchesi, and G. Venchi, "A fluxgate magnetic sensor: from pcb to micro-integrated technology," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, pp. 25–31, 2007.
- [33] C.-L. Kang, G. Liu, J.-Z. Yang, L.-H. Liu, Yang, L.-H. Liu, Y. Xiong, and Y.-C. Tian, "Electroplating a magnetic core for micro fluxgate sensor," *Microsyst Technol*, vol. 15, pp. 413–419, 2008.
- [34] A. Bélanger and A. K. Vijh, "Hydrogen evolution reaction on vanadium, chromium, manganese, cobalt," *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 121, pp. 225–230, 1974.
- [35] C. Raub, "Hydrogen in electrodeposits - of decisive importance, but much neglected," *Plating and surface finishing*, vol. 80, pp. 30–38, 1993.
- [36] M. Skakala, V. Zrubec, and J. Maňka, "Active compensation for ambient magnetic noise in the unshielded environment," *Measurement Science and Technology*, vol. 4, pp. 468–472, 1993.
- [37] M. F. Triola, *Introdução a Estatística*. Ltc.