

Magnetômetro de Fluxo Saturado (Fluxgate) com Alta Sensibilidade para Aplicações em Biomagnetismo

Paulo Loureiro de Sousa

Departamento de Física

Universidade Federal de Pernambuco

Av. Prof. Luis de Barros Freire s/n, Cidade Universitária

50670-901, Recife, PE

e-mail: loureiro@df.ufpe.br

Oswaldo Baffa, Antonio Adilton O. Carneiro e Elcio Navas

Departamento de Física e Matemática

Faculdade de Filosofia, Ciências e Letras de Ribeirão Preto

Universidade de São Paulo

Av. Bandeirantes, 3900

14040-901 Ribeirão Preto, SP

Recebido em 25 de Abril 1997

Este trabalho descreve a construção e a avaliação de um magnetômetro de fluxo saturado (fluxgate) para utilização em um laboratório de Biomagnetismo. Algumas aplicações em Biomagnetismo podem ser realizadas com um magnetômetro fluxgate, evitando o uso de SQUIDS que têm alto custo de operação e manutenção. Para avaliar o potencial desse aparelho em pesquisas biomagnéticas, foram projetados e construídos alguns fluxgates, utilizando materiais disponíveis no mercado (exceto o núcleo sensor), resultando num custo total de componentes bastante baixo. Os melhores resultados foram obtidos com um sensor com núcleo toroidal de *suppermalloy*, usando a configuração curto-circuitada. A detecção é feita usando todos harmônicos pares presente no sinal, através da amostragem do pulso de corrente de curto-circuito. Um circuito de realimentação garante a linearidade do aparelho, em uma faixa de décimos de nT a $2 \mu T$. O ruído intrínseco foi de 10 pT, para frequências abaixo de 1 Hz. A sensibilidade deste magnetômetro é de 30 AT^{-1} . Esse valor é comparável aos resultados obtidos por outros grupos, em projetos semelhantes. Um arranjo gradiométrico de fluxgates também é proposto de modo a permitir detecção de pequenos sinais biomagnéticos sob um campo ambiental variável. Resultados preliminares de medidas biomagnéticas em gastroenterologia utilizando este arranjo gradiométrico são apresentados.

The construction and evaluation of a fluxgate magnetometer for measurements in the nanotesla range and examples of its application in biomagnetic measurements are presented. There are some applications in biomagnetism that can be accomplished with the use a fluxgate magnetometer instead of the SQUID based magnetometers that are more expensive to purchase and maintain. To evaluate the potential of this device for biomagnetic measurements a few different circuits and configurations for this magnetometer were investigated based on components available locally, except for the toroidal sensor, with low cost and high sensitivity. The best results were obtained with a toroidal sensor nucleus made out of *suppermalloy* using the short circuited configuration. The detection of all even harmonics present in the current pulse of the short circuited signal is used. A feedback system assures a linear response from tenths of nT to $2 \mu T$. The intrinsic noise was 10 pT for frequencies below 1 Hz. The sensitivity of this fluxgate is 30 AT^{-1} . This value is in good agreement with the ones previously reported in similar designs. A gradiometric array with two sensors to cancel environmental noise is proposed and preliminary results are presented on the performance of this gradiometer and on biomagnetic measurements applied to gastroenterology.

I. Introdução

Biomagnetismo é um ramo relativamente recente da ciência, cujo objeto de estudo são os sinais magnéticos gerados por seres vivos. Campos dessa natureza têm valores muito pequenos se comparados ao campo geomagnético e campos gerados por outras fontes. Ruídos magnéticos ambientais podem ser até nove ordens de grandeza maiores que os sinais biomagnéticos, o que torna muito difícil sua medida e impõe o uso de aparelhos de extrema sensibilidade. Existem pelo menos três magnetômetros largamente empregados em pesquisas biomagnéticas: os dispositivos supercondutores de interferência quântica (Superconducting Quantum Interference Developments ou SQUIDs), as bobinas de indução e os magnetômetros de fluxo saturado ou fluxgates.

Os magnetômetros de fluxo saturado, ou fluxgates, são dispositivos de estado sólido que medem a magnitude, direção e sentido de campos magnéticos. São capazes de medir campos estáticos ou alternados até alguns kiloHertz com sensibilidade para campos de 10^{-10} a 10^{-4} T. Não têm partes móveis e têm um consumo muito baixo de energia. Podem alcançar 10 pT de resolução (100 pT em alguns aparelhos comerciais) e estabilidade de 1 nT durante períodos longos (meses). A menos da excitação do núcleo sensor, toda sua eletrônica pode ser digital, podendo ser reduzida a um único componente dedicado. Em termos de sensibilidade para campos de baixa frequência, perdem apenas para os magnetômetros SQUIDs, mas diferente desses, não necessitam de baixas temperaturas para operar.

As principais aplicações dos fluxgates estão em medidas geofísicas, pesquisas espaciais, sistemas de navegação de aviões e mísseis, detecção de veículos e submarinos e estabilizadores de corrente elétrica. Aplicações em arqueologia, ensaios não-destrutivos e leitores de cartão magnético também já foram reportadas [1].

II. Princípio de Funcionamento

Existem várias boas referências sobre o princípio de funcionamento do fluxgate [1,2]. Em trabalho recente nesta revista BENYOSEF & NOVAK [3] intro-

duziram o tema, descrevendo dois magnetômetros baseados nesse princípio. Iremos discutir aqui com detalhes uma outra possível configuração que é o fluxgate curto-circuitado, com modo de detecção por todos harmônicos pares.

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

$$\epsilon = -\frac{d\phi(t)}{dt} \quad (1)$$

que prevê a indução de uma força eletromotriz ϵ nos terminais de uma bobina, se houver variação no fluxo de campo magnético ϕ dentro dela. Descartando mudanças na geometria (número de espiras, área da seção reta, etc) pode-se provocar variações no fluxo através de mudanças na permeabilidade m do material que constitui o núcleo dessa bobina.

Usualmente núcleos para fluxgates são feitos de ligas de material ferromagnético mole, tais como *permalloy* que apresentam uma curva de saturação $B \times H$ praticamente vertical, isto é, possuem alta permeabilidade ($\mu = dB/dH$) para um valor de H não muito elevado e saturam abruptamente para valores maiores de H (onde $\mu \approx 0$). Desse modo é possível chavear o estado de magnetização do núcleo através de um campo magnético adicional.

Na figura 1 pode-se ver um arranjo que permite o chaveamento do núcleo. Uma corrente alternada $i(t)$ passando através da bobina primária gera um campo $H(t)$ que realiza todo ciclo de histerese. Uma vez que o núcleo é saturado duas vezes durante um período na curva de magnetização, $\epsilon(t)$ deve ser uma função periódica com frequência duas vezes maior que a do sinal de excitação $i(t)$. Se não há campo externo, a simetria do sistema faz com que nenhum sinal apareça nos terminais da bobina de detecção.

Se existe campo externo, a curva de histerese é deslocada em relação a $H = 0$ fazendo com que um sinal proporcional ao campo externo seja induzido. Se o sinal de excitação tem uma frequência f e é um sinal periódico qualquer (uma onda quadrada ou triangular, por exemplo) o sinal induzido deve apresentar componentes de frequência pares (2f, 4f, 6f, etc) em relação ao sinal de excitação. Componentes ímpares (f, 3f, 5f,..) podem aparecer como ruído devido à não existência de

uma simetria perfeita no arranjo.

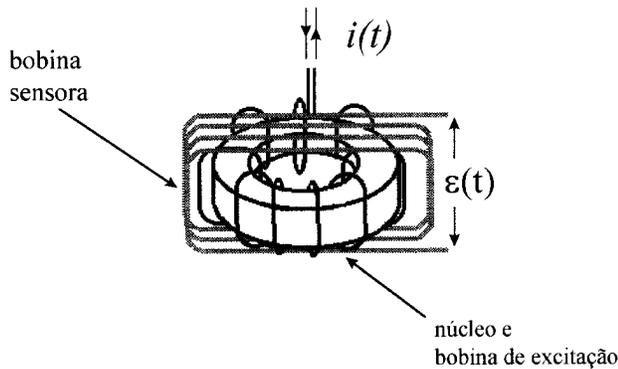


Figura 1. Sensor com núcleo toroidal, mostrando a bobina de excitação (primário) e a bobina sensora (secundário). Uma corrente variável $i(t)$ aplicada na bobina de excitação deve gerar um sinal induzido $e(t)$ nos terminais da bobina sensora, se houver campo magnético externo.

No método de detecção por segundo harmônico, discutido por BENYOSEF & NOVAK [3], o sinal de saída da bobina sensora é enviado a um circuito de detecção, após filtragem dos demais harmônicos (pares e ímpares) e amplificação.

A principal diferença entre nosso projeto e o de BENYOSEF & NOVAK é que utilizamos toda informação disponível sobre o campo nos harmônicos pares do sinal induzido e não apenas na componente de segundo harmônico.

Além da justificativa que o método de detecção por todos harmônicos pares deve ser mais sensível que o método por detecção do segundo harmônico [4,5] como veremos, a opção por esse método tem mais duas razões: não utilizando filtros passa-baixa, ou passa-banda, evita-se problemas de fase na detecção síncrona, que necessitariam um circuito de correção em estágios seguintes. Além disso, a amostragem do pulso todo é muito mais simples de implementar (admitindo inclusive uma concepção digital) e apresenta bons resultados.

II.1 O fluxgate curto-circuitado

Em um fluxgate convencional a saída da bobina sensora é conectada a um amplificador com alta impedância de entrada, operando com a tensão induzida na bobina sensora. PRIMDAHL et al. [4] introduziram outro método de acoplamento: eles curto-circuitaram

a bobina sensora através de um conversor corrente-voltagem com baixíssima impedância de entrada operando com a corrente de saída. Nessa configuração a amplitude dos pulsos de corrente induzida depende linearmente do campo medido e é teoricamente independente da amplitude do sinal de saturação (assumindo que a corrente de excitação é suficientemente intensa para saturar completamente o núcleo). A baixa impedância de entrada elimina problemas com capacitâncias parasitas da bobina e cabos (permitindo o uso de cabos longos entre o sensor e a eletrônica), diminui a auto-oscilação do secundário e evita perda do sinal pela realimentação.

A figura 2 representa a bobina sensora em sua configuração curto-circuitada ao terra virtual de um amplificador operacional. A corrente de curto-circuito $i_0(t)$ flui através do resistor R e dá a voltagem de saída

$$e_0(t) = -R \cdot i_0(t). \quad (2)$$

A auto-indutância $L(t)$, variável no tempo é dada por

$$L(t) = \mu_0 \frac{N^2 a}{l} \mu_a(t), \quad (3)$$

onde N é o número de espiras, $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} N/A^2$, a é a seção reta do núcleo e l é o comprimento efetivo da bobina. A permeabilidade relativa aparente $\mu_a(t)$ depende do secundário, da geometria do núcleo e do seu estado de magnetização. C é um capacitor de desacoplamento.

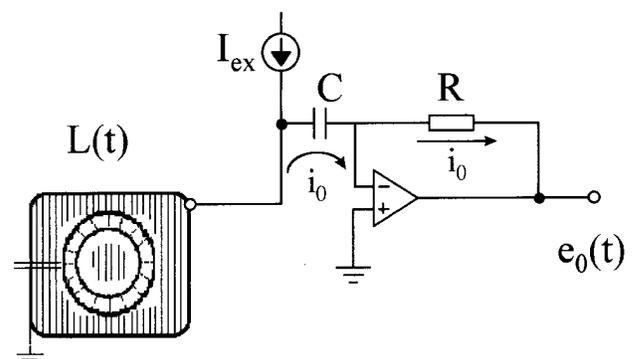


Figura 2. Fluxgate curto-circuitado: o pulso de tensão induzido na bobina sensora é curto-circuitado no amplificador operacional, gerando uma corrente i_0 que é amplificada e convertida em tensão e_0 que é igual a R vezes i_0 .

PRIMDAHL & JENSEN [7] determinaram o circuito equivalente do fluxgate acoplado num capacitor que corresponde à equação íntegro-diferencial básica para um fluxgate:

$$R_{\text{fio}}i(t) + \frac{1}{C} \int i(t)dt + \mu_0 \frac{N^2}{l} a \frac{d}{dt} [\mu_a(t)i(t)] = -NaB_{\text{ext}} \frac{d}{dt} \mu_0(t). \quad (4)$$

N é o número de espiras, l o comprimento efetivo e a é a área da secção reta do núcleo. Resolvendo essa equação para o caso onde $R_{\text{fio}} \rightarrow 0$ e $C \rightarrow \infty$, obtemos i_0

$$i_0(t) = -T_{\text{ext}} + \frac{K}{\mu_a(t)}, \quad (5)$$

onde $I_{\text{ext}} = B_{\text{ext}}l/(\mu_a N)$ é a quantidade de corrente contínua que deve ser injetada no secundário para cancelar o campo B_{ext} . A constante de integração K pode ser encontrada usando o fato que a média temporal de $i_0(t)$ é igual a zero em um número inteiro de períodos:

$$-I_{\text{ext}} + K \langle 1/\mu_a(t) \rangle = \langle i_0(t) \rangle = 0. \quad (6)$$

Introduzindo a permeabilidade aparente média μ_{a0}

onde $1/\mu_{a0} = \langle 1/\mu_a(t) \rangle$, nós tiramos a seguinte expressão para $i_0(t)$:

$$i_0(t) = I_{\text{ext}} \left(\frac{\mu_{a0}}{\mu_a(t)} - 1 \right). \quad (7)$$

A razão entre as permeabilidades pode ser reescrita em termos da auto-indutância média L_0 e da auto-indutância variável no tempo $L(t)$:

$$\frac{\mu_{a0}}{\mu_a(t)} = \frac{L_0}{L(t)} \quad \text{onde} \quad 1/L_0 = \langle 1/L(t) \rangle. \quad (8)$$

Então,

$$i_0(t) = -I_{\text{ext}} \left(\frac{L_0}{L(t)} - 1 \right). \quad (9)$$

O valor pico-a-pico do impulso de corrente é dado por

$$\Delta I_{pp} = i_{0\text{max}} - i_{0\text{min}} = I_{\text{ext}} \left(\frac{L_0}{L_{\text{min}}} - 1 \right) - I_{\text{ext}} \left(\frac{L_0}{L_{\text{max}}} - 1 \right) = I_{\text{ext}} \frac{L_0}{L_{\text{max}}} \left(\frac{L_{\text{max}}}{L_{\text{min}}} - 1 \right). \quad (10)$$

A variação da auto-indutância geralmente é produzida pela saturação do núcleo durante uma fração δ do período de excitação. Podemos aproximar $L(t)$ por uma função periódica alternando entre dois níveis, L_{min} e L_{max} , de tal modo que:

$$\frac{1}{L_0} = \frac{1}{L_{\text{min}}} \delta + \frac{1}{L_{\text{max}}} (1-\delta) = \frac{1}{L_{\text{max}}} + \left(\frac{1}{L_{\text{min}}} - \frac{1}{L_{\text{max}}} \right) \delta, \quad (11)$$

que substituído na equação (10) dá o fator de sensibilidade

$$\frac{\Delta I_{pp}}{I_{\text{ext}}} = (L_{\text{max}}/L_{\text{min}} - 1) / (1 + (L_{\text{max}}/L_{\text{min}} - 1)\delta). \quad (12)$$

Para $\delta \rightarrow 0$ (pulso de saturação muito curto) a equação (12) se reduz a

$$\frac{\Delta I_{pp}}{I_{\text{ext}}} = \left(\frac{L_{\text{max}}}{L_{\text{min}}} - 1 \right). \quad (13)$$

O termo do lado direito é denominado “figura de mérito do sensor” conforme PRIMDAHL *et al.*[4] e é quem vai determinar a sensibilidade do sensor.

A sensibilidade (S) definida como a razão pode ser calculada, se conhecida a relação (A) entre a corrente I_{ext} e o campo externo que ela pode cancelar (B_{ext}).

$$A = \frac{B_{\text{ext}}}{I_{\text{ext}}} \quad (14)$$

Desse modo, a sensibilidade do sensor curto-circuitado se torna simplesmente

$$S = \frac{\Delta I_{pp}}{B_{\text{ext}}} = \frac{1}{A} \left(\frac{L_{\text{max}}}{L_{\text{min}}} - 1 \right) \quad (15)$$

Valores típicos de sensibilidade são da ordem de 40 AT⁻¹ [4,8].

III. Sensor e eletrônica de detecção/amplificação

III.1 - O sensor

Para a construção do sensor utilizou-se um núcleo do tipo toroidal de *supermalloy* (PW- 2700027-1 Precision Winding, Inc., Wichita, Kansas, USA). Núcleos deste tipo têm alta permeabilidade ($\mu_{\max} \approx 100.000$) e baixo custo (\approx US\$ 26,00 por núcleo) e são apropriados para a construção de sensores de baixo ruído. Em torno do núcleo foi enrolada manualmente a bobina de excitação (\approx 260 voltas de fio AWG #30) e o conjunto foi acondicionado em uma forma de acrílico. Sobre essa forma foram enroladas mecanicamente 7 camadas de 151 espiras cada, do fio AWG #35. Terminais de placa (não-magnéticos) foram colados à forma e neles foram soldadas as conexões do cabo com o sensor. A conexão do sensor com a eletrônica foi feita através de um cabo blindado de 4 vias com 4 metros de comprimento. As dimensões finais do sensor foram $3 \times 3 \times 2$ cm³.

III.2 - O circuito

A frequência do sinal de excitação deve limitar o valor máximo de frequência de campo que o aparelho é capaz de responder. A frequência de excitação escolhida foi de 2 kHz. Nesse caso, campos com frequência de 2 kHz ou maior, certamente não serão detectados. A maioria dos sinais biomagnéticos de interesse, detectáveis por fluxgates, tem componentes de frequência menores que 20 Hz. Além disso, em ambientes sem blindagem magnética, frequências de 60 Hz e harmônicos são indesejáveis e, por essa razão, muitas vezes é necessário o uso de filtros passa-baixa, com frequências de corte em 30 ou 40 Hz. A atenuação dos sinais em frequências acima de 60 Hz não deve ser então uma desvantagem.

Antes da montagem do circuito de excitação foi necessário saber qual a corrente necessária para a sa-

turação do núcleo. Usando um indutímetro digital (Wavetek DM27XT, operando a 1 KHz) mediu-se o valor da indutância da bobina sensora a partir de um valor de corrente elevado que foi gradualmente diminuído até o valor zero. O resultado dessa medida pode ser visto na figura 3.

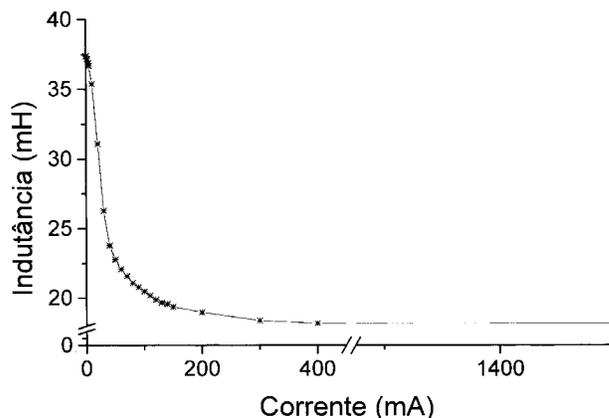


Figura 3. Medida da indutância da bobina sensora em função da corrente de excitação. Quando a corrente é maior que 400 mA o núcleo se torna saturado.

O circuito de excitação (fig. 4) é formado por um cristal oscilador integrado, um divisor de frequência, um amplificador operacional e um par de transistores de chaveamento. O CO1025 é um circuito integrado (CI) controlado a cristal que gera um sinal de onda quadrada com frequência igual a 2,048 MHz. Esse sinal é passado a um divisor de frequência (CI 4060), de onde se obtém os sinais para a excitação (2 kHz) e amostragem (4 kHz). A saída do CI 4060 é uma onda quadrada que alterna de zero a 5 volts. Esse sinal será levado a um amplificador operacional (CI TL071), funcionando como comparador. Sua saída é um sinal simétrico que vai de -15 a +15 V. O estágio seguinte é um amplificador formado por um par de transistores de chaveamento que fornece os pulsos de corrente para a bobina excitadora.

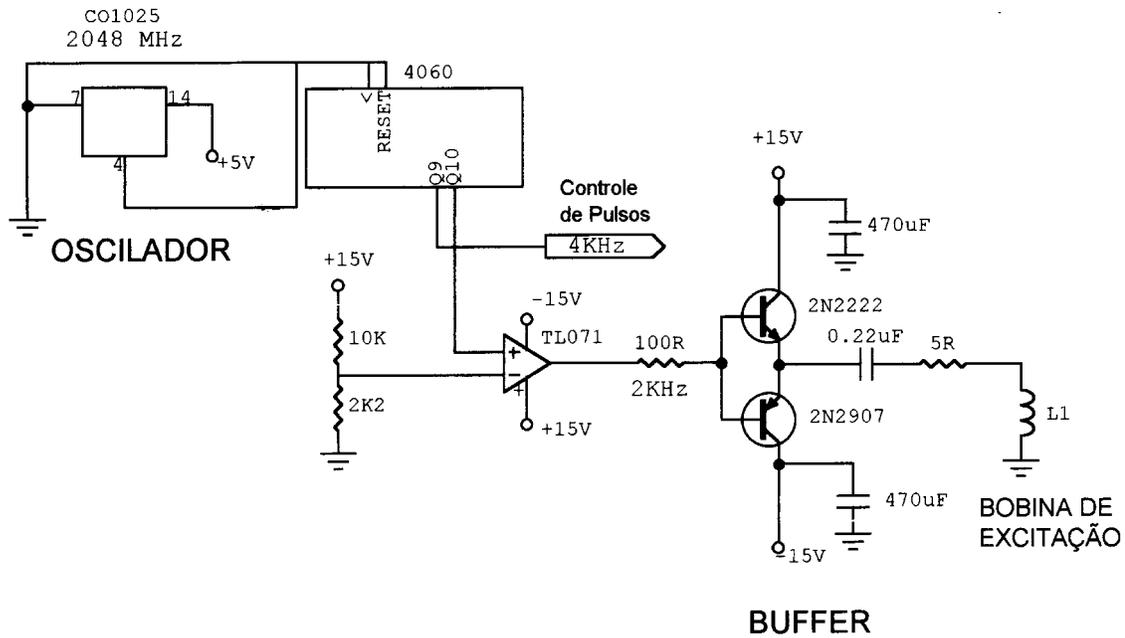


Figura 4. Circuito de excitação.

Várias formas de onda são possíveis para excitar o núcleo. Preferiu-se usar pulsos curtos e intensos. Tais pulsos são conseguidos através de um circuito ressonante formado por um capacitor em série com a bobina de excitação. O valor do capacitor é escolhido para que ocorra ressonância na frequência de excitação (2 kHz). A vantagem em se usar esta configuração é que no modo ressonante a impedância total do circuito é mínima e a corrente é máxima, conseguindo desse modo uma saturação profunda do material. Apesar do pulso de corrente ser muito intenso, é curto, o que faz com que o valor RMS da corrente seja muito baixo, diminuindo o consumo de energia e dispensando transistores de potência e elementos dissipadores de calor. Outra vantagem é que o tempo de saturação do núcleo é muito curto se comparado ao período do sinal, aumentando a sensibilidade [2]. Além disso, o uso do capacitor em série bloqueia componentes contínuas que poderiam modificar a resposta do sensor.

A bobina sensora é curto-circuitada através de um amplificador operacional (TL071) (fig. 2). Um capacitor de valor elevado ($1 \mu\text{F}$) é usado para bloquear correntes contínuas, usadas pela realimentação e controle de *offset*. A corrente de curto-circuito é amplificada 1000 vezes e convertida em tensão. Um filtro RC ($R = 220 \Omega$, $C = 0.01 \mu\text{F}$) colocado na saída do circuito

de amplificação suaviza o sinal, eliminando efeitos de auto-oscilação e transientes.

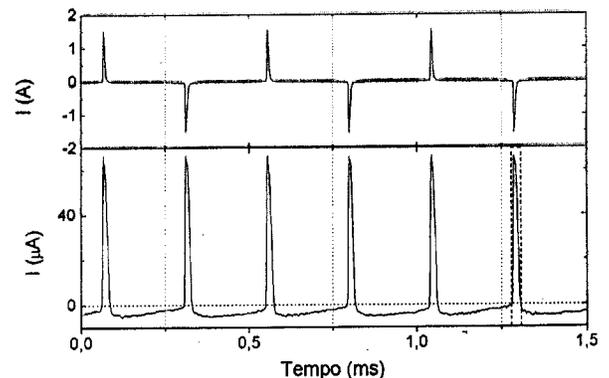


Figura 5. Pulsos de corrente de excitação do primário (em cima) e pulsos de corrente induzidos no secundário (em baixo). A intensidade e o sinal do pulso induzido dependem da intensidade e do sentido do campo externo. A região de amostragem do pulso está representada por um retângulo tracejado na figura.

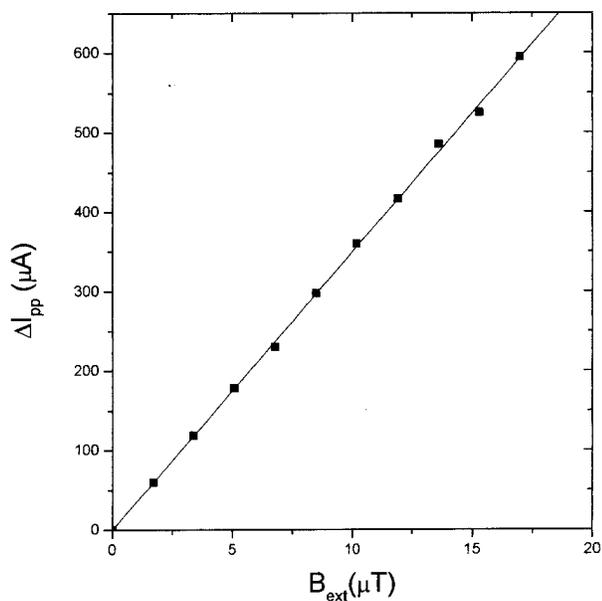


Figura 6. Medida da intensidade do pulso induzido (ΔI_{pp}) em função do campo magnético externo (B_{ext}). A sensibilidade do sensor pode ser estimada em 35 AT^{-1} .

A cada pulso de excitação ocorre um pulso de corrente no secundário (fig. 5). A amplitude desses pulsos é proporcional ao campo magnético externo, o que pode ser verificado na figura 6.

O valor encontrado para a relação $\Delta i_{pp}/B_{ext}$ foi 35 AT^{-1} . Esse resultado significa que um campo de 1 nT vai induzir um pulso de corrente de apenas 35 nA , que é um valor extremamente pequeno de corrente. Isso obriga o uso de uma grande amplificação já no primeiro estágio.

Uma vez amplificados os pulsos de corrente, poderia se usar um filtro passa-faixa sintonizado na frequência do segundo harmônico e trabalhar com uma única frequência na etapa de detecção síncrona. Preferiu-se dispensar o uso desse filtro e operar com todos harmônicos pares. Cada harmônico par deve ser proporcional ao campo magnético externo e o coeficiente de proporcionalidade deve variar conforme a ordem do harmônico. Para verificar esta relação diversos valores de campo magnético foram medidos e fez-se uma análise espectral do sinal induzido para cada valor de campo, comparando-se os sete primeiros harmônicos pares (fig. 7). Como era esperado o segundo harmônico é aquele que apresenta maior sensibilidade, entretanto percebe-se que todos outros harmônicos pares respondem linearmente com o campo e apresentam sensibilidades da mesma ordem, variando de 1 a $3,6 \text{ AT}^{-1}$. Uma vez que

a sensibilidade total foi estimada em 35 AT^{-1} então tem-se um ganho de 10 vezes comparado à sensibilidade do segundo harmônico, o que justifica o uso do modo de detecção de todos harmônicos pares.

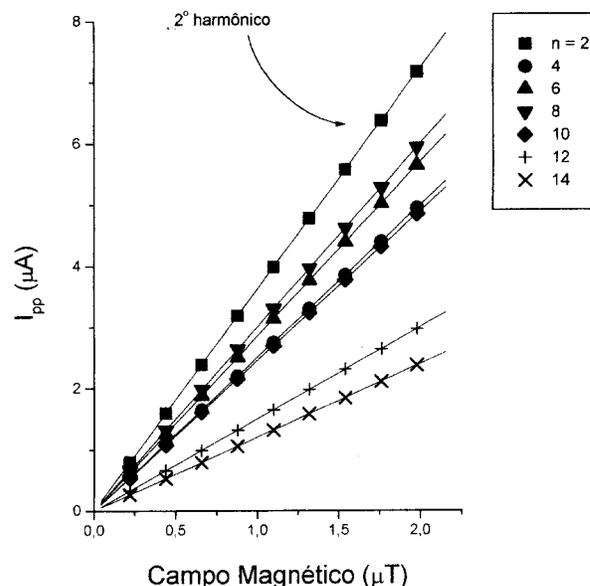


Figura 7. Amplitude dos harmônicos pares em função do campo magnético externo.

Uma chave analógica (CI 4066) é responsável pela amostragem do sinal, no momento em que ele é esperado. O controle da chave analógica é feito por um circuito digital (dois circuitos flip-flop monoestáveis). O primeiro CI recebe o sinal de referência de 4 kHz do divisor de frequência e gera um pulso retangular cuja largura é correspondente ao atraso do sinal detectado com relação ao sinal de excitação (a onda quadrada de 2 kHz). Esse sinal vai para o segundo CI, que gera outro pulso retangular, cuja largura é igual a do pulso detectado. Com isso, a chave analógica somente se fecha quando um pulso é esperado, diminuindo o ruído do "tempo morto" (intervalo entre cada pulso). O ajuste da largura do pulso de amostragem e de seu atraso é crítico para a estabilidade e sensibilidade do aparelho. Componentes com boa estabilidade térmica devem ser usados aqui. Quanto melhor o sincronismo e o ajuste de largura, menor o ruído e maior a estabilidade do magnetômetro.

Uma vez amostrado o pulso, este é integrado eletronicamente. Como o sensor tem uma faixa linear limitada a aproximadamente 100 nT , campos maiores que esse valor têm que ser compensados. Isso é conseguido através da introdução de uma corrente I_{ex}

na bobina sensora, de modo a criar um campo local, oposto ao campo externo. Desse modo é possível fazer o cancelamento de campos como o da Terra, permitindo que o sensor trabalhe dentro da região linear e garantindo uma amplificação maior do sinal de saída, sem saturação dos circuitos de amplificação. O circuito de *offset* foi implementado usando o regulador de tensão $\mu A723$ e é capaz de compensar campos de aproximadamente $2 \mu T$. Um potenciômetro de precisão multivoltas (helipot) é usado para o ajuste fino do *offset*. Campos maiores podem ser cancelados pela mudança de um único resistor, mas a resolução do ajuste fino diminui.

O sinal gerado pelo integrador é convertido em corrente e realimentado na própria bobina sensora, fazendo com que o sensor trabalhe sempre dentro de uma região de campo praticamente nulo. A não utilização de mais uma bobina para produção de um campo de compensação tem algumas vantagens, entre elas, a simplicidade da eletrônica e a diminuição de interferência do sinal de excitação. A corrente de realimentação é por fim medida sobre um elemento linear, que em nosso circuito é um resistor. A tensão sobre o resistor é em seguida amplificada. Após a amplificação, o sinal passa por um filtro passa-baixas (Butterworth, 2 pólos, 12 dB/oitava, $f_c = 400$ Hz) para eliminar qualquer ruído de alta frequência gerado pelo estágio de excitação.

IV. Avaliação do Fluxgate

IV.1 - Resposta em amplitude (linearidade e sensibilidade)

O fluxgate (daqui para frente denominado FGB) foi projetado para ter sensibilidade a campos da ordem de nT ou ainda menores. Para avaliar seu desempenho utilizou-se um fluxgate comercial da Applied Physics Systems (APS Modelo 428-C Single Axis Magnetometer) como padrão. Os dois magnetômetros foram colocados no interior de um conjunto de bobinas de Rubens capaz de gerar um campo homogêneo (1 ppb) em um volume de 1 m³. Um sinal alternado foi aplicado nas bobinas e calibrou-se o FGB para a mesma sensibilidade do APS (5 mV/nT). Um filtro passa-baixas foi usado para atenuar os efeitos do campo de 60 Hz da rede elétrica nos dois magnetômetros. A resposta dos dois aparelhos para uma frequência fixa arbitrária (8,2 Hz) foi tomada para diversos valores de campo. Por se tratar de um sinal muito pouco intenso, imerso

no ruído ambiental, usou-se um *lock-in* (SR 530 Two Phase Lock-in Amplifier, Stanford Research Systems, California, USA) para a medida. As figuras 8 (a, b e c) mostram os resultados dessas medidas.

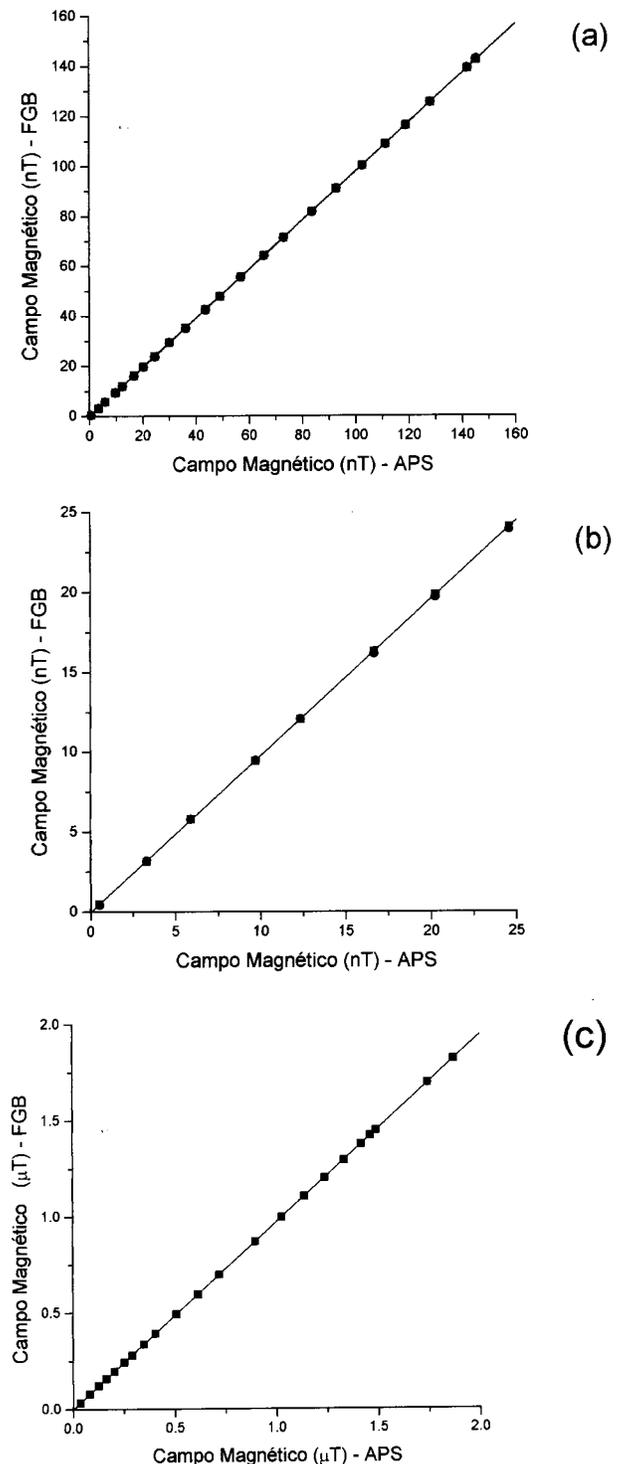


Figura 8. Comparação das medidas de campo magnético pelos sensores FGB e APS, na faixa de 0-160 nT (a), 0 - 25 nT (b) e 0 - 2 μT (c).

O FGB demonstrou sensibilidade para campos de nT a μ T e excelente linearidade no intervalo de campo medido.

IV.2. Ruído Intrínseco

Para avaliar o ruído intrínseco o sensor foi colocado no interior de uma câmara magnética blindada cilíndrica construída com material de alta permeabilidade magnética, composta de 3 camadas com dimensões internas de 15 cm de diâmetro e 38 cm de comprimento (Zero Gauss Chamber, modelo ZG-206, Magnetic Shield Corporatin, Illinois, USA). Em seguida o sinal proveniente da eletrônica do magnetômetro foi adquirido em um analisador de espectros (FFT Analyzer Spectrum, SR 760, Stanford Research Systems, California, USA) com uma banda de amostragem de 0 a 200 Hz. A figura 9 ilustra um espectro típico de ruído do magnetômetro FBG em comparação com o APS. Conforme pode ser verificado o magnetômetro FGB possui um ruído intrínseco menor que o APS em toda essa banda de frequência. O menor ruído intrínseco obtido para o magnetômetro FGB é da ordem de $10 \text{ pT}/\sqrt{\text{Hz}}$ para frequências na faixa de 1 Hz.

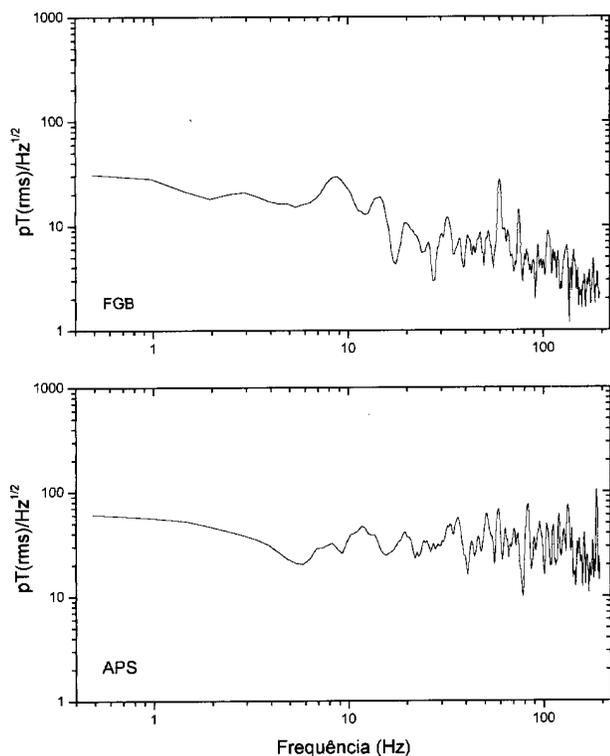


Figura 9. Gráfico do ruído intrínseco dos sensores FGB (em cima) e APS (em baixo) medido em um ambiente de campo nulo (interior de uma câmara magneticamente blindada).

V. Arranjo Gradiométrico

A constatação de que o ruído magnético ambiental (incluindo o provocado por atividade humana) é homogêneo em uma região suficientemente grande para que dois sensores próximos um do outro possam registrar o mesmo valor, sugere o uso de um arranjo (conhecido como arranjo gradiométrico) para cancelamento deste ruído. O uso de gradiômetros permite aumentar a razão sinal/ruído, utilizando a discriminação espacial que esses arranjos proporcionam [9]. A idéia principal advém do fato de que os sinais de interesse são normalmente localizados e o ruído está homogeneamente distribuído no espaço, logo os dois sensores detectam o ruído com igual intensidade, porém o sinal é detectado preferencialmente pelo detector mais próximo da amostra. Um subtração eletrônica do sinal em tempo real permite que se cancele uma parte significativa do ruído. Para testar essa idéia, montou-se um arranjo gradiométrico de primeira ordem com os dois fluxgates separados por uma distância de 15 cm (linha de base). Um arranjo esquemático está ilustrado na figura 10 abaixo, onde além dos fluxgates são mostradas também as bobinas de Helmholtz utilizadas para magnetizar a amostra.

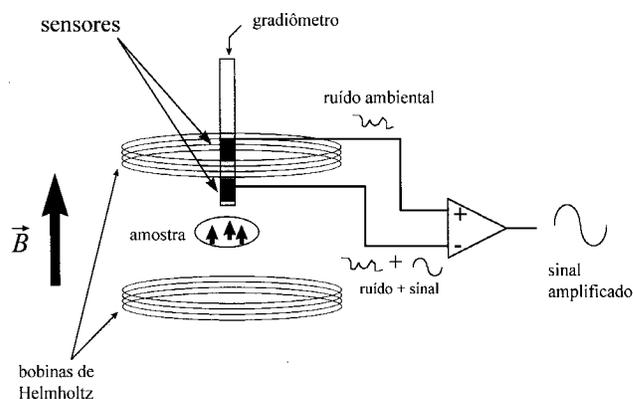


Figura 10. Diagrama esquemático simplificado do sistema gradiométrico de primeira ordem com linha de base de 15 cm.

O gradiômetro foi projetado para ficar em uma posição simétrica em relação a uma das bobinas de modo a minimizar a detecção do pulso de campo magnético utilizado para magnetizar as amostras. Estas bobinas são energizadas através da descarga de

um banco de capacitores capaz de gerar um pulso magnético de aproximadamente 60 mT. Através desse arranjo experimental é possível medir a magnetização remanente de amostras que contenham dopantes ferromagnéticos. É importante ressaltar que esse valor tão alto de campo (30.000 vezes maior que o máximo valor detectado pelo sensor: 2 mT) satura os dois sensores, que são capazes de retornar às suas linhas de base imediatamente após o pulso, sem qualquer problema.

Os dois sensores são posicionados na mesma orientação em relação ao campo remanente de modo que o sensor inferior irá medir essa magnetização e ao mesmo tempo os dois sensores estarão medindo também o ruído magnético ambiental. A figura 11 mostra um registro do ruído magnético ambiental medido simultaneamente com os dois fluxgates que compõe o gradiômetro e o sinal resultante da subtração dos dois.

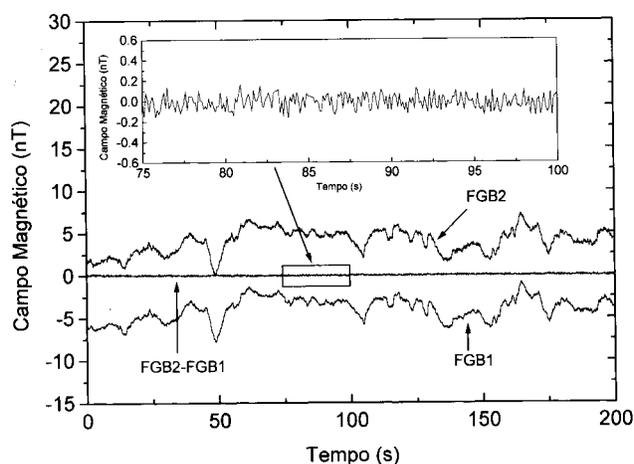


Figura 11. Gráfico do sinal de saída de cada um dos magnetômetros e o sinal resultante na saída do gradiômetro. Os dois fluxgates (FGB1 e FGB2) estão separados por uma distância de 15 cm. Dados obtidos no Laboratório de Biomagnetismo da Faculdade de Filosofia Ciências e Letras de Ribeirão Preto em dia de atividade normal.

A diferença entre os sinais detectados pelos dois detectores é uma boa estimativa do ruído do arranjo gradiométrico, que deve ser maior que o ruído de cada sensor isoladamente. O valor RMS do sinal resultante da diferença entre ambos é menor que 100 pT.

VI. Aplicações

Este arranjo gradiométrico está sendo utilizado para o estudo da dinâmica intragástrica utilizando traçadores ferromagnéticos [10,11]. Técnicas biomagnéticas e traçadores ferromagnéticos têm sido utili-

zados para o estudo de diversos aspectos da motilidade gastrointestinal [12, 13, 14, 15, 16]. Um aspecto novo que tem chamado a atenção está relacionado com a fisiologia do estômago. Este órgão tem por função armazenar o alimento ingerido, misturar o alimento com o suco gástrico e dispensar essa mistura à uma taxa compatível com a absorção pelo intestino. Como pode ser verificado a dinâmica intragástrica exerce um importante papel no processo digestivo. No experimento para o estudo da dinâmica intragástrica um voluntário ingere um alimento teste contendo partículas de magnetita e a seguir é posicionado no centro das bobinas de magnetização. Após a aplicação de um pulso de campo magnético essas partículas adquirem uma magnetização remanente que pode ser medida pelos fluxgates. A relaxação dessa magnetização, naquilo que poderíamos chamar de uma medida do tempo de relaxação longitudinal T1 macroscópico, permite inferir parâmetros sobre o estado de motilidade do estômago. Esta nova medida de uma função fisiológica está sendo investigada para se avaliar seu potencial tanto para o estudo básicos da fisiologia gástrica ou como uma nova ferramenta de diagnóstico.

Em resumo esse trabalho mostra os detalhes de construção de um fluxgate de baixo custo, boa estabilidade e sensibilidade, capaz de realizar medidas na faixa de nanotesla. Um arranjo gradiométrico utilizando dois magnetômetros foi proposto, como modo de minimizar os efeitos do ruído magnético ambiental e melhorar a relação sinal-ruído do sistema. Ao final, descreveu-se um experimento piloto para a medida da relaxação da magnetização *in vivo* utilizando os magnetômetros construídos e o arranjo gradiométrico. A utilização desse detector em diversas outras aplicações (geomagnetismo, ensaios não-destrutivos, sensores de corrente, etc) é possível com um mínimo de modificações na configuração proposta.

Agradecimentos:

À CAPES, FAPESP e ao CNPq pelo apoio financeiro através de projetos e bolsas de estudo. Ao Dr. Nalin Trivedi (INPE) e Dr. Cláudio Magon (IFSC-USP) pela colaboração. Aos técnicos Eldereis de Paula, Marco Oliva e José Luiz Aziane pelo apoio técnico. Este trabalho foi em grande parte baseado na dissertação de

mestrado de Paulo Loureiro de Sousa apresentada junto ao programa de Pós Graduação em Física Aplicada à Medicina e Biologia do Departamento de Física e Matemática da FFCLRP-USP-Ribeirão Preto.

Referência

1. P. Ripka, Review of fluxgate sensors, *Sensors and Actuators A*, **33**, 129 (1992).
2. F. Primdahl, The fluxgate magnetometer, *J. Phys. E.: Sci. Instrum.* **12**, 241 (1979).
3. L.C.C. Benyosef e M. A. Novak, Magnetômetros de núcleos saturados, *Rev. Fís. Ap. e Instr.*, vol. **11**, 131 (1996).
4. F. Primdahl *et al.* The short-circuited fluxgate sensitivity parameters, *J. Phys. E.: Sci. Instrum.*, **22**, 349 (1989).
5. F. Primdahl B. Hernando, J.R. Petersen e O.V. Nielsen Digital, detection of the flux-gate sensor output signal, *Meas. Sci. Technol.*, **5**, 359 (1994).
6. F. Primdahl, P. Ripka, J.R. Petersen and O. V. Nielsen, The sensitivity parameters of the short-circuited fluxgate, *Meas. Sci. Technol.* **2**, 1039 (1991).
7. F. Primdahl e P.A. Jensen, Noise in the tuned fluxgate sensor, *J. Phys. E: Sci. Instrum.*, **20**, 637 (1987).
8. O. V. Nielsen, J.R. Petersen, A. Fernandez, B. Hernando, P. Spisak, F. Primdahl e N. Moser. Analysis of a fluxgate magnetometer based on metallic glass sensors, *Meas. Sci. Technol.*, **2**, 435 (1991).
9. A.C. Bruno e P.C. Ribeiro, J.P von der Weid e O. Symko. Discrete Spatial Filtering with SQUID Gradiometers in Biomagnetism. *J. Appl. Phys.* **59**(7), 2584 (1986).
10. O. Baffa, R. B. Oliveira, J. R. A. Miranda and P.L. Sousa, *Mixing Power of Food in the Stomach Evaluated by a Biomagnetic Technique in Biomagnetism: Fundamental Research and Clinical Applications. Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics*, pp 753-756, Elsevier Sci. Publ. 1995
11. A. A. O. Carneiro. "Sistema para Medidas da Magnetização Remanente Intra gástrica". Dissertação de Mestrado apresentada junto ao Curso de Pós-Graduação em Física Aplicada à Medicina e Biologia-FFCLRP-USP. 1997
12. J. R. Miranda, O. Baffa, R. B. de Oliveira e N. M. Matsuda. An AC Biosusceptometer to Study Gastric Emptying. *Med. Phys.* **19**(2), 445 (1992).
13. O. Baffa, R. B. Oliveira, J. R. Arruda Miranda and L. E. A. Troncon. Analysis and Development of a Simple AC Biosusceptometer for Orocaecal Transit Time Measurements. *Med. & Biol. Eng. & Comput.* **33**, 353 (1995).
14. R. B. Oliveira, O. Baffa, L. E. A. Troncon, J. R. A. Miranda e C. R. Cambrea. Evaluation of a Biomagnetic Technique for Measurement of Orocaecal Transit Time. *Eur. J. Gastroent. & Hepatol.* **8**, 491 (1996).
15. N.A. Daghasanli, F.J.H.N. Braga, R.B. Oliveira e O. Baffa. Esophageal Transit Time Evaluated by a Biomagnetic Technique. *Physiol. Meas.* (1997), Aceito.
16. J. R. A. Miranda, R. B. Oliveira, P. L. Sousa, F. J. H. Braga and O. Baffa. A novel biomagnetic method to study gastric antral contractions. *Phys. Med Biol.* **42**(9), 1791 (1997).