

Defasador de Amplitude Variável: um Aparato Simples e Preciso Para Medidas de Suscetibilidade Magnética

V. C. Gelfuso e W. A. Ortiz*

*Grupo de Supercondutividade e Magnetismo,
Departamento de Física, Universidade Federal de São Carlos
13565-905 São Carlos, SP, Brazil*

Recebido em 14 de Janeiro, 2000. Aceito em 25 de Agosto, 2000

Apresentamos aqui um aparato simples e barato para a realização de medidas precisas de suscetibilidade-AC. A montagem experimental baseia-se em um defasador de amplitude variável, montado exclusivamente com componentes passivos. Confiabilidade e eficiência do método foram comprovadas através de centenas de experimentos realizados ao longo de mais de uma década. A precisão do aparato, em unidades de momento magnético, equivale a cerca de 4×10^{-5} emu, comparável à de um magnetômetro de amostra vibrante comercial.

An inexpensive and simple apparatus for precision AC-susceptibility measurements is presented. The experimental setup is based on a variable-amplitude phase-shifter with no active components. Reliability and efficiency of the method have been confirmed by hundreds of experiments, performed during more than a decade. The equivalent moment precision of the setup employed is about 4×10^{-5} emu, comparable to that of a commercial vibrating-sample magnetometer.

I Introdução

A determinação das propriedades magnéticas dos materiais é uma etapa indispensável para sua completa caracterização. Mais ainda, o estudo sistemático da resposta magnética de uma amostra permite investigar suas características básicas, sejam elas intrínsecas do material ou decorrentes do processamento físico-químico durante as diferentes etapas de sua preparação. Ademais, é de grande utilidade prática quantificar a resposta magnética de um material, de modo que se possa avaliar seu potencial para eventuais aplicações. Dentre as propriedades magnéticas mensuráveis, destacam-se a magnetização, M , e a suscetibilidade magnética, χ . A primeira é, por definição, uma medida do momento magnético por unidade de volume da amostra. A segunda mede a derivada de M em função do campo magnético aplicado, H , ou seja, a variação na magnetização decorrente de uma pequena mudança em H .

É muito comum usar-se um campo senoidal de baixa amplitude como campo de prova, h , gerando-se assim a variação necessária para a determinação de χ , caso em que a medida resultante é genericamente chamada de suscetibilidade-AC, que é uma grandeza complexa, $\chi_{AC} = \chi' + j\chi''$. Vale mencionar que a componente real,

χ' , está em fase com h , e mede a resposta dos momentos magnéticos excitados por esse campo. A componente imaginária está em fase com a derivada temporal da corrente, sendo proporcional às perdas energéticas associadas ao processo dinâmico de excitação dos momentos.

Neste trabalho apresentamos uma montagem simples, especialmente desenvolvida para a realização de medidas precisas de χ_{AC} . Trata-se de um dispositivo fartamente testado em trabalhos científicos e que, tendo custo extremamente baixo, torna-se muito atraente para uso na caracterização magnética de amostras, sejam os experimentos de cunho didático ou científico.

II Suscetometria-AC

Técnicas de mútua-indutância são amplamente utilizadas em suscetometria-AC. A montagem padrão consiste, basicamente, de um transformador cilíndrico, no qual a amostra atua como núcleo magnético. Na configuração mais simples, o transformador é composto de um enrolamento primário e apenas um secundário. Neste caso, a tensão de saída, V_S , é uma combinação de duas parcelas: uma delas é a resposta da amostra

*Endereço eletrônico: wortiz@power.ufscar.br

ao campo excitador h , captada pelo enrolamento secundário, à qual se superpõe a derivada temporal do fluxo gerado pelo próprio primário no secundário. Em amostras com baixo sinal magnético pode ser necessário detectar sinais da ordem de nanovolts, o que requer a compensação do fluxo desenvolvido pelo campo de excitação na bobina sensora. A primeira providência para essa compensação é a simples inclusão de uma segunda bobina secundária, conectada em oposição de fases com a primeira, também excitada pelo primário. Para obter eficiência máxima no processo, o número de espiras dessa bobina de compensação deve ser cuidadosamente ajustado de modo que seja nula a tensão de saída do sistema vazio. A introdução de uma amostra magnética no secundário de detecção gera então uma tensão de saída, que se deseja medir com precisão para determinar a suscetibilidade da amostra.

Sob condições usuais de medida, a contribuição da amostra varia com os parâmetros externos do experimento, tais como a temperatura, T , ou o campo magnético. Assim, é muito importante que se possa dispor de um sinal auxiliar adicional no circuito de compensação, de modo a assegurar ajustes finos e, com isso, versatilidade e precisão ao aparato experimental. Hartshorn foi o pioneiro no desenvolvimento de uma ponte de compensação para o ajuste fino mencionado e, desde o seu trabalho publicado em 1925[1], uma grande variedade de métodos têm sido desenvolvidos para esse propósito específico[2]. Entretanto, as montagens para compensação fina mais freqüentemente usadas são baseadas na Ponte de Hartshorn ou em suas versões modificadas[3]. Como a tensão de saída de um transformador tem sempre uma componente em fase com a corrente de excitação e outra em fase com a derivada temporal da mesma, a Ponte de Hartshorn consiste de dois ramos ortogonais entre si, para que se possa compensar de forma independente as duas componentes, uma em fase com a corrente do primário e a outra em quadratura.

Embora haja suscetômetros-AC comerciais bastante precisos e sofisticados, são equipamentos de custo elevado e, de maneira geral, os grupos que usam a suscetibilidade magnética como ferramenta de investigação, projetam e constroem seus próprios suscetômetros. Assim, o desenvolvimento de versões simples e precisas são sempre bem recebidas pelos usuários da técnica. No que se segue, apresentaremos uma alternativa muito simples e eficiente para a compensação fina para uso em suscetometria-AC. A montagem é baseada em um Defasador de Amplitude Variável (*DAV*), composto exclusivamente por elementos passivos. O método tem sido empregado sistematicamente nas estações experimentais do Grupo de Supercondutividade e Magnetismo (DF/UFSCar) por mais de uma década, com resultados

notáveis. Vale mencionar que o *DAV* aqui reportado pode ser construído por um preço inferior a 1% do custo de uma Ponte de Hartshorn.

III Suscetometria usando um *DAV*

Em um transformador alimentado por uma corrente de primário i_p , a tensão de saída na bobina secundária, V_S , é normalmente descrita como a superposição de duas contribuições ortogonais. Uma delas é a componente resistiva V_{SR} , que está em fase com a corrente. A outra, em fase com a derivada temporal da corrente, é a componente indutiva V_{SL} . Nas montagens que usam a Ponte de Hartshorn, as duas componentes são determinadas com a ajuda de dois sinais de magnitudes ajustáveis, independentes entre si, sendo um em fase e o outro em quadratura com i_p . Usando-se fatores de calibração apropriados, e as expressões derivadas previamente por de Faria *et al.* [4], pode-se obter a condutividade e as componentes da suscetibilidade complexa, χ' e χ'' , a partir de V_{SR} e V_{SL} . Como se nota, trata-se de um tratamento cartesiano do sinal de saída do suscetômetro. Alternativamente, pode-se descrever V_S em coordenadas polares, caso em que o sinal auxiliar para a compensação fina do sinal de saída deve ser uma voltagem senoidal de fase e amplitude controláveis. Foi justamente para possibilitar esse tipo de abordagem que desenvolvemos um defasador inteiramente baseado em resistores e capacitores, capaz de gerar um sinal com as características acima descritas.

Nesse tratamento polar para V_S , as componentes χ' e χ'' são determinadas ajustando-se a amplitude e a fase do sinal auxiliar gerado pelo defasador, V_D . Desse modo, quando o sinal combinado de V_S com V_D for nulo, $V_S + V_D = 0$, a tensão de saída do defasador será simplesmente o oposto da do secundário, ou seja, $V_S = -V_D$. É evidente que as componentes cartesianas podem ser determinadas a partir da amplitude da tensão de saída e de sua fase ϕ em relação à de i_p , de modo que $V_{SR} = V_D \cos \phi$ e $V_{SL} = V_D \sin \phi$.

Como nos casos em que se emprega uma Ponte de Hartshorn, também aqui podemos realizar medidas de χ' e χ'' ajustando-se a fase de um detector "lock-in" para poder discriminar as componentes indutiva e resistiva. Esta separação de fases é feita de forma bastante simples e direta pois, como se vê na Figura 1, o defasador compõe-se de um único capacitor conectado a diversos resistores, de modo que sua impedância pode se tornar puramente resistiva providenciando-se um curto-circuito temporário no capacitor C . Isto é feito através de uma chave montada em paralelo com C

(não mostrada na figura). Nesta situação assegura-se que a tensão de saída é puramente resistiva, estando portanto em fase com a corrente de alimentação do primário. Assim, maximizando-se o sinal detectado pelo “lock-in” através de seu ajuste de fases, garantimos que a componente medida naquele quadrante do detector é χ'' . Evidentemente, χ' está 90° à frente.

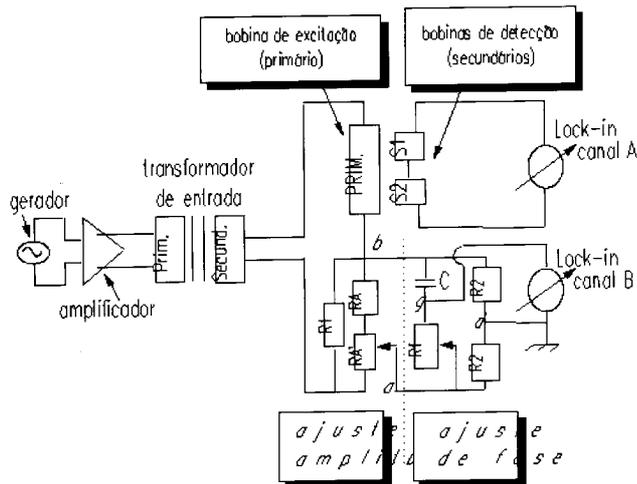


Figura 1. Diagrama esquemático de um Defasador de Amplitude Variável. A amostra a ser estudada (não mostrada) é inserida em um dos secundários.

IV Projeto e Performance

A Fig. 1 mostra, de forma esquemática, um DAV acoplado a um transformador com dois secundários, para medidas de χ_{AC} . O sistema é alimentado por um gerador de tensão alternada seguido de um amplificador de potência, com a finalidade de simular uma fonte de corrente alternada que garanta medidas realizadas sob amplitude de excitação constante. Como é muito comum e mesmo desejável - que o amplificador “lock-in” tenha um gerador interno para alimentação de todo o sistema, introduzimos no circuito um transformador de entrada, cuja função é simplesmente a de eliminar qualquer possibilidade de estabelecimento de um “terra comum” entre o primário e os secundários. Este último caso caracteriza o sistema de prova como um auto-transformador, e não será discutido aqui.

Note-se que o defasador propriamente dito é um aparato de apenas quatro componentes, dois resistores idênticos R_2 , um potenciômetro multi-voltas R_ϕ e um capacitor C . Na Fig. 2 apresentamos um diagrama de fasores para tal circuito, onde se vê que a tensão de entrada $V_{\alpha\beta}$ é igual à soma das duas tensões V_{R_2} . Entretanto, $V_{\alpha\beta}$ é simultaneamente igual à soma vetorial dos fasores V_C com V_{R_ϕ} , que são ortogonais entre si.

Assim, à medida em que o potenciômetro R_ϕ é acionado, o vértice γ descreve um arco de circunferência, enquanto varia a fase ϕ da tensão de saída que, por sua vez, tem amplitude fixa $V_{\gamma\delta} = V_{\alpha\beta}/2$. O estágio anterior, formado pelos resistores R_1 , R_A e R'_A , tem a função de controlar a amplitude de entrada $V_{\alpha\beta}$ e, por conseguinte, a de saída $V_{\gamma\delta}$.

Para garantir a adequada operação de uma montagem experimental baseada em um DAV, certas precauções devem ser tomadas de antemão. Primeiramente, o dispositivo auxiliar não pode perturbar o restante do sistema durante a operação regular, de modo que i_p deve ser insensível aos ajustes no defasador. Por exemplo, os valores de R_ϕ e R'_A serão alterados durante os ajustes de fase e amplitude, mas isto não pode alterar a corrente de alimentação de todo o sistema. Além disto, é indispensável que mudanças na fase não alterem a amplitude de saída e vice-versa, de modo que se possa de fato encontrar uma tensão igual e oposta a V_S através do ajuste dos dois potenciômetros do aparato. Em outras palavras, é preciso garantir que as duas variáveis do sistema sejam de fato independentes. Ademais, a margem de ação do DAV deve ser tão ampla quanto possível. A impedância do DAV tem um papel central em todos esses aspectos, e será tratada agora. Após alguma álgebra simples e tediosa, e considerando que o cursor do potenciômetro R'_A divide sua resistência em duas parcelas, $R'_A = R_\alpha + R_\beta$, chega-se à seguinte expressão geral para o DAV esquematizado na Fig. 1:

$$Z_{DAV} = \frac{R_1(R_\beta + Z_1)}{R_1 + R_\beta + Z_1} \quad (1)$$

onde

$$Z_1 = \frac{2R_2(R_A + R_\alpha)(R_\phi - j/\omega C)}{2R_2 + R_A + R_\alpha + Z_\phi - j/\omega C} \quad (2)$$

Nota-se claramente que a relação ente as componentes real e imaginária de Z_{DAV} é governada pela relação entre R_ϕ e $1/\omega C$. Assim, a defasagem do sinal de saída do DAV em relação à corrente do primário é máxima quando o potenciômetro R_ϕ estiver totalmente aberto. O limite ideal para a defasagem máxima é $\phi = \pi$, i.e., o sinal de saída estaria invertido em relação ao de entrada, o que seria obtido como limite extremo da desigualdade $R_\phi \gg 1/\omega C$. Pode-se visualizar essa situação na Fig. 2 impondo-se $V_{R_\phi} \gg V_C$, o que leva o vértice γ para a esquerda, em direção a α , e, no limite, $\phi = 2\theta = \pi$. Logo, para que o intervalo de variação de ϕ seja amplo, é preciso garantir $R_\phi \gg 1/\omega C$. Por outro lado, o módulo da impedância Z_{DAV} varia entre os extremos $1/\omega C$ (potenciômetro fechado) e $[R_\phi^2 + (1/\omega C)^2] \sim R_\phi$ (potenciômetro totalmente aberto). Portanto, R_2 precisa ser muito menor

do que $1/\omega C$ para que a impedância seja insensível a R_ϕ . De modo similar, o resistor R_A é inserido no circuito para garantir que Z_{DAV} seja praticamente independente do valor do resistor de controle de amplitude R'_A . Para completar, é preciso que R_1 seja suficientemente pequeno para que, em última análise, tenhamos $Z_{DAV} \sim R_1$, para que se possa garantir que a amplitude e a fase de i_p não sejam afetadas pelos ajustes nos potenciômetros do DAV .

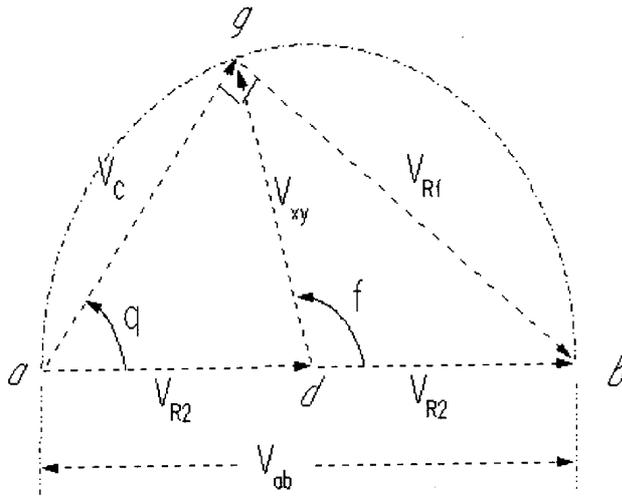


Figura 2. Diagrama de fasores para o Defasador de Amplitude Variável. $V_{\alpha\beta}$ é a tensão de alimentação e $V_{\gamma\delta} = V_{\alpha\beta}/2$ é a tensão de saída do aparato.

Finalmente, é preciso levar em conta valores realistas para os parâmetros da bobina de excitação que será usada. Em nosso caso específico, a impedância é de cerca de 600Ω , praticamente indutiva em condições de operação, i.e., em banho criogênico de nitrogênio líquido ($T = 77 \text{ K}$) e frequência de 100 Hz ($R \sim 80 \Omega$, $L \sim 1 \text{ H}$). É fácil constatar que um conjunto adequado de parâmetros para este caso é dado por: $R_1 = 0.68 \Omega$, $R_2 = 1.0 \Omega$, $R_A = 2.2 \Omega$, $R'_A = 10 \text{ k}\Omega$, $R_\phi = 100 \text{ k}\Omega$, $C = 2.2 \mu\text{F}$.

Cabe notar que o DAV aqui apresentado é muito tolerante quanto ao dimensionamento dos componentes. Na prática, desde que sejam satisfeitas as premissas acima discutidas, é perfeitamente possível trabalhar com tolerâncias de até 10% dos valores nominais, sem perda de eficiência. Porém, cuidados especiais devem ser tomados com os resistores R_2 pois, como na prática eles não serão idênticos, o fasor V_{xy} da Fig. 2 não será um raio da semi-circunferência $\alpha\gamma\delta$ (já que $\gamma\delta$ não estará equidistante de α e β). Essa deformação compromete a pretendida independência entre a tensão de saída e a fase. Isto pode, entretanto, ser facilmente corrigido, bastando que se escolham os resistores R_2 a partir de um lote grande, de modo que seus valores coincidam dentro de uma tolerância pré-estabelecida. A

experiência demonstra que tolerâncias de 0.5% podem ser facilmente alcançadas com lotes de uma ou duas dezenas de resistores comerciais.

Uma vez conhecida a expressão algébrica para Z_{DAV} e escolhidos os valores para o capacitor e os resistores, é útil realizar simulações numéricas da dependência da tensão de saída com as variáveis do problema, para verificar que o intervalo de ação projetado para o aparato será mesmo coberto na prática, e com a sensibilidade desejada. Além disso, queremos saber de antemão se será satisfeita, para os valores propostos, a hipótese de independência das variáveis, bem como verificar se a corrente de excitação não é afetada, tanto em fase quanto em magnitude, pelas variações nos potenciômetros. De fato, simulações numéricas para os parâmetros acima listados mostraram que todos os requisitos estavam satisfeitos, o que nos encorajou a construir o aparato e testá-lo na prática. Como já adiantamos, o resultado experimental foi excelente, razão pela qual o sistema - em variadas versões adequadas para experimentos diferentes - tem sido usado há mais de uma década com sucesso pleno. Cabe mencionar que a precisão típica do suscetômetro construído com base no DAV , em unidades de momento magnético, equivale a cerca de $4 \times 10^{-5} \text{ emu}$, comparável à de um magnetômetro de amostra vibrante comercial.

V Considerações Finais

Uma das principais vantagens do DAV é sua simplicidade. Sem componentes ativos, trata-se de um dispositivo extremamente estável sob condições de medida. Comprovamos na prática que o aparato pode substituir com vantagem outros métodos de uso geral. A montagem de um DAV pode ser realizada por um custo inferior a 1% do preço dos componentes e circuitos necessários para a construção de uma Ponte de Hartshorn. Além disso, por incluir o tratamento de sinais em coordenadas polares, o DAV tem uma vantagem adicional nada desprezível: a calibração das duas componentes da suscetibilidade se faz através de um único fator, que calibra a amplitude das tensões, ao contrário das técnicas de tratamento em componentes cartesianas, para as quais são necessárias calibrações independentes de χ' e χ'' . Ademais, o DAV mostrou-se igualmente confiável em operações requerendo altas ou baixas sensibilidades, sendo portanto adequado para experimentos com quaisquer classes de materiais magnéticos.

O desenvolvimento do dispositivo aqui descrito teve suporte financeiro parcial de FAPESP, FINEP, CAPES e CNPq. Muitos colaboradores operaram o aparato e,

nos estágios iniciais, influíram decisivamente em seu desenvolvimento, através de sugestões e discussões úteis. Agradecemos especialmente a P. C. de Camargo, O. F. de Lima, F. M. Araujo-Moreira, A. J. A. de Oliveira e C. C. de Faria.

Referências

- [1] L. Hartshorn, *J. Sci. Instrum.* **II**, 145 (1925).
- [2] R. B. Goldfarb and J. V. Minervini, *Rev. Sci. Instrum.* **55**, 761 (1984).
- [3] Ver, por exemplo: a. F. R. McKim and W. P. Wolf, *J. Sci. Instrum.* **34**, 64 (1957); b. E. Maxwell, *Rev. Sci. Instrum.* **36**, 553 (1965); c. W. A. Ortiz, *Dissertação de Mestrado, Universidade de São Paulo, Brasil* (1978).
- [4] C. C. de Faria, A. J. A. de Oliveira, F. M. A. Moreira and W. A. Ortiz, *IEEE Transactions on Magnetics* **31**, 3403 (1995).