

# Simulando um Amplificador Lock-in Utilizando a Interface Multimídia de um PC

(Simulating a lock-in amplifier using a PC sound card interface)

Jorge Ricardo de Araujo Kaschny<sup>1</sup> e Selma Rozane Vieira<sup>2</sup>

<sup>1</sup>*Departamento de Física – UEFS, 44.031-460 Feira de Santana – BA.*

*kaschny@uefs.br*

<sup>2</sup>*Departamento de Física, Universidade Federal de Sergipe 49100-00 – São Cristóvão, SE, Brasil*

(Recebido em 30 de março de 2005; aceito em 29 de abril de 2005)

---

Amplificadores lock-in são instrumentos de grande importância para o tratamento de sinais em experimentos de física. O processamento de sinais de baixa amplitude é particularmente relevante quando desejamos estudar as propriedades elétricas e magnéticas de materiais. Contudo, para diversas aplicações, principalmente as relacionadas com ensino de instrumentação e física experimental, surge o problema do alto custo envolvido na aquisição deste equipamento. Isto pode ser contornado utilizando-se uma interface de áudio, acoplada a um microcomputador, para simular seu funcionamento. Apesar das limitações que podem surgir, sua utilização é bastante interessante sob o aspecto didático, servindo tanto para ilustrar o funcionamento de um lock-in como proporcionando uma opção de baixo custo para a realização de certos experimentos em sala de aula.

Palavras-chave: amplificadores lock-in, instrumentação para ensino.

Lock-in amplifiers are very important instruments for the treatment of signals in physics experiments. The processing of signals of low amplitude is particularly needed when we study the electric and magnetic properties of materials. However, the high cost involved in the acquisition of such equipment, appears sometime to be a problem for many applications, in special those related to the teaching of experimental physics. A low cost option is to use an audio interface, connected to a microcomputer for simulating its function. Despite the limitations that can arise from this approach, it is very interesting under the didactic aspect, serving in such a way to illustrate the functioning of a lock-in amplifier and providing an option for certain classroom experiments.

Keywords: lock-in amplifiers, instruments for education.

---

## 1. INTRODUÇÃO

Amplificadores lock-in são instrumentos de grande importância para o tratamento de sinais em vários experimentos de física [1]. A principal finalidade deste tipo de instrumento é possibilitar a determinação da amplitude de sinais de tensão alternada de pequena magnitude na presença de ruído, que via de regra prejudica, ou mesmo impossibilita, tais medidas. De uma maneira geral, o lock-in atua como um supressor de ruído, fornecendo em sua saída um sinal de tensão contínua que é proporcional a amplitude do sinal alternado aplicado em sua entrada. As aplicações de um lock-in, como parte integrante da instrumentação em um experimento, são de particular relevância quando desejamos estudar propriedades elétricas e magnéticas de materiais. Podemos aplicá-lo em experimentos que envolvem medidas de resistividade, estudo do efeito Hall, magnetometria, etc [2]. Contudo, o alto custo envolvido na aquisição de um lock-in dificulta sua aplicação em experimentos didáticos. Portanto, para diversos usos, principalmente aqueles relacionados com ensino de física, surge a necessidade de uma opção de baixo custo para simular seu funcionamento. Uma possibilidade viável consiste em utilizarmos uma interface de áudio, ou multimídia, acoplada a um microcomputador PC. Esta opção é bastante interessante uma vez que a presença deste tipo de interface é bastante usual nas configurações atuais de hardware. Apesar das limitações que podem surgir, o uso deste tipo de interface, para simular um amplificador lock-in, é bem útil para ilustrar o funcionamento deste

tipo de equipamento, possibilitando também uma opção de baixo custo na realização de vários experimentos em sala de aula.

Na presente contribuição, iremos explorar o funcionamento de um amplificador lock-in analógico com o objetivo de simular sua operação usando uma interface de áudio conectada a um microcomputador. Como exemplo, descreveremos um experimento bastante simples para ilustrar uma possível aplicação em sala de aula.

## 2. FUNCIONAMENTO DE UM LOCK-IN

A constituição e o princípio de funcionamento de um amplificador lock-in são, na realidade, bastante simples. O diagrama de blocos, mostrado na figura 1, ilustra as partes básicas que compõem este equipamento [1]. Entretanto, cabe salientar que cada lock-in pode incorporar outros recursos, de acordo com o fabricante e modelo do instrumento.

O sinal alternado de interesse,  $V_E$ , é aplicado na entrada do *ABF* (AC Amplifier and Band-Pass Filter). O *ABF* é um amplificador de tensão com ganho variável, adequado para operar no regime de corrente alternada, que usualmente incorpora um filtro passa-banda. O objetivo deste filtro é suprimir ruídos já nos primeiros estágios de processamento do sinal. Em muitos modelos podemos ajustar tanto o ganho deste estágio como a resposta em frequência do filtro, adequando suas características às necessidades particulares do experimento.

O *VCO* (Voltage Controlled Oscillator) é um oscilador controlado por tensão que pode ser comandado por um sinal de tensão externa, via a entrada de controle  $V_{ctrl}$ . A maioria dos amplificadores lock-in incorpora um oscilador completo, oferecendo uma saída de sinal,  $V_{vco}$ , que constitui o sinal de referência necessário para sincronizar o sinal  $V_E$  a ser medido. É importante salientar que a princípio podemos controlar todos os parâmetros de operação do *VCO*, ou seja, podemos variar sua frequência de operação, as fases dos sinais de saída,  $V_{vco}$  e  $V_{Ref}$ , e suas respectivas amplitudes. Além disso, o *VCO* possui uma linha de atraso que permite sincronizar os sinais de saída com o sinal de controle,  $V_{ctrl}$ . Isto deve ser cuidadosamente ajustado pelo usuário de maneira a adequar a operação do lock-in ao experimento em particular.

A principal parte que compõem um amplificador lock-in é o *PSD* (Phase Sensitive Detector). Este bloco nada mais é que um multiplicador de sinais. Os sinais de tensão alternada,  $V_S$  e  $V_{Ref}$ , provenientes respectivamente do *ABF* e do *VCO*, são multiplicados de maneira que a saída do *PSD* será  $V_{PSD} = V_S V_{Ref}$  (ver figura 1).

O *LPF* (Low-Pass Filter) é um filtro passa-baixas cuja frequência de corte pode ser ajustada. Este bloco é basicamente um integrador que tem como objetivo suprimir as componentes alternadas do sinal de saída do *PSD*. O *LPF* oferece na sua saída um nível de tensão constante que é entregue ao amplificador de corrente contínua *DCA* (DC Amplifier), cujo ganho pode, em geral, ser otimizado de acordo com as necessidades.

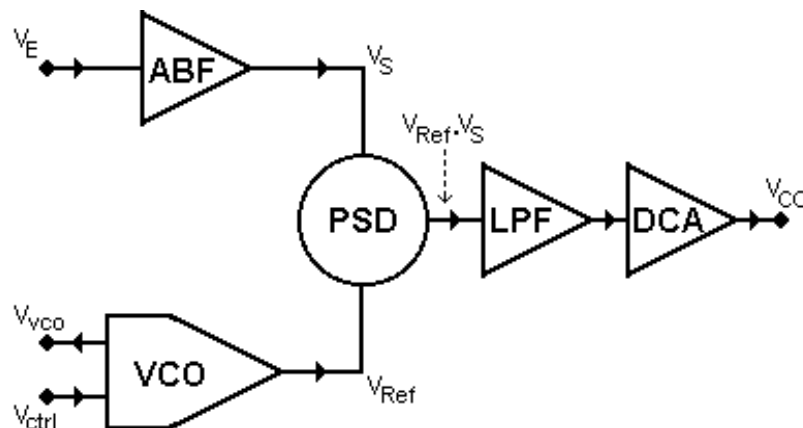


Figura 1. Diagrama de blocos de um amplificador lock-in analógico

Para analisar mais detalhadamente o funcionamento de um lock-in, consideremos como sinal de referência, presente na saída do *VCO*, uma tensão senoidal  $V_{Ref}$  representada por

$$V_{Ref} = A_{Ref} \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

em que  $A_{Ref}$  é a amplitude do sinal,  $\varphi_0$  a fase e  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , sendo  $f_0$  a frequência. O sinal  $V_E$ , aplicado à entrada do amplificador *ABF*, pode ser representado pela soma de dois termos, conforme a expressão:

$$V_E = A_E \text{Sen}(\omega_0 t + \gamma_0) + \sum_i C_i \text{Sen}(\omega_i t + \delta_i) \quad (2)$$

O primeiro termo representa o sinal senoidal de interesse, o qual desejamos determinar a amplitude  $A_E$ , com frequência  $f_0$  idêntica a do sinal de referência e fase  $\gamma_0$ , em geral distinta de  $\varphi_0$ . O somatório, no segundo termo da expressão (2), representa o ruído adicionado ao sinal por fontes externas ou limitações técnicas do aparato experimental. Estamos, portanto, representando o ruído por um somatório composto de vários termos senoidais de amplitudes  $C_i$ , fases  $\delta_i$  e frequências  $f_i$ , em que  $\omega_i = 2\pi f_i$ .

O sinal de entrada, após ser devidamente amplificado e filtrado pelo *ABF*, passará a ser representado pela expressão:

$$V_S = A_S \text{Sen}(\omega_0 t + \nu_0) + \sum_i B_i \text{Sen}(\omega_i t + \alpha_i) \quad (3)$$

em que as fases  $\nu_0$  e  $\alpha_i$  não são necessariamente iguais às fases originais. Isto se deve ao fato do *ABF* possuir suas próprias características com relação à resposta de fase, podendo provocar algum atraso no sinal durante o processo de amplificação e filtragem. O ganho do *ABF* pode ser expresso como uma função da frequência, ou seja,  $G_{AFB} = G_{AFB}(\omega)$ . Portanto, sendo  $G_0 = G_{AFB}(\omega = \omega_0)$ , temos  $A_S = G_0 A_E$  e  $B_i = G_{AFB}(\omega_i) C_i$ .

Para descrever o funcionamento do *PSD* basta, a princípio, efetuar o produto das expressões (1) e (3). Desta maneira, desenvolvendo o produto  $V_{Ref} V_S$ , obtemos:

$$V_{Ref} V_S = \frac{A_{Ref} A_S}{2} [\text{Cos}(\varphi_0 - \nu_0) - \text{Cos}(2\omega_0 t + \varphi_0 + \nu_0)] + [A_{Ref} \text{Sen}(\omega_0 t + \varphi_0)] \sum_i B_i \text{Sen}(\omega_i t + \alpha_i) \quad (4)$$

Supondo que para um determinado valor do índice  $i$ , digamos  $i = j$ , tenhamos  $\omega_0 = \omega_j$ , podemos reescrever a expressão (4) na forma:

$$V_{Ref} V_S = \frac{A_{Ref} A_S}{2} [\text{Cos}(\varphi_0 - \nu_0) - \text{Cos}(2\omega_0 t + \varphi_0 + \nu_0)] + \frac{A_{Ref} B_j}{2} [\text{Cos}(\varphi_0 - \alpha_j) - \text{Cos}(2\omega_0 t + \varphi_0 + \alpha_j)] + \frac{A_{Ref}}{2} \sum_{i \neq j} B_i \{ \text{Cos}[(\omega_0 - \omega_i)t + \varphi_0 - \alpha_i] - \text{Cos}[(\omega_0 + \omega_i)t + \varphi_0 + \alpha_i] \} \quad (5)$$

Observando cuidadosamente a expressão (5), podemos ver que surge uma componente de corrente contínua somada a sinais senoidais de frequência  $2\omega_0$ . Uma parcela deste sinal senoidal é devido ao sinal de interesse e a outra parte devido à componente do ruído com frequência  $\omega_j = \omega_0$ . As demais componentes do ruído aparecem distribuídas em torno de  $\omega_0$  com frequências  $\omega_0 - \omega_i$  e  $\omega_0 + \omega_i$ .

Agrupando os termos de (5), podemos obter uma expressão mais simples para representar o sinal de saída do *PSD*,  $V_{PSD}$ , que será dada por:

$$V_{PSD} = V_{Ref} V_S = \frac{A_{Ref}}{2} [A_S \text{Cos}(\varphi_0 - \nu_0) - B_j \text{Cos}(\varphi_0 - \alpha_j)] + F(t) \quad (6)$$

em que o termo entre parêntesis representa um nível de tensão contínua e  $F(t)$  uma função periódica dependente do tempo. A expressão (6) representa, portanto, o sinal aplicado à entrada do filtro passa baixas *LPF*, que suprime o termo  $F(t)$ . Desta forma, resta na saída do *LPF* somente o sinal de corrente contínua que é processado pelo amplificador *DCA*.

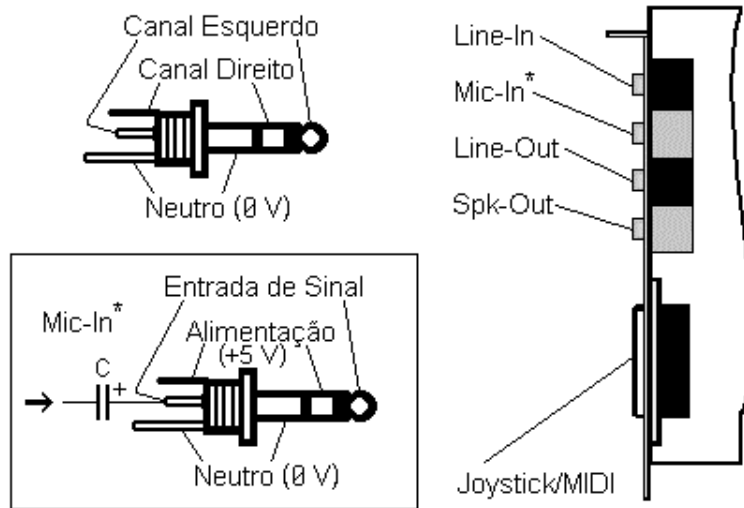


Figura 2. Conectores tipicamente disponíveis em uma interface de som. Com exceção da porta de Joystick/MIDI os demais conectores são MiniPlugs estéreo de 3.5 mm. Uma especial atenção deve ser dada a entrada de microfone (Mic-In) – veja texto.

Representando o ganho de corrente contínua de ambos estes estágios (*LPF* e *DCA*) por uma constante  $G_{DC}$ , obtemos na saída do lock-in uma tensão contínua  $V_{CC}$ , dada por:

$$V_{CC} = \frac{A_{Ref} G_0 G_{CC}}{2} [A_E \cos(\varphi_0 - \nu_0) - C_j \cos(\varphi_0 - \alpha_j)] \quad (7)$$

Como podemos ver, esta tensão contínua de saída possui um termo proporcional ao valor de  $A_E$ . Contudo, temos ainda uma componente devido ao ruído com frequência  $\omega_j = \omega_0$ , presente na entrada e que não foi possível rejeitar. Se este ruído for introduzido por uma fonte externa, independente do aparato experimental, existe uma chance da fase  $\alpha_j$  não ser uma constante e variar de maneira aleatória com o tempo. Neste caso, esta componente residual do ruído, introduz uma flutuação no sinal de saída que pode ser adequadamente tratada via um processo estatístico de média do valor de  $V_{CC}$ . Caso  $\alpha_j$  seja constante, existe ainda a opção de adequarmos o experimento e realizarmos medidas relativas, em que o valor absoluto de  $A_E$  não seja relevante. De qualquer maneira, sempre temos que tomar cuidado com a supressão de ruído utilizando todos os métodos possíveis de forma a não prejudicar a confiabilidade do experimento.

No caso particular em que  $\varphi_0 = \nu_0$  e  $C_j = 0$ , obtemos a partir de (7) a expressão simplificada:

$$V_{CC} = \left( \frac{A_{Ref} G_0 G_{CC}}{2} \right) A_E \quad (8)$$

em que  $V_{CC}$  é diretamente proporcional a  $A_E$  e depende somente de parâmetros que podem ser ajustados no lock-in. Sendo  $C_j = 0$ , é fácil concluir que podemos obter a condição  $\varphi_0 = \nu_0$  variando-se a fase  $\varphi_0$ , do sinal de referencia fornecido pelo *VCO* ao *PSD*, até obtermos esta igualdade. Isto corresponde ao processo de maximização da tensão de saída  $V_{CC}$ . Em outras palavras, podemos variar livremente a fase  $\varphi_0$  até obtermos um valor máximo para  $V_{CC}$ . Ao encontrarmos este máximo teremos uma situação em que  $\varphi_0 = \nu_0$  e cujo valor de  $V_{CC}$  será dado pela expressão (8). Para determinarmos o valor absoluto de  $A_E$ , necessitamos dos valores de  $A_{Ref}$ ,  $G_0$  e  $G_{CC}$ . Tais parâmetros podem ser obtidos via um procedimento de calibração. Isto evidentemente deverá ser feito antes de qualquer medida ou processo de aquisição de dados utilizando-se ajustes idênticos aos que são usados durante o experimento.

### 3. SIMULANDO UM LOCK-IN

Voltando nossa atenção para as características de uma interface multimídia, temos na figura 2 uma ilustração das entradas e saídas tipicamente disponíveis em uma interface de áudio [3]. As características elétricas destas entradas e saídas estão listadas resumidamente na tabela 1. Como podemos observar a entrada de linha (Line-In) é uma entrada de sinal com baixa sensibilidade, sendo usada para adquirir sinais com amplitudes consideráveis. A saída de linha (Line-Out) corresponde a uma saída de áudio destinada à conexão com um amplificador enquanto a saída de potência (Spk-Out) é destinada à conexão direta com alto-falantes. Todas estas entradas e saídas obedecem ao padrão usual de ligações (canal esquerdo/canal direito/neutro) usando miniplugs estéreos de 3.5 mm, como indicado na figura 2.

*Tabela 1. Características elétricas típicas das entradas e saídas de uma interface multimídia.*

Conector	Tipo	Característica Típica	Impedancia
Line-In	Entrada de Sinal (Estéreo)	Sensibilidade $\approx 500$ mV	10-47 k $\Omega$
Mic-In	Entrada de Sinal (Mono)	Sensibilidade 5-100 mV	600-1500 $\Omega$
Line-Out	Saída de Sinal (Estéreo)	Amplitude 0.5-2 V	10-47 k $\Omega$
Spk-Out	Saída de Potência (Estéreo)	Potência 0.5-3 W	$\approx 8$ $\Omega$

Uma atenção especial deve ser dada à entrada de microfone (Mic-In). Aqui a sensibilidade é apreciavelmente maior que a entrada de linha (Line-In), sendo tipicamente projetada para o uso em conjunto com microfones de eletreto. Portanto, devemos ter uma certa cautela com suas ligações elétricas. O miniplug possui um terminal dedicado para a entrada de sinal (mono) de áudio e uma conexão reservada para a polarização deste tipo de microfone (ver quadro em destaque na figura 2). Não existe uma padronização rigorosa para estas conexões elétricas. Muitas vezes a própria entrada de sinal fornece também a alimentação ao microfone. Nestes casos, devemos introduzir um capacitor entre a fonte e a entrada de sinal de maneira a bloquear qualquer nível de tensão contínua disponível nesta entrada [3]. O valor deste capacitor depende da faixa de frequências do sinal de interesse, variando tipicamente entre 1 e 22  $\mu$ F, como indicado em destaque na figura 2.

O sinal  $V_E$ , do qual desejamos medir a amplitude, deve ser evidentemente aplicado à entrada Mic-In ou Line-In, devendo estar dentro da faixa de frequências que a interface de áudio responde. Esta faixa de resposta (banda passante) geralmente se estende por toda faixa do espectro audível, ou seja, de 20 Hz a 20 kHz. A fonte de sinal de referência,  $V_{vco}$ , é evidentemente uma das saídas Line-Out ou Spk-Out, conforme as necessidades particulares do experimento. Se necessário, podemos ainda acrescentar um amplificador de áudio para aumentar a tensão, corrente ou potência elétrica deste sinal de saída. Adicionalmente, podemos também acrescentar atenuadores, pré-amplificares e filtros entre a fonte de sinal e as entradas da interface. Contudo, para evitar distorções na aquisição do sinal de interesse,  $V_E$ , deve-se evitar a saturação dos estágios de entrada de sinal da interface. Para isto, devemos sempre levar em consideração as limitações de cada uma delas, cujos valores típicos situam-se em torno de 2 V (Line-In) e 500 mV (Mic-In).

No tocante ao software, cabe ressaltar que qualquer sistema operacional do tipo Microsoft Windows ou Linux já apresentam os recursos mínimos necessários para a aquisição e processamento do sinal, desde que os drivers da interface e o suporte multimídia estejam corretamente instalados. Para a leitura do sinal de entrada,  $V_E$ , pode-se utilizar qualquer programa gravador de áudio que permita criarmos arquivos no formato WAVE (extensão WAV). Contudo, para obtermos uma leitura confiável deste sinal, devemos ajustar o modo de operação da interface para efetuar uma amostragem de no mínimo 16 bits, numa taxa mínima de 44000 amostras/s. Salientamos que a seleção do sinal a ser gravado é feita usualmente por um segundo programa, ou seja, um mixer de gravação. Este aplicativo possibilita o ajuste do ganho

dos estágios amplificadores de entrada da placa de som, em especial o ganho correspondente à entrada de sinal vindo do microfone.

Para gerarmos o sinal de referência,  $V_{vco}$ , devemos usar um programa gerador de sinal senoidal de no mínimo 16 bits com uma taxa superior a 44000 amostras/s [4]. Contudo, é sempre prudente verificarmos a qualidade do sinal gerado com um osciloscópio externo, pois ela pode variar bastante com o tipo de placa, versão do driver e especialmente com o software usado. A amplitude do sinal de saída pode ser controlada por um programa mixer de reprodução ou ainda pelo próprio programa gerador de sinal. O programa gerador deve permitir a seleção da frequência de operação que, em geral, situa-se entre 20 Hz e 20 kHz, de acordo com a faixa de resposta de frequência da interface usada. Cabe ainda salientar que a interface de audio deve suportar o modo de operação FULL-DUPLEX. Se isto não for observado não será possível utilizar os programas gravador e gerador simultaneamente. Se a placa operar somente no modo HALF-DUPLEX, devemos utilizar como fonte do sinal de referência um gerador de sinais senoidais externo.

Para processarmos o sinal gravado em formato WAVE podemos utilizar, por exemplo, o software Microcal-Origin versão 5.0 ou superior [5]. Este aplicativo permite a leitura de arquivos WAVE e sua conversão para o formato ASCII, agrupando os dados em uma tabela composta de duas colunas, tempo e amplitude. A coluna amplitude será composta de números inteiros, que correspondem diretamente à amplitude do sinal de entrada convertida pela interface [3]. Devemos, portanto, efetuar uma calibração que relacione esta coluna numérica com a amplitude em volts do sinal aplicado na entrada. Isto pode ser feito injetando um sinal de amplitude conhecida, com a mesma frequência do sinal de interesse, determinando a respectiva razão entre a amplitude do sinal aplicado e os valores lidos. Usualmente este sinal de calibração tem uma magnitude superior ao sinal de interesse. Contudo, como a conversão analógico-digital realizada pela interface segue uma relação linear, a razão calculada é independente da amplitude do sinal aplicado para calibração desde que este obviamente não sature os estágios de entrada.

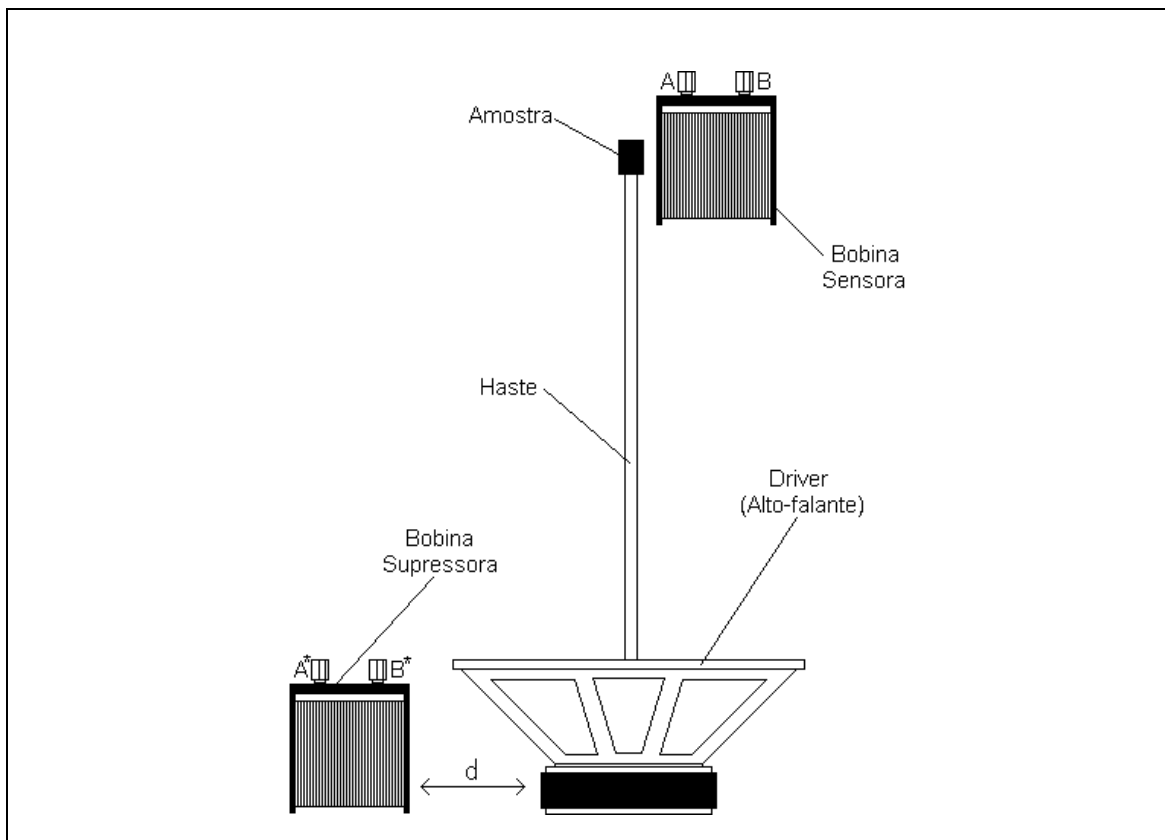


Figura 3. Ilustração do aparato experimental usado como exemplo.

Cabe lembrar que esta calibração deve ser refeita sempre que alteramos o ganho (ou volume) de gravação. De maneira similar, a calibração da amplitude do sinal de saída pode também ser realizada, sem maiores problemas, com a ajuda de um osciloscópio. Isto depende do programa gerador de sinal, do ajuste do mixer de reprodução e evidentemente da particular necessidade experimental.

Uma especial atenção deve ser dada ao tempo de aquisição usado na gravação do sinal. Este tempo em geral não deve ser superior a alguns segundos, pois arquivos de dados demasiadamente grandes são de difícil processamento, exigindo a alocação de muita memória. Entretanto, o período no qual efetuamos a aquisição deve ser mantido suficiente longo para obtermos uma amostragem significativa do sinal de interesse.

#### 4. EXEMPLO EXPERIMENTAL

A construção experimental, usada para demonstração em sala de aula do uso e simulação de um lock-in é bastante rudimentar e lembra vagamente um magnetômetro de amostra vibrante [6]. Uma ilustração do aparato experimental é mostrada na figura 3. O sinal de referência  $V_{vco}$ , proveniente da saída Spk-Out da placa de som, foi usado para excitar um alto-falante que atua como driver. O alto-falante usado é um full-range de 6 polegadas de diâmetro, normalmente empregado em sonorização automotiva. Ao seu cone é firmemente fixada uma haste polimérica bastante leve em cuja extremidade prendemos um pequeno magneto, que aqui chamamos de amostra. Portanto, quando o alto-falante é excitado, ele faz com que a amostra vibre variando o fluxo do campo magnético através da bobina sensora, induzindo assim uma diferença de potencial entre os bornes A e B. Esta diferença de potencial constitui o sinal de interesse  $V_E$ , que pode ser aplicado diretamente na entrada Mic-In da interface de áudio. A bobina solenóide aqui empregada possui 12000 espiras, sendo posicionada o mais próximo possível da amostra. Opcionalmente, esta bobina pode ser substituída por um solenóide retirado de um relé tipo miniatura. A tensão induzida na bobina sensora possui a mesma frequência do sinal senoidal com o qual excitamos o alto-falante. Contudo, sua amplitude é proporcional à densidade de fluxo magnético devido à amostra. Ao tratarmos com magnetos pequenos ou “fracos”, a amplitude deste sinal é, em geral, bastante reduzida e de difícil determinação via técnicas convencionais. Isto é devido à presença de um elevado nível de ruído adicionado por fontes externas e à baixa relação sinal/ruído desta construção experimental.

Devemos observar que a própria excitação do alto-falante pode induzir um ruído que possui a mesma frequência do sinal de interesse. Isto é facilmente comprovado medindo-se a tensão induzida na bobina sensora ao mesmo tempo em que excitamos o alto-falante sem que haja uma amostra presente na extremidade da haste. Esta componente residual da excitação ou ruído instrumental, pode ser significativamente atenuada ao adicionarmos ao circuito um solenóide supressor idêntico à bobina sensora. A bobina supressora deverá ser associada em série com a sensora, sendo posicionada a uma distância  $d$  conveniente (ver figura 3) e orientada de maneira que o ruído nela induzido esteja defasado em meio ciclo com relação ao ruído de mesma natureza induzido na bobina sensora. Desta maneira, obtemos o cancelamento mútuo ou ao menos a atenuação desta componente do ruído sem que seja necessário outro método de compensação ou filtragem. A importância da bobina supressora pode ser significativamente reduzida se utilizarmos alto-falantes com blindagem magnética, do tipo usado em televisores.

Uma especial atenção deve ser dada à frequência usada para o sinal de referência, empregada na excitação do alto-falante. Esta frequência deve ser pelo menos próxima da frequência de ressonância do sistema alto-falante/haste/amostra, podendo ser obtida maximizando-se a amplitude de vibração da amostra como função desta frequência. Para não ocorrer distorções no movimento vibratório da amostra e, conseqüentemente, no sinal induzido na bobina sensora, amostra e haste não deverão possuir uma massa demasiadamente grande.

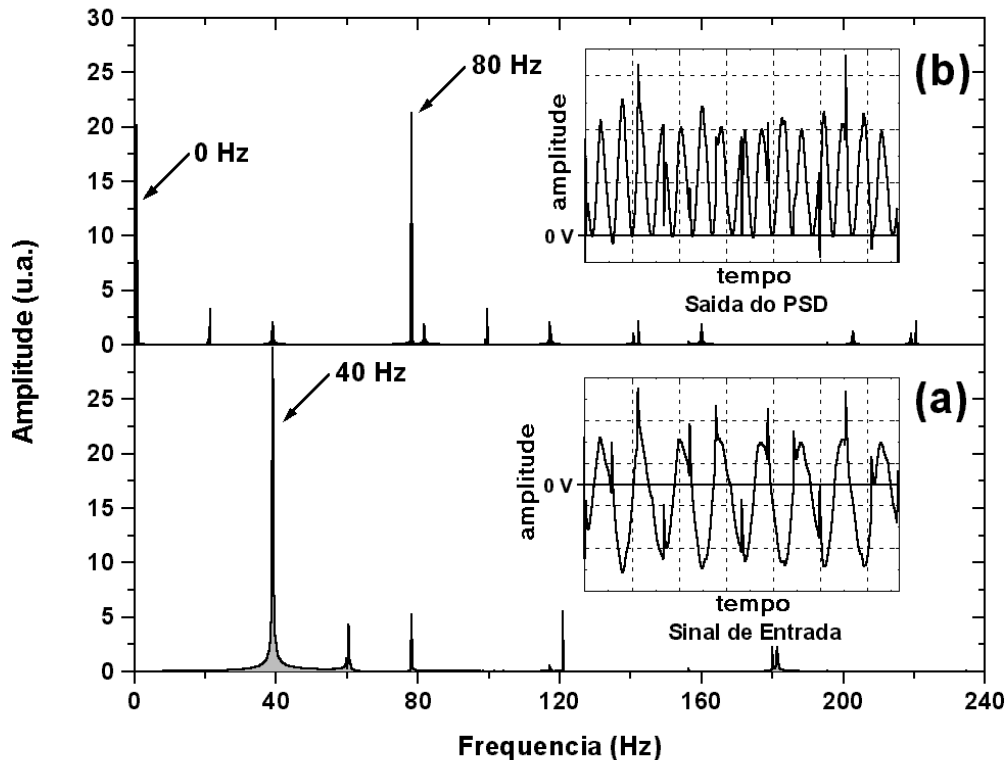


Figura 4. Análise FFT dos sinais (a) de entrada e (b) após multiplicação (saída do PSD). As inserções mostram a forma do sinal. Uma atenção especial deve ser dada a simetria destes sinais com relação à marca de 0 V.

## 5. RESULTADOS OBTIDOS

O resultado da análise dos sinais é resumidamente mostrado nas figuras 4a e 4b. O sinal senoidal de referência, usado tanto na excitação do alto-falante quanto nos cálculos efetuados, foi ajustado de maneira a possuir uma frequência de 40 Hz, bastante próxima da ressonância do sistema. Sua intensidade foi adequada para garantir uma significativa amplitude de vibração da amostra, evitando-se distorções. A forma do sinal de entrada, gravado originalmente em formato WAVE e convertido para ASCII (tempo-amplitude), é mostrada na inserção feita na figura 4a. O tempo total de amostragem usado situa-se em torno de 6 s. Como podemos observar, o sinal de entrada é bastante distorcido devido à presença de ruído das fontes externas. O ganho,  $G_0 = 3920$ , dos estágios amplificadores da interface de som é determinado via uma calibração usando-se um osciloscópio e tomando como referência o próprio sinal gerado pelo computador. O espectro de frequências, obtido via FFT (Fast Fourier Transform) [7, 8] mostra que o sinal preponderante situa-se exatamente na frequência de referência possuindo uma amplitude de 13,8 mV. Contudo, não podemos tomar este valor como uma medida da amplitude do sinal de entrada devido às componentes do ruído nesta mesma frequência.

Sem que seja aplicado um algoritmo numérico de filtragem, simulamos diretamente o PSD, multiplicando-se numericamente o sinal adquirido por uma função seno com uma frequência de 40 Hz. O resultado obtido é mostrado na figura 4b. Toda a informação está nos picos correspondentes às frequências de 0 e 80 Hz. Além disto, podemos ver o surgimento de vários outros picos, situados acima e abaixo da frequência de referência, tal como previsto na expressão (5). A fase desta função seno foi determinada por tentativa e erro, visando maximizar a amplitude do pico em 0 Hz. Esta componente do espectro de amplitudes corresponde ao nível constante do sinal e nos servirá para determinarmos a amplitude de  $V_E$ . Isto é mostrado na inserção presente na figura 4b. Aqui podemos ver que o sinal, além de apresentar uma



freqüência significativamente superior ao sinal de entrada, deixa de ser simétrico com relação à marca de 0 V.

Como é possível se prever, a amplitude do sinal de entrada é finalmente obtida a partir da intensidade do pico do espectro FFT correspondente a 0 Hz. Desta maneira, tendo-se em vista o ganho,  $G_0$ , determinado por calibração e o resultado da expressão (8), obtemos  $V_E = 10.3$  mV. Este valor é, na realidade, uma média sobre todo o tempo de aquisição. Isto se deve ao fato (na realidade uma hipótese) de a fase da componente do ruído em 40 Hz variar aleatoriamente com o decorrer do tempo, conforme discutido anteriormente. Com este valor final de  $V_E$  podemos, por exemplo, estimar o fluxo magnético e a magnetização da amostra. Contudo, isto está além do objetivo deste texto. Finalmente, salientamos que os resultados acima comentados possuem um caráter meramente ilustrativo, e servem apenas como exemplos. Contudo, em uma situação real, em que o uso de um lock-in é imprescindível, o procedimento a ser adotado é completamente similar.

## 6. CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS FINAIS

Na presente contribuição analisamos os aspectos básicos de um amplificador lock-in e propomos simular seu funcionamento utilizando-se a interface de áudio de um microcomputador. Sua aplicabilidade é demonstrada via uma construção experimental bastante simples e ilustrativa. Esta abordagem de baixo custo pode ser facilmente empregada nas mais variadas demonstrações e experimentos em sala de aula, em especial as relacionadas com medidas de propriedade elétricas e magnéticas de materiais. Visando facilitar a leitura e o processamento dos sinais, estamos atualmente desenvolvendo um programa aplicativo (*LIS-1.0*) destinado especificamente para efetuar esta simulação. Maiores detalhes sobre a elaboração deste tipo aplicativo será futuramente divulgado.

- 
1. SCOTFIELD, J.H., *American Journal of Physics* **62** (2), p. 129-133 (1994) e referências.
  2. SKOOG, D.A. and LEARY, J.J., *Principles of Instrumental Analysis*, Saunders College (2000).
  3. Para maiores informações sobre hardware de PC's veja <http://www.epanorama.net>.
  4. Veja por exemplo <http://www.esser.u-net.com> ou <http://www.nch.com.au>.
  5. Para maiores informações sobre o Microcal-Origin veja <http://www.microcal.com>.
  6. SAMPAIO, L.C., GARCIA, F., CERNICCHIARO, G.R.C. e TAKEUCHI, A.Y., *Revista Brasileira de Ensino em Física* **22** (3), p. 406-410 (2000).
  7. WALKER, J.S., *Fast Fourier Transform*, CRC Press (1996).
  8. Com relação a FFT veja <http://astronomy.swin.edu.au/~pbourke/analysis/dft/>.