

6

Desenvolvimento do Transdutor Magnético GMI

6.1.

Utilização das Fitas GMI como Elementos Sensores – Módulo x Fase

Tendo em vista as características das amostras GMI apresentadas no capítulo 5, de variação da impedância (módulo e fase) em função do campo magnético externo longitudinalmente aplicado em relação ao comprimento das fitas, não é difícil perceber que estas podem ser utilizadas como elementos sensores de um transdutor magnético.

Ainda, do discutido no capítulo 4 e dos resultados experimentais apresentados no capítulo 5, é possível verificar que o efeito GMI é afetado por uma série de parâmetros (frequência e nível CC da corrente, dimensões – comprimento, largura e espessura - da amostra GMI, entre outros), os quais, quando combinados de forma adequada, podem levar à maximização da sensibilidade das amostras. Também, pode-se perceber que, em geral, o conjunto de parâmetros responsável pela otimização da sensibilidade de módulo é diferente daquele que otimiza a sensibilidade de fase.

Usualmente, os circuitos eletrônicos de detecção utilizam-se das características de variação de módulo da impedância em função do campo magnético. Assim, tendo em vista a literatura em geral [13-15,17,62,127-137] e, inclusive, trabalhos anteriormente desenvolvidos pela equipe do Laboratório de Biometrologia da PUC-Rio [16,19-23], em um primeiro momento, os esforços foram focados na maximização da sensibilidade de módulo das fitas GMI e no desenvolvimento de um circuito eletrônico que pudesse condicionar as amostras e detectar a variação de módulo de forma mais eficaz que as configurações usuais.

No entanto, ao longo das investigações experimentais, os dados de fase foram coletados simultaneamente com os de módulo, visto que o Medidor RLC (Agilent – 4285A) disponível no Laboratório é capaz de fornecer ambas as leituras. Dessa forma, uma análise minuciosa dos dados coletados permitiu verificar que a sensibilidade de fase poderia superar numericamente a

sensibilidade de módulo, quando as condições de contorno são apropriadamente ajustadas [32,35,37,39].

Estes resultados levaram a uma análise detalhada do conjunto de parâmetros responsável pela maximização da sensibilidade de fase das amostras GMI, e a idealização de um circuito eletrônico de condicionamento e leitura das variações de fase em função do campo magnético.

Nesse capítulo, são apresentados e discutidos os circuitos eletrônicos responsáveis pelo processo de transdução, os quais permitem a obtenção de uma saída em tensão proporcional à variação de campo magnético à qual as fitas GMI são submetidas.

6.2. Circuitos Eletrônicos de Condicionamento e Leitura das Fitas GMI

6.2.1. Circuito de Detecção da Variação de Módulo da Impedância

O diagrama de blocos do circuito eletrônico proposto para detecção das variações do módulo e condicionamento das fitas GMI, utilizado na implementação dos transdutores baseados no módulo da impedância do efeito GMI, é apresentado na Fig. 83.

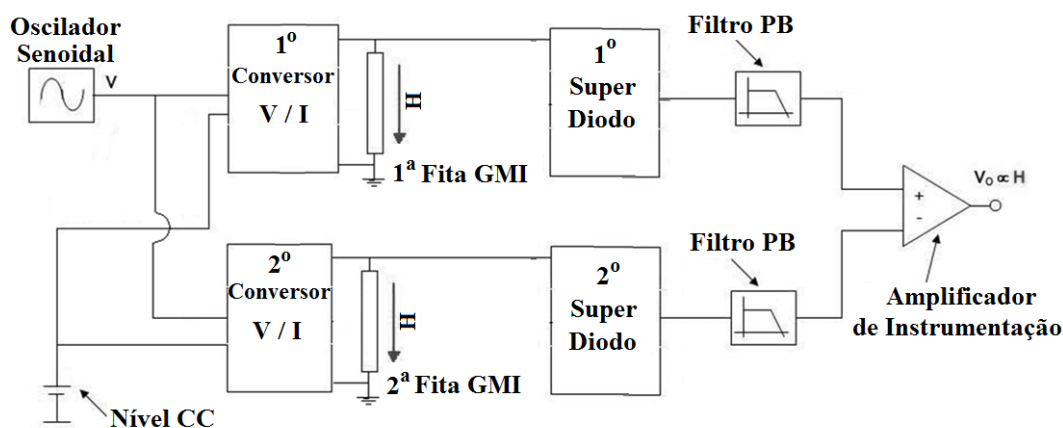


Figura 83 – Circuito eletrônico de condicionamento e leitura das variações do módulo.

O circuito idealizado é capaz de condicionar as fitas, fornecendo a corrente CA (com amplitude e frequência adequadas) superposta à corrente CC especificada. Este possui uma saída de tensão proporcional à variação do módulo

da impedância ($\Delta|Z|$) das fitas GMI e, conseqüentemente, ao campo magnético (H) ao qual as mesmas estão submetidas.

O oscilador senoidal gera uma onda de tensão com a frequência especificada e um nível CC de tensão é obtido por meio de um regulador de tensão. Por sua vez, estas tensões CC e CA são superpostas e transformadas em corrente, com a amplitude e o nível CC desejados, por meio dos conversores de tensão em corrente (conversores V / I).

Em seguida, a corrente gerada flui pelas fitas GMI, as quais estão submetidas a um campo magnético de polarização – gerado por um solenóide – responsável por garantir que os sensores GMI operem em sua faixa ótima. Deve-se destacar que o circuito utiliza duas fitas GMI polarizadas por campos magnéticos de mesma intensidade, mas com sentidos opostos. Dessa forma, submetendo ambas as fitas ao mesmo campo magnético externo (mensurando), quando o módulo da impedância de uma das fitas aumenta, o da outra diminui. Assim, devido a esta leitura diferencial, consegue-se elevar a sensibilidade total do transdutor e, ainda, fica-se mais imune a variações de temperatura – desde que ambas as fitas tenham comportamentos similares em relação à temperatura.

O estágio de leitura inicia-se com os super diodos, os quais são essencialmente retificadores de meia-onda de precisão com ganho unitário. Na seqüência, as ondas retificadas passam pelos filtros passa-baixas de, pelo menos, 2ª ordem, com frequências de corte, pelo menos, 100 vezes inferiores à frequência da corrente que atravessa as fitas GMI. Dessa forma, faz-se com que os níveis CC de saída em tensão dos filtros sejam proporcionais às variações do módulo das fitas GMI.

Finalmente, as saídas dos filtros são conectadas às entradas de um amplificador de instrumentação, com baixo ruído $1/f$, capaz de fornecer ganhos da ordem de 1000. Logo, a saída do amplificador de instrumentação (saída do circuito) também será proporcional às variações do módulo dos elementos sensores e, conseqüentemente, ao campo magnético aplicado.

6.2.2. Circuito de Detecção da Variação de Fase da Impedância

O diagrama de blocos do circuito eletrônico proposto para detecção das variações de fase e condicionamento das fitas GMI, utilizado na implementação dos transdutores baseados na fase da impedância do efeito GMI, é apresentado na Fig. 84 [32,37,39].

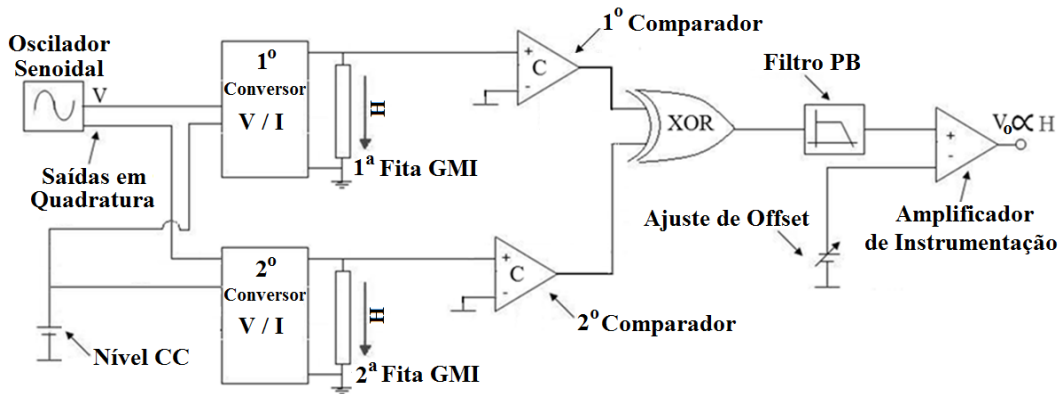


Figura 84 - Circuito eletrônico de condicionamento e leitura das variações de fase.

O circuito idealizado é capaz de condicionar as fitas, fornecendo a corrente CA (com amplitude e frequência adequadas) superposta à corrente CC especificada. Este possui uma saída de tensão proporcional à variação da fase da impedância ($\Delta\theta$) das fitas GMI e, conseqüentemente, ao campo magnético (H) ao qual as mesmas estão submetidas.

O módulo de condicionamento dos elementos sensores compreende o oscilador senoidal, o nível CC e os conversores V / I. Este estágio é similar ao desenvolvido para os transdutores baseados nas características de módulo (seção 6.2.1), excetuando-se o oscilador senoidal, o qual, no caso dos transdutores baseados na fase, deve possuir saídas em quadratura – ou seja, saídas com defasagem de 90° entre si.

O estágio de leitura – detecção de fase – se inicia com os comparadores, configurados como detectores de nulo, os quais transformam as ondas senoidais (entrada) em ondas quadradas (saída), mantendo a fase e a frequência. Na situação de equilíbrio – campo magnético nulo – as ondas quadradas geradas pelos 2 comparadores estarão 90° defasadas entre si e, quando o campo magnético variar, a defasagem será alterada. Ou seja, a defasagem é função do campo magnético externo.

Na sequência, as saídas dos comparadores são conectadas às entradas do XOR, fazendo com que este gere em sua saída uma onda quadrada cujo *duty cycle* é função da defasagem entre as ondas de entrada. A frequência da onda de saída do XOR é o dobro da frequência das ondas de entrada, exceto quando as entradas estiverem em fase (nível CC “*baixo*”) ou 180° defasadas (nível CC “*alto*”). Caso a onda de tensão gerada pelo oscilador não esteja em quadratura, as transições (alto-baixo e baixo-alto) de ambas as entradas do XOR ocorrem quase que simultaneamente, para pequenas variações do campo, demandando dispositivos XOR com tempos de resposta extremamente rápidos. As saídas em quadratura permitem que o XOR opere numa região mais confortável, visto que as transições das entradas ficam mais espaçadas entre si.

Por sua vez, esta onda passa por um filtro passa-baixa de, pelo menos, 2ª ordem e com frequência de corte 100 vezes inferior à frequência da onda de saída do XOR, gerando um nível CC proporcional à defasagem. O processo de transdução é finalizado ao se conectar a saída do filtro a uma das entradas de um amplificador de instrumentação de baixo ruído 1/f e com ganho da ordem de 1000. A outra entrada do amplificador deve ser conectada a um nível CC de tensão ajustável, de forma que se possa ajustar a saída do mesmo para 0 V no caso de campo magnético nulo.

Logo, a saída do amplificador de instrumentação (saída do circuito) também será proporcional às variações da fase dos elementos sensores e, conseqüentemente, ao campo magnético aplicado.

6.2.3. Simulações – Comparação: Módulo x Fase

De forma a simular o comportamento dos transdutores de campo magnético, cujos circuitos eletrônicos foram apresentados nas seções 6.2.1 e 6.2.2, as fitas GMI foram modeladas como componentes elétricos passivos. Como discutido no Capítulo 4, as fitas GMI podem ser modeladas como uma resistência em série com uma indutância. Logo, ao se aplicarem os dados experimentais de módulo e fase em função do campo magnético à eq. (16) do capítulo 4, consegue-se obter a variação das componentes resistiva e indutiva da fita GMI em função do campo magnético aplicado. A fim de exemplificar essa modelagem, apresenta-se na Fig.

85 um caso particular, para uma fita de 3 cm submetida a uma corrente de excitação com 15 mA de amplitude, 1 MHz de frequência e 80 mA de nível CC.

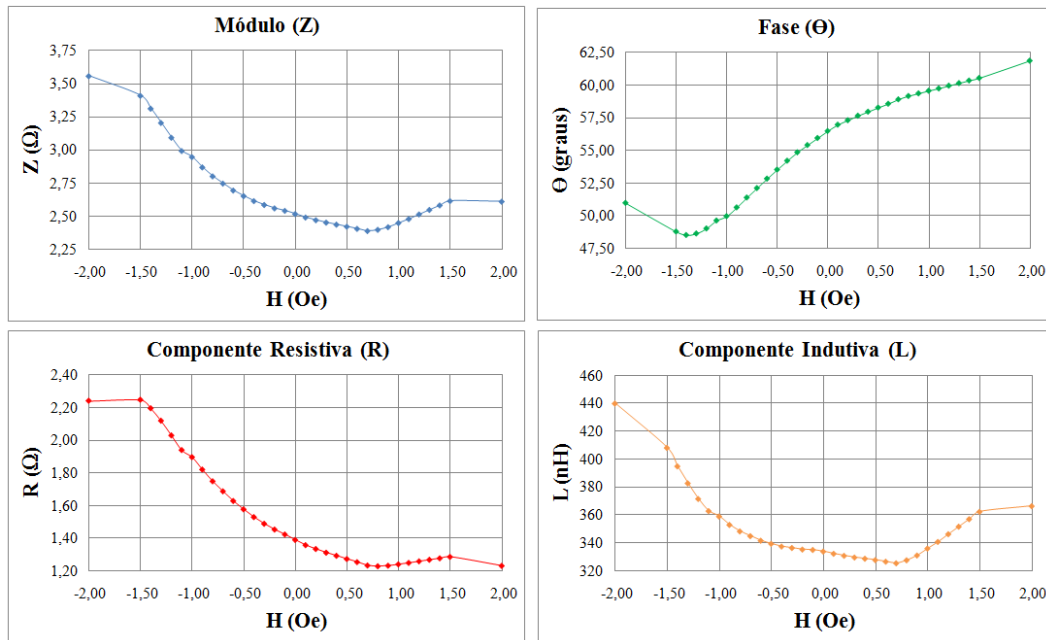


Figura 85 – Fita de 3 cm submetida a $i_c = [80 + 15.\text{sen}(2\pi.1\text{MHz}.t)]$ mA, onde: (a) Módulo da impedância, (b) Fase da impedância, (c) Componente Resistiva e (d) Componente indutiva.

Desse modo, pode-se simular, através de um programa *SPICE*, o comportamento da saída em tensão dos circuitos eletrônicos idealizados em função do campo magnético aplicado às fitas GMI. Essa análise permite, entre outros aspectos, avaliar a sensibilidade dos circuitos.

A Tabela 9 permite comparar as sensibilidades ótimas, para cada comprimento de fita estudado, dos transdutores baseados nas características de módulo com aqueles baseados nas características de fase. Ressalta-se que as sensibilidades ótimas indicam que a análise foi realizada considerando-se a região ótima de operação, ou seja, a combinação de parâmetros (nível CC e frequência da corrente de excitação e campo magnético de polarização) que maximiza a sensibilidade de módulo ou fase – para cada um dos comprimentos apresentados. Ainda, destaca-se que os valores apresentados referem-se à situação em que são empregadas duas fitas GMI por transdutor, conforme exibido nas Figs. 83 e 84, e utilizando-se amplificadores de instrumentação com ganho 1000.

Tabela 9 – Comparação de desempenho: transdutores baseados na fase versus transdutores baseados no módulo.

Comprimento das fitas GMI:	Sensibilidade do Transdutor baseado na Fase: (SF)	Sensibilidade do Transdutor baseado no Módulo: (SM)	(SF/SM):
1 cm	69,36 V/Oe	0,84 V/Oe	82,57
3 cm	483,48 V/Oe	13,64 V/Oe	35,45
5 cm	550,80 V/Oe	39,48 V/Oe	13,95
15 cm	887,91 V/Oe	108,95 V/Oe	8,15

Em Biomagnetismo, tipicamente, os valores de sensibilidade são apresentados em função da unidade SI (Sistema Internacional de Unidades) de densidade de fluxo magnético, tesla (T), ao invés de apresentá-la em função de uma unidade de campo magnético, como o oersted (Oe) – utilizado nessa dissertação e amplamente utilizado em trabalhos associados à GMI – ou o ampère por metro (A/m) – unidade SI de campo magnético. Assim, objetivando facilitar a compreensão dos resultados, enfatiza-se que a sensibilidade em volts por tesla (V/T) pode ser obtida multiplicando-se os valores em volts por oersted (V/Oe) por 10^4 . Ou, por sua vez, valores em volts por ampère por metro ($V.A^{-1}.m$) são obtidos dividindo-se os valores em volts por oersted (V/Oe) por, aproximadamente, 79,577.

Logo, da Tabela 9, percebe-se que a sensibilidade do transdutor magnético, baseado nas características de fase e que utiliza 2 fitas GMI de 3 cm, é de 483,48 V/Oe. Assim, por exemplo, esse valor também pode ser expresso em termos da unidade SI de densidade de fluxo magnético como, aproximadamente, 4,83 MV/T que equivalem a 4,83 mV/nT; ou ainda, em termos da unidade SI de campo magnético, como 6,07 V/(A/m).

O melhor protótipo de transdutor GMI de campo magnético, anteriormente desenvolvido pela equipe do Laboratório de Biometrologia, apresentava uma sensibilidade de 12 V/Oe [16,21,23]. Esse protótipo utilizava-se das características de variação do módulo da impedância de 2 fitas GMI, com 15 cm cada, em função do campo magnético aplicado. Ainda, tem-se que a sensibilidade de 12 V/Oe era alcançada ao se utilizar, no estágio de saída, um amplificador de instrumentação com ganho 2000 [16].

Assim, por inspeção da Tabela 9, considerando-se transdutores baseados no módulo com 2 fitas GMI de 15 cm e ganho 1000, tem-se que o protótipo atual apresenta sensibilidade de 108 V/Oe e o anterior 6 V/Oe. Ou seja, observa-se que a sensibilidade do novo protótipo, baseado nas características de módulo, é cerca de 18 vezes superior à do anterior.

No entanto, a Tabela 9 também indica que os recém-desenvolvidos transdutores magnéticos baseados nas características de fase são muito melhores do que aqueles baseados nas características de módulo. Essa situação se verifica para todos os comprimentos de fitas GMI analisados (1 cm, 3 cm, 5 cm e 15 cm).

Ainda, não é difícil de perceber que a redução do comprimento das fitas aumenta a diferença de desempenho entre as duas configurações propostas (fase versus módulo). Em outras palavras, quanto menor o comprimento das amostras, maior a sensibilidade dos protótipos baseados na fase em relação aos baseados no módulo. Dessa forma, no que tange à miniaturização dos elementos sensores, pode-se inferir que os transdutores magnéticos baseados nas características de fase do efeito GMI são os mais recomendáveis.

6.3.

Transdutor de Pressão Baseado nas Propriedades de Fase da Impedância do Efeito GMI

Há alguns anos, foi desenvolvido no Laboratório de Biometrologia um transdutor de pressão, baseado nas características de módulo do efeito GMI, para detecção da onda de pulso arterial. O mesmo apresenta sensibilidade de 1 mV/Pa, e utiliza a transdução de campo magnético em tensão como elemento intermediário do processo de transdução da pressão em tensão [20,22,94].

Tendo em vista as vantagens da utilização das características de fase em relação às de módulo (seção 6.2.3), idealizou-se a implementação de um transdutor de pressão, baseado na fase da impedância do efeito GMI [33,38].

O circuito eletrônico responsável pela transdução de campo magnético em tensão é apresentado na Fig. 86. Este é similar ao apresentado na Fig. 84 para o transdutor magnético, exceto pelo fato do circuito da Fig. 84 utilizar duas fitas GMI e o da Fig. 86 apenas uma.

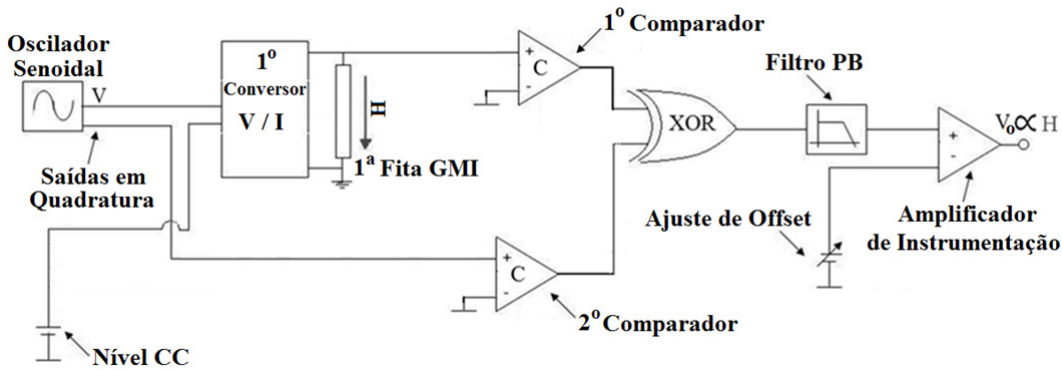


Figura 86 – Circuito de transdução de campo magnético em tensão, baseado na variação de fase das fitas GMI, utilizado no transdutor de pressão.

A configuração idealizada, apresentada na Fig. 87, pressupõe que uma variação de pressão (ΔP) aplicada sobre a membrana semi-rígida seja transmitida pela câmara incompressível e gere, conseqüentemente, um deslocamento da membrana elástica. Essa, por sua vez, faz com que a fonte de campo magnético (ímã permanente) se desloque, aproximando-se ou afastando-se da fita GMI, provocando uma variação do campo magnético sobre ela. Essa variação de campo altera as características de fase da fita, gerando um $\Delta\theta$ que, finalmente, é convertido pelo circuito eletrônico em uma tensão CC relacionada à variação de pressão original ΔP .

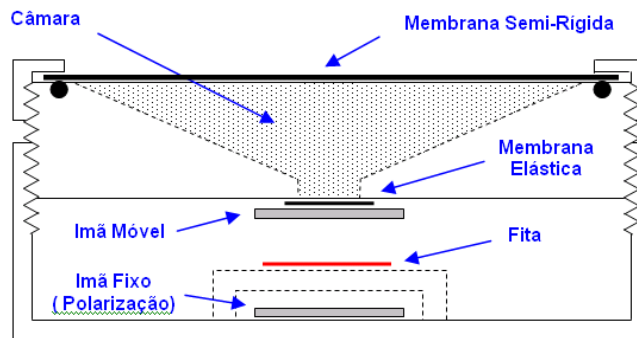


Figura 87 – Representação esquemática do transdutor de pressão.

Os resultados obtidos por simulação indicam que a sensibilidade desse novo protótipo baseado nas características de fase do efeito GMI, 50 mV/Pa para um fundo de escala de 1380 Pa, propiciará um aumento expressivo (cerca de 50 vezes) na sensibilidade do transdutor anteriormente desenvolvido, com base no módulo do efeito GMI [38-39]. Assim, podem-se vislumbrar novas aplicações para o transdutor de pressão, visto que o mesmo passará a apresentar desempenho

superior ao de alguns dos melhores transdutores de pressão disponíveis no mercado, como o transdutor modelo 106B52 da PCB Piezoelectronics (0,73 mV/Pa e fundo de escala 6890 Pa), e o modelo 164PC01D76 da Honeywell (4,00 mV/Pa e fundo de escala 1244 Pa). Maiores detalhes podem ser obtidos no trabalho já publicado [38].

6.4. Amplificação da Sensibilidade de Fase

Como discutido anteriormente, as fitas GMI podem ser eletricamente modeladas como um resistor (R_F) em série com um indutor (L_F), de forma que para um campo (H_1) a impedância (Z_F) pode ser escrita como na eq. (29).

$$Z_F(H_1) = R_F(H_1) + j\omega L_F(H_1) \quad (29)$$

onde ω é a frequência angular da corrente que atravessa a fita GMI.

Da mesma forma, quando se faz o campo magnético externo variar para H_2 , onde $H_2 = H_1 + \Delta H$, a impedância da fita (Z_F) passará a ser representada pelo descrito na eq. (30).

$$\begin{aligned} Z_F(H_2) &= R_F(H_2) + j\omega L_F(H_2) \Rightarrow \\ Z_F(H_1 + \Delta H) &= R_F(H_1 + \Delta H) + j\omega L_F(H_1 + \Delta H) \end{aligned} \quad (30)$$

Assim, a fase da impedância (θ) pode ser expressa de acordo com a eq. (31).

$$\begin{cases} \theta(H_1) = \arctg\left(\frac{\omega L_F(H_1)}{R_F(H_1)}\right) \\ \theta(H_2) = \arctg\left(\frac{\omega L_F(H_2)}{R_F(H_2)}\right) = \arctg\left(\frac{\omega L_F(H_1 + \Delta H)}{R_F(H_1 + \Delta H)}\right) \end{cases} \quad (31)$$

Dessa forma, se apresentam as definições da variação da componente indutiva (ΔL_F), da componente resistiva (ΔR_F) e da fase ($\Delta\theta$) em função da variação do campo magnético (ΔH).

$$\begin{cases} \Delta L_F = L_F(H_2) - L_F(H_1) \\ \Delta R_F = R_F(H_2) - R_F(H_1) \\ \Delta\theta = \theta(H_2) - \theta(H_1) \end{cases} \quad (32)$$

Usualmente, para fitas GMI, tem-se que, para ΔH pequeno, $\Delta L_F \ll L_F$ e $\Delta R_F \ll R_F$. Logo, tem-se qualitativamente a situação exibida na Fig. 88.

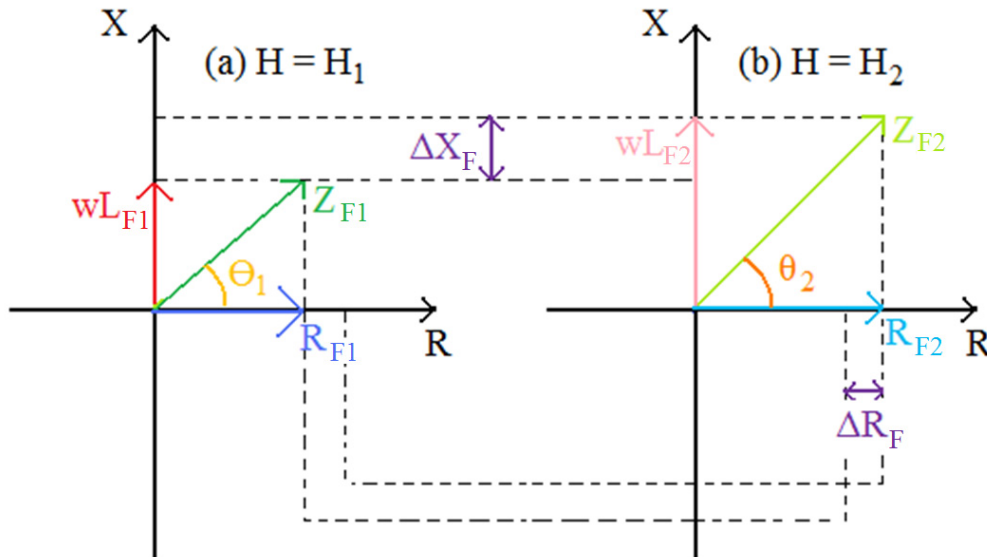


Figura 88 – Variação das componentes resistiva e reativa (indutiva) em função do campo magnético.

Para o exemplo proposto, a Fig. 88 permite observar que as variações, em função do campo magnético, na componente resistiva ΔR_F e indutiva ΔX_F implicam numa pequena variação de fase $\Delta\theta$.

No entanto, assumindo a colocação de um capacitor (C_{aj}) e uma resistência negativa (R_{aj}) em série com a fita GMI, tem-se que a fase (θ) passa a ser dada por:

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta(H_1) = \text{arctg} \left(\frac{wL_F(H_1) - \frac{1}{wC_{aj}}}{R_F(H_1) - R_{aj}} \right) \\ \theta(H_2) = \text{arctg} \left(\frac{wL_F(H_2) - \frac{1}{wC_{aj}}}{R_F(H_2) - R_{aj}} \right) = \text{arctg} \left(\frac{wL_F(H_1 + \Delta H) - \frac{1}{wC_{aj}}}{R_F(H_1 + \Delta H) - R_{aj}} \right) \end{array} \right. \quad (33)$$

Sabendo que tanto C_{aj} quanto R_{aj} não são funções do campo magnético e considerando as mesmas variações ΔR_F e ΔX_F apresentadas na Fig. 88, para uma mesma variação do campo magnético (ΔH), pode-se fazer com que:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{wC_{aj}} = wL(H_1) + \frac{\Delta L_F}{2} \\ R_{aj} = R_F(H_1) + \frac{\Delta R_F}{2} \end{array} \right. \quad (34)$$

Conseqüentemente, substituindo a eq. (34) na eq. (33), tem-se:

$$\left. \begin{aligned} \theta(H_1) &= \arctg \left(\frac{-\frac{\Delta L_F}{2}}{-\frac{\Delta R_F}{2}} \right) \\ \theta(H_2) &= \arctg \left(\frac{+\frac{\Delta L_F}{2}}{+\frac{\Delta R_F}{2}} \right) \end{aligned} \right\} \Delta\theta = \theta(H_2) - \theta(H_1) = -180^\circ \quad (35)$$

Ou seja, tendo em vista a pequena variação de fase inicialmente obtida (Fig. 88) e a grande variação alcançada (eq. (35)) ao se escolher valores apropriados para C_{aj} e R_{aj} (eq. (34)), pode-se perceber que o método proposto é capaz de amplificar a sensibilidade de fase dos elementos sensores. No entanto, cabe ressaltar que a linearidade da variação da fase em função do campo magnético, entre H_1 e H_2 , não é garantida (dependerá, entre outros fatores, das características das amostras). Ainda, na situação proposta, ao se variar o campo de H_1 para H_2 se passaria por uma situação na qual o módulo da impedância é nulo (ou quase nulo), dessa forma a eletrônica de leitura teria sua incerteza elevada a níveis que podem impossibilitar a implementação do sistema.

Na Fig. 89 são apresentados gráficos da fase (θ), calculada como o arco tangente de X_F dividido por R_F . A Fig. 89 (a) apresenta a análise tridimensional e a Fig. 89 (b) é a representação da vista superior da Fig. 89 (a), esta permite uma relação direta com o arco trigonométrico.

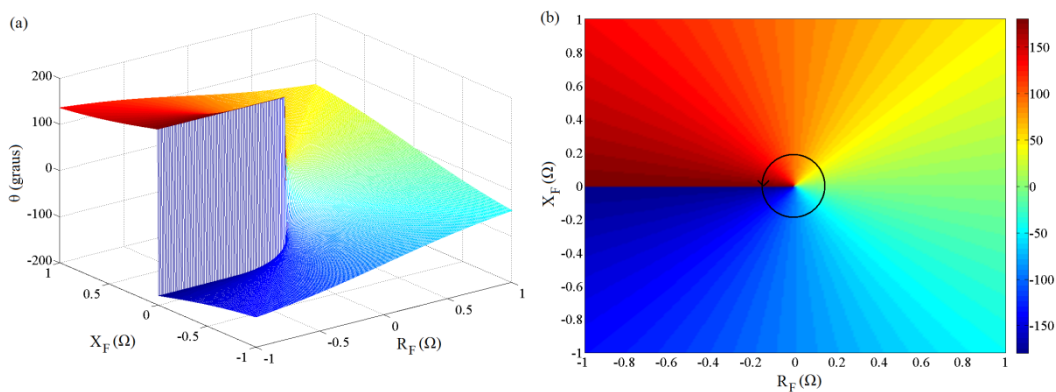


Figura 89 – Variação da fase em função da componente resistiva (R_F) e reativa (X_F). (a) Análise tridimensional e (b) Vista superior da análise tridimensional, diretamente associada ao ciclo trigonométrico.

Ambas as figuras (Fig. 89 (a) e 89 (b)), exibem uma descontinuidade na passagem do segundo para o terceiro quadrante (vizinhança de 180°). Numa análise superficial, poderia-se considerar que nessa região ocorrem transições bruscas de fase, ou seja, para pequenas variações de ΔX_F se teriam grandes variações de fase. No entanto, observa-se que essas grandes variações seriam de cerca de 360° , isto é, quase uma volta completa no ciclo trigonométrico. Dessa forma, ressalta-se que a descontinuidade presente é na verdade atribuída ao algoritmo responsável pelo cálculo da função arco tangente, o qual tem seu espaço imagem limitado entre $\pm 180^\circ$. Assim, supondo um Δk positivo, o algoritmo atribui a $180^\circ + \Delta k$ o valor de $-180^\circ + \Delta k$, por exemplo, 181° é representado como -179° .

De modo a apresentar uma análise sem descontinuidades apresenta-se a Fig. 90, a qual exibe em (a) 3º e 4º quadrantes, (b) 1º e 2º quadrantes, (c) 2º e 3º quadrantes e (d) 1º e 4º quadrantes. Sendo que, a descontinuidade apareceria na Fig. 90 (c), no entanto, de forma a eliminar a descontinuidade, somou-se 360° , na região em que o algoritmo faz $180^\circ + \Delta k$ igual a $-180^\circ + \Delta k$.

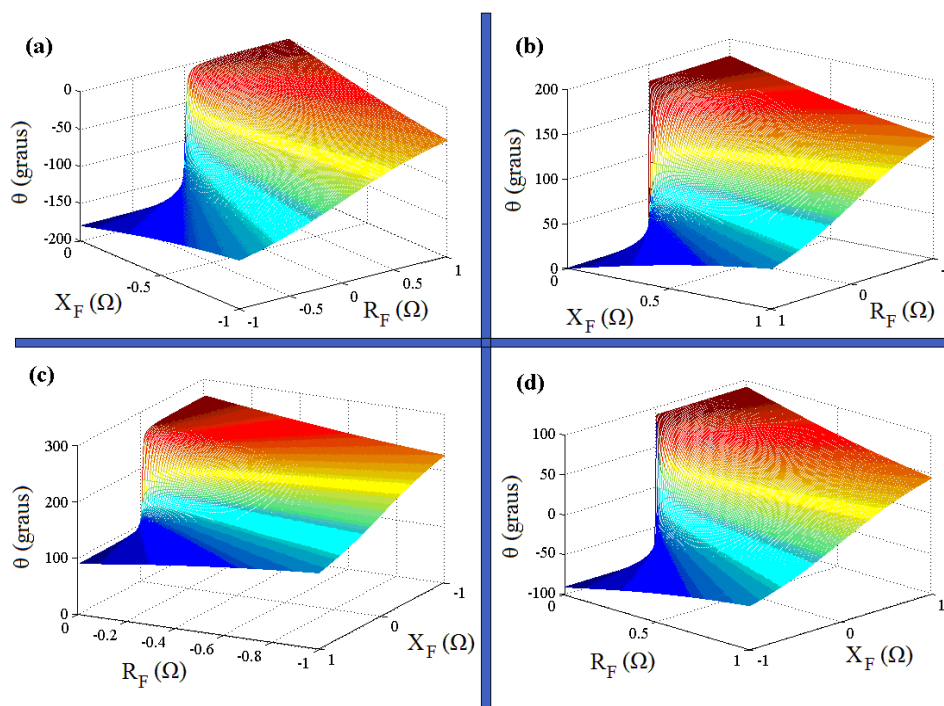


Figura 90 - Variação da fase em função da componente resistiva (R_F) e reativa (X_F) por par de quadrantes: (a) 3º e 4º, (b) 1º e 2º, (c) 2º e 3º, e (d) 1º e 4º.

Ao se observar as Figs. 89 e 90 verifica-se que o gradiente da função $\theta(R_F, X_F)$ aumenta quando os valores de R_F e X_F aproximam-se de zero. Dessa forma, percebe-se que a sensibilidade de fase tende a aumentar na vizinhança da

condição de módulo nulo ($R_F = 0$ e $X_F = 0$). Assim, consegue-se notar que é possível amplificar a sensibilidade de fase das amostras GMI, reduzindo os valores absolutos de suas componentes resistivas e reativas, desde que essa redução não implique numa redução de ΔR_F e ΔX_F em função do campo magnético.

6.4.1. Aspectos Práticos

Reduzir o valor absoluto da componente reativa, a qual no caso das fitas GMI é indutiva, é relativamente simples, basta adicionar um capacitor – de valor adequado - em série com a fita GMI. No entanto, para reduzir-se o valor absoluto da componente resistiva, deve-se adicionar uma resistência negativa em série com as amostras. Por sua vez, não existe elemento passivo capaz de reproduzir uma resistência negativa, à exceção de alguns dispositivos não lineares como o diodo túnel (ou diodo Esaki) que comportam-se como uma resistência negativa numa dada faixa de operação.

Porém, a resistência negativa pode ser implementada por meio de elementos ativos (Amplificadores Operacionais) conectados de forma a originar os circuitos denominados GIC's (*Generalized Immitance Converters*). Dentre as possíveis realizações de GIC's aquela que utiliza dois AmpOp's casados, como a mostrada na Fig. 91, é considerada a melhor – operação do circuito mais estável e tolerante às propriedades não ideais dos AmpOp's, em particular seu ganho finito e sua faixa de passagem finita.

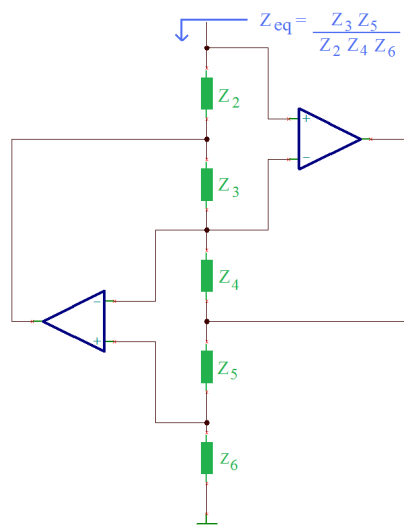


Figura 91 – *Generalized Immitance Converter* (GIC).

Para o GIC apresentando, na Fig. 91, tem-se que a impedância equivalente de entrada (Z_{eq}) é expressa de acordo com a eq. (36), admitindo-se que os amplificadores operacionais são ideais.

$$Z_{eq} = \frac{Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4 Z_6} \quad (36)$$

Assim, observa-se que os GIC's podem ser utilizados para originar resistências negativas através da escolha apropriada dos Z_i 's. Esses circuitos são denominados FDNR's (*frequency-dependent negative-resistance*), pois as resistências negativas geradas são dependentes da frequência. Dentre as possíveis configurações de FDNR's a mais recomendada é a apresentada na Fig. 92, cuja impedância equivalente é dada pela eq. (37).

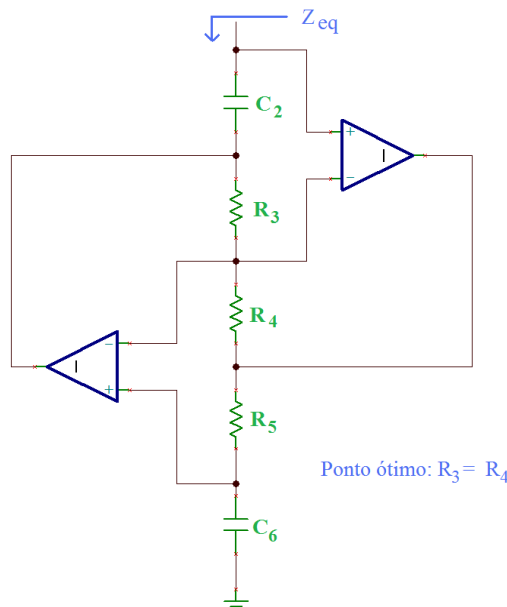


Figura 92 – Circuito *Frequency-dependent Negative-resistance* (FDNR).

$$Z_{eq} = -\frac{\omega^2 C_2 C_6 R_3 R_5}{R_4} \xrightarrow{R_3=R_4} Z_{eq} = -\omega^2 C_2 C_6 R_5 \quad (37)$$

6.4.2. Versão #1 do Circuito de Amplificação da Sensibilidade de Fase

Na primeira versão montada do circuito com amplificação da sensibilidade de fase, colocou-se a fita GMI em série com um capacitor e com o FDNR, de acordo com a Fig. 93.

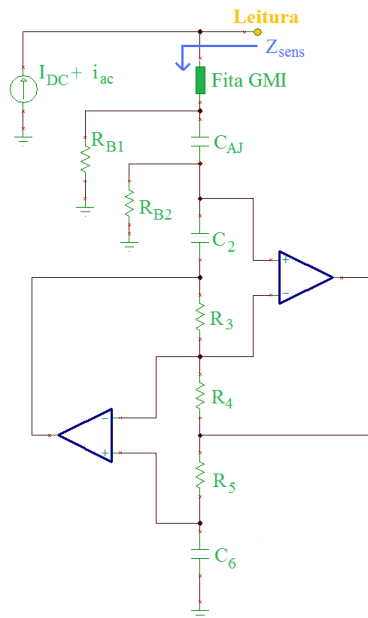


Figura 93 – Primeira versão da configuração para amplificação da sensibilidade de fase.

Dessa forma, tendo em vista a Fig. 11, observa-se que o resistor R_{B1} e R_{B2} não fazem parte da configuração ideal do circuito. No entanto, R_{B1} faz-se necessário para retirar – para terra – o nível DC de corrente (I_{DC}) que atravessa a fita GMI, e R_{B2} serve para polarizar a entrada positiva do amplificador operacional a ele conectado. Contudo, considerando que

$$\begin{cases} R_{B1} \gg -\frac{\omega^2 C_2 C_6 R_3 R_5}{R_4} \\ R_{B2} \gg \sqrt{\left(\frac{\omega^2 C_2 C_6 R_3 R_5}{R_4}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega C_{aj}}\right)^2} \end{cases}, \quad (38)$$

pode-se desprezar as contribuições de R_{B1} e R_{B2} , e definir a impedância Z_{sens} , apresentada na Fig. 93, como:

$$Z_{sens} = \overbrace{R_F - \frac{\omega^2 C_2 C_6 R_3 R_5}{R_4}}^{\text{componente real}} + j \overbrace{\left(\omega L_F - \frac{1}{\omega C_{AJ}} \right)}^{\text{componente imaginária}} \quad (39)$$

Conseqüentemente, a fase de Z_{sens} pode ser expressa como:

$$\theta = \arctan \left(\frac{\left(\omega L_F - \frac{1}{\omega C_{AJ}} \right)}{R_F - \frac{\omega^2 C_2 C_6 R_3 R_5}{R_4}} \right) \quad (40)$$

Logo, o método proposto pode ser implementado pelo circuito apresentado na Fig. 93, escolhendo-se apropriadamente os valores de seus componentes. Alguns dos resultados experimentais obtidos com a utilização dessa configuração, fazendo-se $C_{AJ} = 3,47\mu\text{F}$, $C_2 = 47\text{nF}$, $R_3 = 1\text{k}\Omega$, $R_4 = 1\text{k}\Omega$, R_5 ajustável em torno de $1\text{k}\Omega$ (resistor de 909Ω em série com potenciômetro de 200Ω) e $C_6 = 47\text{nF}$, são mostrados na Fig. 94.

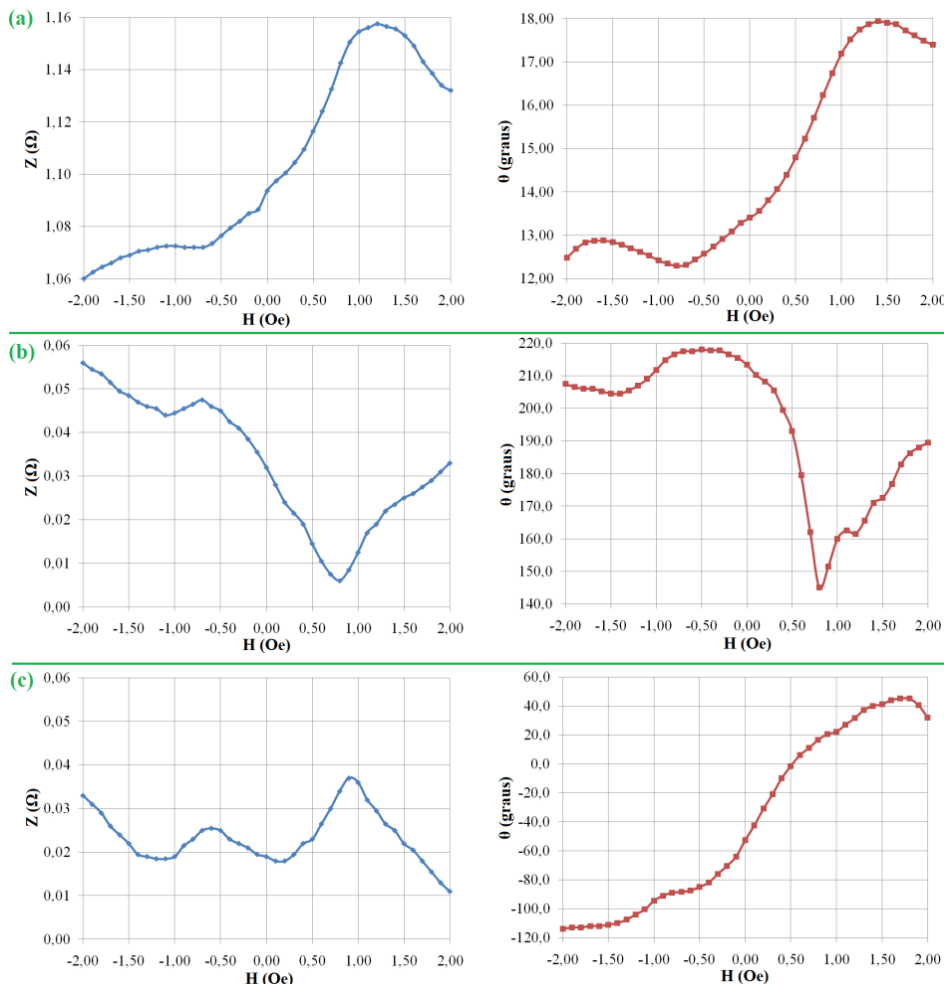


Figura 94 – Características de variação de módulo (Z) e fase (θ) em função do campo magnético (H), para uma fita GMI de 3 cm condicionada por uma corrente $i_c = [80+15.\text{sen}(2.\pi.f.t)]$ mA. Sendo que, em: (a) $f = 100$ kHz, (b) $f = 106,3$ kHz e (c) $f = 107$ kHz. Ainda, a fita: (a) não está conectada ao circuito de amplificação da sensibilidade de fase e em (b) e (c) está conectada ao circuito de amplificação da sensibilidade de fase.

Nota-se que, como esperado, consegue-se amplificar a sensibilidade de fase das amostras GMI. No entanto, os resultados ótimos (sensibilidades elevadas) são obtidos na vizinhança da situação de módulo de Z_{sens} nulo. Dessa forma, percebe-se que, nesta primeira versão do amplificador de fase, a eletrônica de leitura terá dificuldades para detectar as variações de fase visto que os níveis de tensão, no ponto de leitura, são extremamente baixos. Ainda, existem dificuldades para se estabelecer uma variação linear da fase em função do campo magnético, a qual depende do comportamento de variação das componentes reativas e resistivas das amostras GMI.

6.4.3. Versão #2 do Circuito de Amplificação da Sensibilidade de Fase

Objetivando garantir a linearidade do transdutor na região de operação e elevar os níveis de tensão no ponto de leitura, propôs-se uma configuração alternativa para o sistema. Esta é apresentada na Fig. 95.

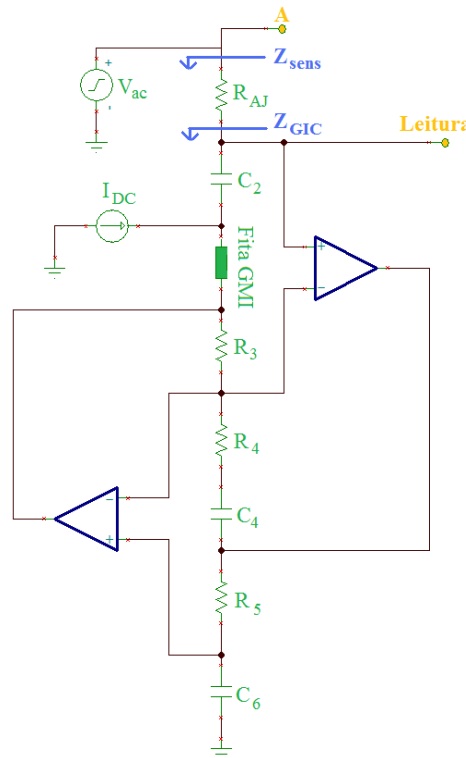


Figura 95 - Segunda versão da configuração para amplificação da sensibilidade de fase.

Assim, a impedância Z_{sens} , indicada na Fig. 95, é definida como:

$$Z_{sens} = R_{AJ} + Z_{GIC} \tag{41}$$

Onde Z_{GIC} é dado por:

$$Z_{GIC} = \overbrace{\frac{1}{\omega C_6 R_5 R_3} \left(R_4 \omega L_{F2} - \frac{R_{F2}}{\omega C_4} - \frac{R_4}{\omega C_2} \right)}^{\text{componente real}} - j \overbrace{\frac{1}{\omega C_6 R_5 R_3} \left(R_4 R_{F2} + \frac{L_{F2}}{C_4} - \frac{1}{\omega^2 C_2 C_4} \right)}^{\text{componente imaginária}} \quad (42)$$

Conseqüentemente, a fase de Z_{GIC} pode ser expressa como:

$$\theta = \arctan \left(\frac{- \left(R_4 R_{F2} + \frac{L_{F2}}{C_4} - \frac{1}{\omega^2 C_2 C_4} \right)}{\left(R_4 \omega L_{F2} - \frac{R_{F2}}{\omega C_4} - \frac{R_4}{\omega C_2} \right)} \right) \quad (43)$$

A função arco-tangente é exibida na Fig. 96. O espaço imagem da mesma está contido entre -90° e 90° . Essa situação equivale à componente resistiva (real) de Z_{sens} estar contida no intervalo $[0, +\infty)$ e à componente reativa (imaginária) estar contida em $(-\infty, +\infty)$.

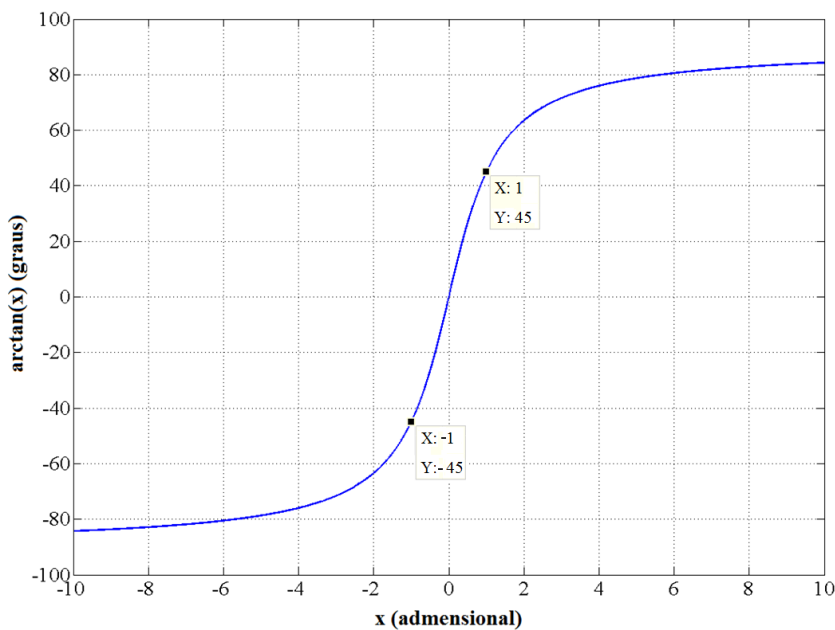


Figura 96 – Função arco-tangente.

A Fig. 96 permite verificar que a função arco-tangente é satisfatoriamente linear na região entre $\pm 45^\circ$, ou em termos de seu domínio ± 1 . Assim, se conclui que, se o argumento da função arco-tangente (eq. (43)) tiver comportamento linear entre ± 1 , a mesma também apresentará comportamento linear nessa região. E, conseqüentemente, ter-se-á um comportamento linear da variação de fase em função do campo magnético.

Agora, observando-se o denominador (D) do argumento da função arco-tangente (eq. (43)), ou seja, o termo:

$$D = \left(R_4 \omega L_{F2} - \frac{R_{F2}}{\omega C_4} - \frac{R_4}{\omega C_2} \right) \quad (44)$$

E sabendo-se que os únicos termos dependentes do campo magnético são R_{F2} e L_{F2} , pode-se escrever mais precisamente a eq. (44) como:

$$D(H) = \left(R_4 \omega L_{F2}(H) - \frac{R_{F2}(H)}{\omega C_4} - \frac{R_4}{\omega C_2} \right) \quad (45)$$

A eq. (45) deixa claro que os termos dependentes do campo magnético se compõem por meio de uma subtração. Dessa forma, pode-se minimizar, ou teoricamente cancelar, a variação da eq. (45) em função do campo magnético (denominador do argumento da função arco-tangente).

Por sua vez, o numerador (N) do argumento da função arco-tangente pode ser escrito como:

$$N(H) = - \left(R_4 R_{F2}(H) + \frac{L_{F2}(H)}{C_4} - \frac{1}{\omega^2 C_2 C_4} \right) \quad (46)$$

Ou seja, no numerador (eq. (46)) as componentes dependentes do campo magnético se somam, intensificando a variação do numerador, e conseqüentemente da fase, em função do campo magnético.

Essa situação é particularmente útil, pois considerando-se que a eq. (45) (denominador) assume um valor constante e independente do campo magnético, enquanto a eq. (46) (numerador) depende do campo, nota-se que o argumento da função arco-tangente terá comportamento linear. Dessa forma, como discutido, a fase apresentará dependência linear em relação ao campo magnético na região em que o argumento da função arco-tangente está contido entre $[-1,1]$.

Para garantir que a eq. (45) não dependa do campo magnético, deve-se fazer:

$$\frac{dD(H)}{dH} = \frac{d}{dH} \left(R_4 \omega L_{F2}(H) - \frac{R_{F2}(H)}{\omega C_4} - \frac{R_4}{\omega C_2} \right) = 0 \quad (47)$$

Assim, tem-se que:

$$\left(R_4 w \frac{dL_{F2}(H)}{dH} - \frac{dR_{F2}(H)}{wC_4} \right) = 0 \Rightarrow R_4 = \frac{1}{w^2 C_4} \frac{dR_{F2}(H)}{dL_{F2}(H)} \quad (48)$$

Logo, pode-se substituir a eq. (48) na eq. (46), para obter-se o numerador (N) definido pela eq. (49).

$$N(H) = - \left(\frac{R_{F2}(H)}{w^2 C_4} \frac{dR_{F2}(H)}{dL_{F2}(H)} + \frac{L_{F2}(H)}{C_4} - \frac{1}{w^2 C_2 C_4} \right) \quad (49)$$

Simplificando, obtém-se:

$$N(H) = - \frac{1}{C_4} \left(\frac{R_{F2}(H)}{w^2} \frac{dR_{F2}(H)}{dL_{F2}(H)} + L_{F2}(H) - \frac{1}{w^2 C_2} \right) \quad (50)$$

Igualando a eq. (50) a zero para um campo H_p – campo magnético de polarização da amostra, o qual define a condição inicial – obtém-se a eq. (51). Dessa forma, na situação em que o campo de polarização seja o único a atuar sobre as amostras, se terá fase nula ($\theta = 0^\circ$), pois o numerador do argumento da função arco-tangente será nulo. Quando houver um campo magnético externo que se superponha ao campo de polarização, o valor da fase irá aumentar ou diminuir, dependendo do sentido do campo. Ainda, garante-se operação quase-linear na região entre $\pm 45^\circ$.

$$N(H_p) = - \frac{1}{C_4} \left(\frac{R_{F2}(H_p)}{w^2} \frac{dR_{F2}(H_p)}{dL_{F2}(H_p)} + L_{F2}(H_p) - \frac{1}{w^2 C_2} \right) = 0 \quad (51)$$

Simplificando, obtém-se:

$$N(H_p) = \left(\frac{R_{F2}(H_p)}{w^2} \frac{dR_{F2}(H_p)}{dL_{F2}(H_p)} + L_{F2}(H_p) - \frac{1}{w^2 C_2} \right) = 0 \quad (52)$$

Por sua vez, o denominador (D) é definido pela substituição da eq. (48) na eq. (45), obtendo-se:

$$D(H) = \left(\frac{1}{w^2 C_4} \frac{dR_{F2}(H)}{dL_{F2}(H)} w L_{F2} - \frac{R_{F2}}{w C_4} - \frac{1}{w^2 C_4} \frac{dR_{F2}(H)}{dL_{F2}(H)} \frac{1}{w C_2} \right) = \text{constante} \quad (53)$$

Simplificando, obtém-se:

$$D(H) = \frac{1}{C_4} \left(\frac{L_{F2}}{w} \frac{dR_{F2}(H)}{dL_{F2}(H)} - \frac{R_{F2}}{w} - \frac{1}{w^3 C_2} \frac{dR_{F2}(H)}{dL_{F2}(H)} \right) = \text{constante} \quad (54)$$

Particularizando-se, tem-se que, devido à Z_{GIC} gerada em associação às características das fitas GMI, a componente resistiva de Z_{GIC} é negativa. Assim, introduzindo um R_{AJ} em série com Z_{GIC} consegue-se ajustar – ou seja, tornar quão próxima de zero quanto se queira – o valor da componente resistiva de Z_{sens} .

Pode-se observar que na Fig. 95, utiliza-se uma fonte de tensão CA ao invés de uma fonte de corrente CA. Assim, quando a impedância Z_{sens} variar em função do campo magnético, conseqüentemente, a amplitude da corrente CA que passa pelas amostras GMI será alterada. Caso se utilizasse uma fonte de corrente esse problema não ocorreria, mas a tensão teria que ser medida no ponto “A” e não no ponto “Leitura”, pois a variação de fase da tensão medida no ponto “Leitura” seria dependente, apenas, de Z_{GIC} – e não de Z_{sens} . Porém, a medição no ponto “A” implica em níveis de tensão muito pequenos, visto que Z_{sens} é muito pequeno.

Por outro lado, a configuração proposta, utilizando uma fonte de tensão CA, possibilita a leitura da variação de fase no ponto “Leitura”, onde os níveis de tensão são altos (Z_{GIC} é grande). Nessa configuração, a defasagem medida no ponto “Leitura” é dependente de Z_{sens} , visto que a corrente gerada pela fonte de tensão será defasada por Z_{sens} .

De forma a exemplificar o método proposto, é apresentada sua aplicação para uma fita GMI de 3 cm, de composição $Co_{70,4}Fe_{4,6}Si_{15}B_{10}$ (composição Y). Ressalta-se que a composição das amostras apresentadas e discutidas no capítulo 5 era $Co_{70}Fe_5Si_{15}B_{10}$ (composição X). Ou seja, o condicionamento ótimo para uma composição de amostra GMI não será necessariamente igual ao da outra.

As amostras de composição Y só começaram a ser analisadas posteriormente às amostras constituídas pela composição X, não havendo quantidade suficiente de análises para serem apresentadas no capítulo 5. No entanto, para uma amostra de 3 cm com a composição Y, efetuou-se a análise do nível CC ótimo para a frequência de 100kHz – frequência na qual a amostra de 3 cm de composição $Co_{70}Fe_5Si_{15}B_{10}$ (composição X), apresentada no capítulo 5, exibiu a máxima sensibilidade de fase.

Essa análise permitiu verificar que o nível CC ótimo é 30 mA para a amostra de 3cm de composição Y ($\text{Co}_{70,4}\text{Fe}_{4,6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$), ao invés de 80 mA, como observado para a amostra de 3cm de composição X ($\text{Co}_{70}\text{Fe}_5\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$). Ainda, nota-se que as novas amostras (Y), para $i_C = [80 + 15 \text{ sen}(2\pi \cdot 100\text{kHz} \cdot t)]$ mA, apresentam comportamento quase linear na vizinhança ($\pm 0,5$ Oe) do campo nulo. Esta situação é útil, pois dispensa a necessidade de uma fonte de campo de polarização. No entanto, a sensibilidade nessa região ($3,4^\circ/\text{Oe}$) é inferior à sensibilidade máxima ($11^\circ/\text{Oe}$) – esta situação é compensada pelo circuito de amplificação da sensibilidade de fase. Pelas razões apresentadas, o circuito foi implementado com as amostras de composição Y.

A Fig. 97 exibe as características das fitas GMI ($\text{Co}_{70,4}\text{Fe}_{4,6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$) de 3 cm condicionadas por $i_C = [30 + 15 \text{ sen}(2\pi \cdot 100\text{kHz} \cdot t)]$ mA.

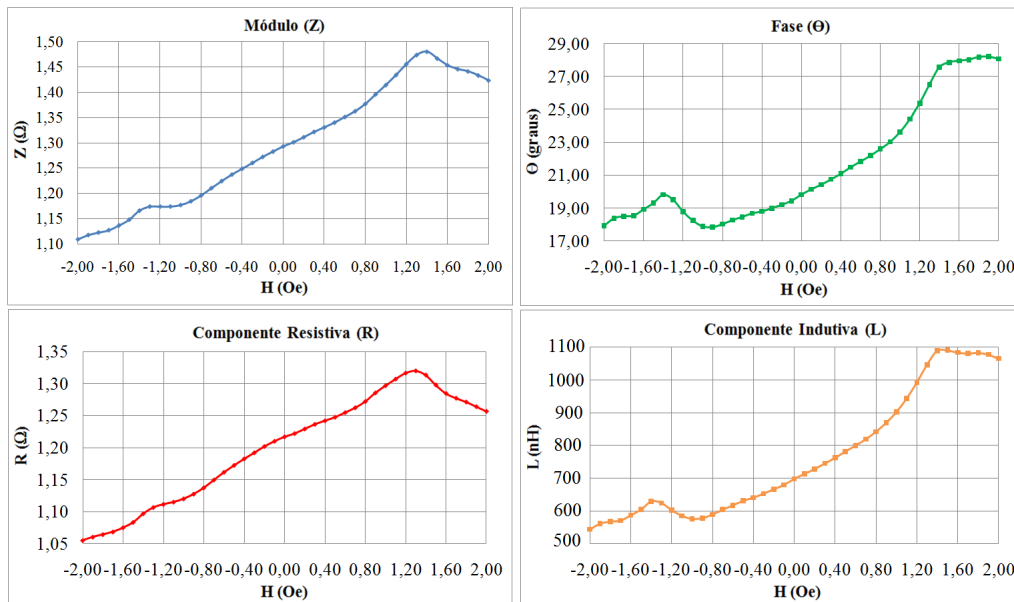


Figura 97 - Fita de 3 cm ($\text{Co}_{70,4}\text{Fe}_{4,6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$) submetida a $i_C = [30 + 15 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100\text{kHz} \cdot t)]$ mA, onde: (a) Módulo da impedância, (b) Fase da impedância, (c) Componente Resistiva e (d) Componente indutiva.

Os resultados apresentados na Fig. 98, obtidos para amplitudes de corrente I_{ca} de 1 mA ou 15 mA, demonstram que tais variações de I_{ca} não afetam significativamente o comportamento das amostras GMI.

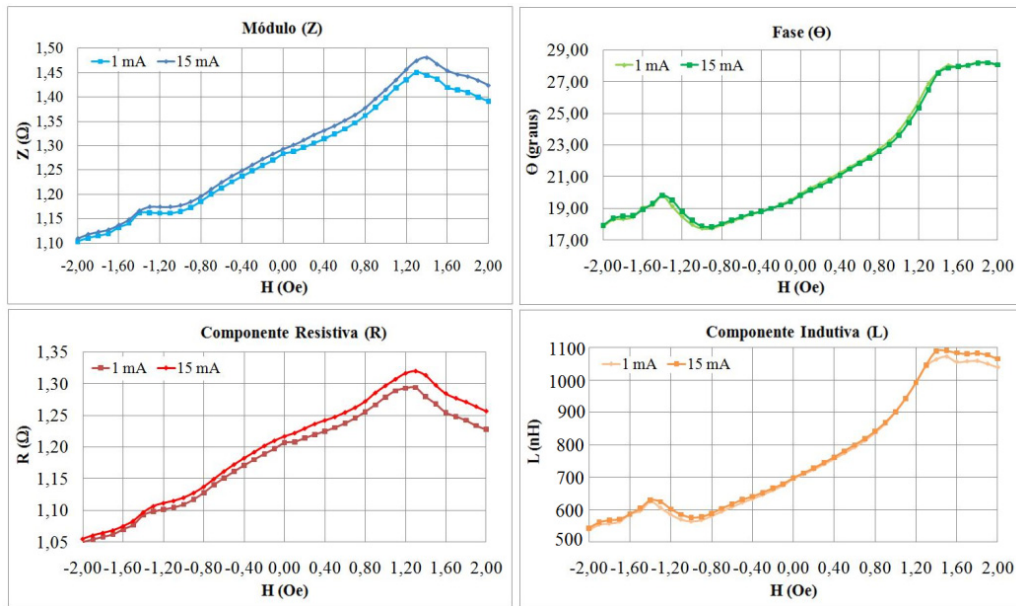


Figura 98 - Fita de 3 cm ($Co_{70,4}Fe_{4,6}Si_{15}B_{10}$) submetida a $i_c = [30 + I_{ac} \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 100\text{kHz} \cdot t)]$ mA, sendo I_{ac} igual a 1 mA ou 15 mA. Onde: (a) Módulo da impedância, (b) Fase da impedância, (c) Componente Resistiva e (d) Componente indutiva.

Assim, consegue-se perceber que a utilização de uma fonte de tensão CA (Fig. 95), que implica na variação da amplitude da corrente CA em função das variações de Z_{sens} , não afetará significativamente o comportamento do efeito GMI.

Na análise apresentada assume-se que:

$$\begin{cases} dR_{F2}(H) = \Delta R_{F2}(H) = R_{F2}(+0,4Oe) - R_{F2}(-0,4Oe) = \Delta R_{F2} \\ dL_{F2}(H) = \Delta L_{F2}(H) = L_{F2}(+0,4Oe) - L_{F2}(-0,4Oe) = \Delta L_{F2} \end{cases} \quad (55)$$

A amostra escolhida possui os seguintes parâmetros de interesse:

$$\begin{cases} \Delta R_{F2} = 0,0595\Omega \\ \Delta L_{F2} = 121,63nH \\ H_p = 0Oe \\ R_{F2}(H_p) = 1,21674\Omega \\ L_{F2}(H_p) = 697,82nH \\ f = 100kHz \Rightarrow \omega = 2 \cdot \pi \cdot 100kHz \end{cases} \quad (56)$$

Tem-se que o numerador, N (eq. 50), do argumento da função arco-tangente, em H_p (eq. 52), pode ser definido, de forma aproximada, como:

$$\left(\frac{R_{F2}(H_p)}{\omega^2} \frac{\Delta R_{F2}}{\Delta L_{F2}} + L_{F2}(H_p) - \frac{1}{\omega^2 C_2} \right) = 0 \quad (57)$$

Substituindo-se os valores numéricos para o caso particular que está sendo analisado, obtêm-se o valor de C_2 como:

$$C_2 = \frac{1}{\left(\frac{\Delta R_{F2}}{\Delta L_{F2}} R_{F2}(H_p) + w^2 L_{F2}(H_p) \right)} \approx 1,1485 \mu F \quad (58)$$

Escolhendo-se $C_4 = 10$ nF, tem-se que:

$$R_4 = \frac{1}{w^2 C_4} \frac{\Delta R_{F2}}{\Delta L_{F2}} \approx 123,9 \Omega \quad (59)$$

E, conseqüentemente, o denominador, D (eq. (54)), do argumento da função arco tangente, em H_p , pode ser definido, de forma aproximada, como:

$$D(H_p) = \frac{1}{C_4} \left(\frac{L_{F2}(H_p)}{w} \frac{\Delta R_{F2}}{\Delta L_{F2}} - \frac{R_{F2}(H_p)}{w} - \frac{1}{w^3 C_2} \frac{\Delta R_{F2}}{\Delta L_{F2}} \right) \approx -311,0 \Omega \quad (60)$$

Dessa forma, Z_{sens} , em função de H , pode ser escrita como:

$$Z_{sens}(H) = R_{AJ} + \frac{1}{w C_6 R_5 R_3} (D(H) + jN(H)) \quad (61)$$

Conseqüentemente, a fase pode ser expressa como:

$$\theta = \arctan \left(\frac{\frac{1}{w C_6 R_5 R_3} N(H)}{R_{AJ} + \frac{1}{w C_6 R_5 R_3} D(H)} \right) \quad (62)$$

Em seguida, arbitrariamente, define-se:

$$G = \frac{1}{w C_6 R_5 R_3} = 1 \quad (63)$$

Escolhendo-se $R_3 = 4 \Omega$, $R_5 = 400 \Omega$ e $C_6 = 1$ nF, atende-se a eq. (63), ou seja faz-se com que $G \approx 1$.

Em teoria, quanto maior o valor desse termo, maiores serão as variações de fase em função do campo magnético, desde que R_{AJ} seja ajustado apropriadamente. Aumentar este termo implica em aumentar o $\Delta N(H)$, e não afeta o $\Delta D(H)$ – teoricamente, na região de operação, $\Delta D(H) = 0$. No entanto, aumentar (G) eleva o valor do módulo de Z_{sens} , ou seja, os amplificadores operacionais do GIC saturarão mais rapidamente. Para contornar esse problema dever-se-ia reduzir o valor da corrente de excitação de forma proporcional ao aumento de G . No

entanto, para correntes CA de amplitudes muito baixas (abaixo de 1mA) começa-se a comprometer as características do efeito GMI. Para se ter um ganho da ordem de G na sensibilidade de fase, o aumento em G deve ser seguido de um aumento em R_{AJ} , de forma a manter o denominador do argumento da eq. (62) constante.

Ainda, como $N(H_p) = 0$, ressalta-se que, ao se fazer:

$$R_{AJ} + \frac{1}{\omega C_6 R_5 R_3} D(H) \rightarrow 0_+ \quad (64)$$

Obtêm-se:

$$\frac{d\theta}{dH} \rightarrow \infty \quad (65)$$

Porém, aspectos práticos impossibilitam que a eq. (64) atinja valores muito pequenos, de forma estável. Assim, por aspectos práticos realistas arbitra-se, em H_p , que:

$$R_{AJ} + \frac{1}{\omega C_6 R_5 R_3} D(H_p) = R_{AJ} + G.D(H_p) = 1 \quad (66)$$

Logo:

$$R_{AJ} - 311 = 1 \Rightarrow R_{AJ} = 312\Omega \quad (67)$$

A Fig. 99 exhibe o comportamento da variação de fase em função do campo magnético externo, supondo que os elementos do circuito apresentado na Fig. 95 assumam os valores definidos ao longo dessa seção, diga-se: $R_{AJ} = 312\Omega$, $C_2 = 1,1485\mu\text{F}$, $R_3 = 4\Omega$, $R_4 = 123,9\Omega$, $C_4 = 10\text{nF}$, $R_5 = 400\Omega$, $C_6 = 1\text{nF}$, $I_{DC} = 30\text{mA}$, $v_{ac} = V_{ac} \sin(2.\pi.100\text{kHz}.t)$ e uma fita GMI de 3 cm de composição $\text{Co}_{70,4}\text{Fe}_{4,6}\text{Si}_{15}\text{B}_{10}$. A amplitude V_{ac} da onda gerada pela fonte de tensão v_{ac} é escolhida de forma a garantir que a amplitude da corrente I_{ac} que atravessa a fita GMI, na região de operação do transdutor, esteja contida no intervalo [1 mA, 15 mA].

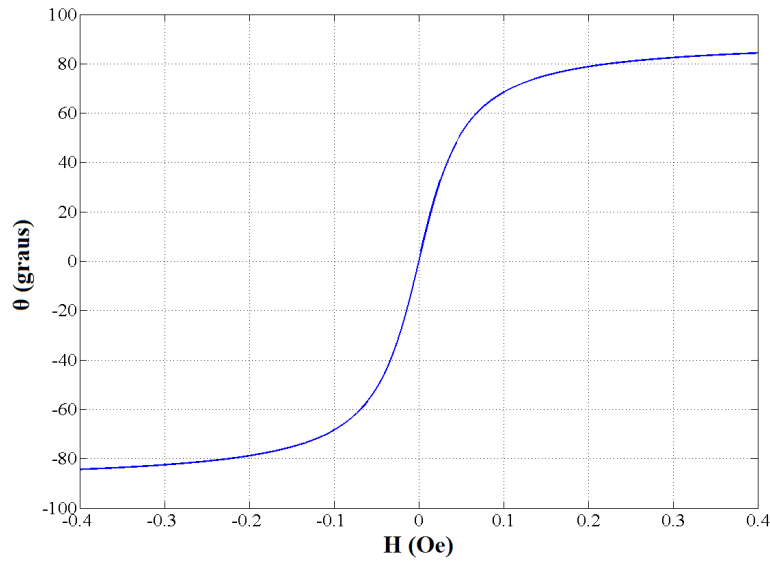


Figura 99 – Amplificação da sensibilidade de fase: Fase em função do campo magnético.

A região quase-linear, compreendida entre $\pm 45^\circ$, ou equivalentemente $\pm 0,04$ Oe, apresenta uma sensibilidade de $1125^\circ/\text{Oe}$. Tendo em vista que a sensibilidade ótima das amostras, nessa faixa de campos, era $3,4^\circ/\text{Oe}$, percebe-se que a configuração proposta propicia um grande aumento na sensibilidade, ou seja, 331 vezes.

Por sua vez, a Fig. 100 exhibe a dependência da componente resistiva (R - Fig. 100 (a)) e da componente reativa (X - Fig. 100 (b)), em função do campo magnético, para a mesma configuração utilizada para gerar a variação de fase apresentada na Fig. 99.

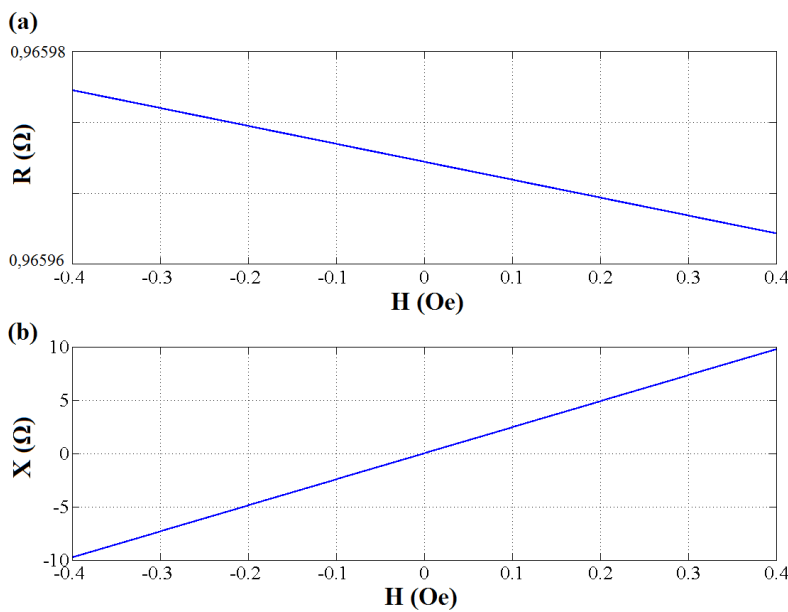


Figura 100 – (a) Componente resistiva (R) de Z_{sens} em função do campo magnético, e (b) Componente reativa (X) de Z_{sens} em função do campo magnético.

A Fig. 100 indica que, como esperado, pode-se admitir que a componente resistiva de Z_{sens} independe do campo magnético, enquanto que a componente reativa apresenta dependência linear. Dessa forma, como previsto, consegue-se que a divisão da componente reativa pela resistiva, X/R , apresente dependência linear com relação ao campo magnético e, conseqüentemente, para $X/R = \pm 1$, a fase (θ) também será linearmente (ou quase) dependente em relação ao campo. Esse fato é claramente percebido ao se comparar a Fig. 99 com a Fig. 100.

Finalmente, exibe-se a Fig. 101, de modo a se observar a dependência da sensibilidade de fase em função de R_{AJ} . Esta figura foi gerada considerando-se a mesma situação utilizada para obtenção da Fig. 99 e da Fig. 100, exceto pelo valor de R_{AJ} , o qual assume os valores: 311,1 Ω , 312 Ω e 321 Ω .

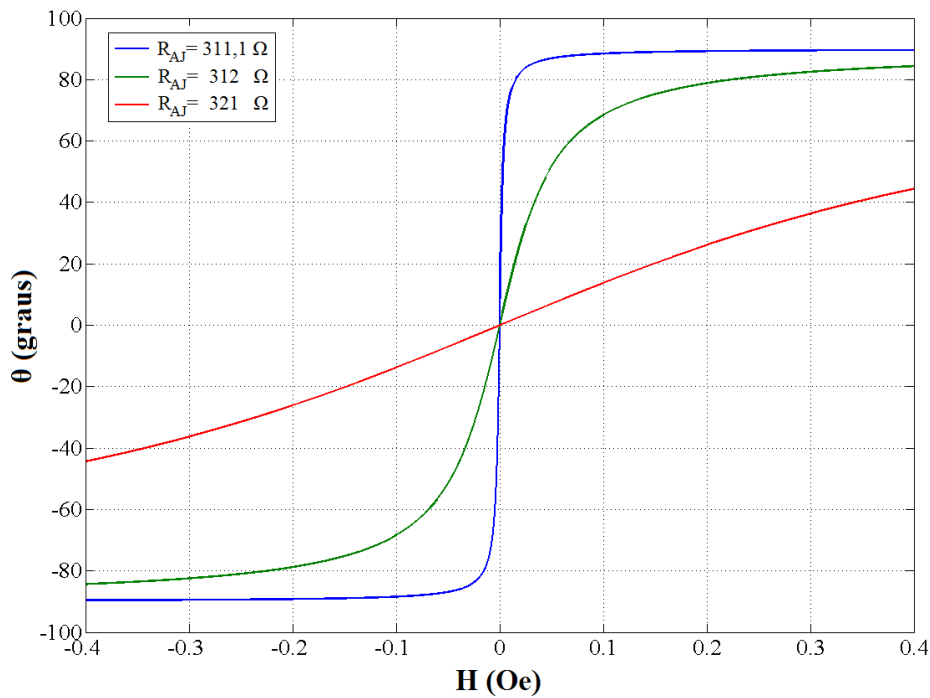


Figura 101 – Fase da impedância de Z_{sens} em função do campo magnético, para três possibilidades de R_{AJ} : 311,1 Ω , 312 Ω e 321 Ω .

A Fig. 101 permite observar a relação de causalidade estabelecida entre a eq. (64) e a eq. (65). Sabendo que $G.D(H)$ é aproximadamente igual a -311 Ω , espera-se que quanto mais R_{AJ} se aproximar de 311 Ω maior seja a sensibilidade de fase. Esta situação é verificada na Fig. 101 e a Tabela 10 apresenta em detalhes essa constatação.

Tabela 10 – Influência de R_{AJ} na sensibilidade e no fundo de escala.

	$R_{AJ} = 311,1 \Omega$	$R_{AJ} = 312 \Omega$	$R_{AJ} = 321 \Omega$
$R_{AJ} + G.D(H) \approx$	0,07	0,97	9,97
Sensibilidade	17237°/Oe	1125°/Oe	112,5°/Oe
Região linear	$\pm 0,0027$ Oe	$\pm 0,04$ Oe	$\pm 0,4$ Oe

Destaca-se que a sensibilidade de fase e a região linear são medidas para cada curva na região em que as mesmas situam-se no intervalo de $\pm 45^\circ$. Ainda, como deseja-se que o transdutor opere na região linear, pode-se considerar que esta limita o fundo de escala. Da Tabela 10, pode-se verificar que se consegue aumentar a sensibilidade ajustando adequadamente R_{AJ} . Também, percebe-se que o aumento da sensibilidade está associado à diminuição do fundo de escala, ou mais precisamente, se uma variação de R_{AJ} gera um ganho K na sensibilidade consequentemente será produzida uma atenuação de mesmo valor K no fundo de escala – ou, vice-versa.

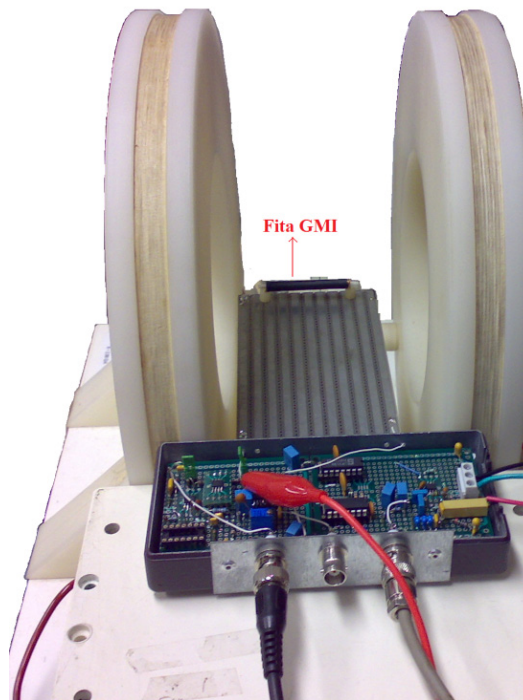


Figura 104 – Circuito eletrônico simplificado do transdutor magnético GMI desenvolvido, conectado a uma fita GMI (elemento sensor) de 3 cm disposta no centro de uma Bobina de Helmholtz, utilizada para fins de excitação magnética.

Utilizando um gerador de sinais (Agilent – 33220A) externo de forma a definir V_{ac} como:

$$V_{ac} = [100 \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot 103 \text{kHz})] \text{mV} \quad (68)$$

E fazendo, por meio de uma fonte de corrente CC (HP – 6920B), $I_{CC} = 40$ mA, bem como ajustando o potenciômetro de 500Ω para o valor de 191Ω , obteve-se uma sensibilidade de $226 \text{ mV}/\mu\text{T}$. Nota-se que o circuito montado, cujo esquemático é apresentado na Fig. 102, não possui um estágio de amplificação (amplificador de instrumentação) em sua saída. Logo, para se comparar sua sensibilidade ($226 \text{ mV}/\mu\text{T}$) ao valor teórico ($286,8 \text{ mV}/\text{nT}$), obtido para o circuito com amplificador de instrumentação ajustado para um ganho 1000, deve-se multiplicar o valor experimental por 1000. A Tabela 11 apresenta a comparação das sensibilidades teórico-experimentais, considerando-se estágios de saída com amplificadores de instrumentação de ganho 1000.

Tabela 11 - Sensibilidade teórica versus sensibilidade experimental.

	Circuito Teórico:	Circuito Experimental:
Sensibilidade:	$286,8 \text{ mV}/\text{nT}$	$226 \text{ mV}/\text{nT}$

Assim, pela Tabela 11, nota-se que os valores de sensibilidade foram satisfatoriamente próximos, tendo em vista os aspectos práticos (tolerâncias e características não ideais dos componentes) que dificultam a obtenção do ponto de operação estabelecido teoricamente.

Utilizando-se outro gerador de sinais (*HP – 8111A*), realizou-se a excitação das bobinas de Helmholtz com uma corrente senoidal (3,5 mA de amplitude) capaz de produzir um campo magnético senoidal com amplitude de 0,01Oe, ou equivalentemente, em termos da densidade de fluxo, 1 μ T. A frequência do campo foi ajustada para 9,8 Hz. A saída do circuito, apresentado na Fig. 102, foi adquirida por uma placa de aquisição (*National Instruments – NI USB-6221*) com taxa de amostragem ajustada para 1000 amostras por segundo. Assim, por meio de um programa *LabVIEW* obtiveram-se as curvas apresentadas nas Figs. 105 e 106, sendo que a Fig. 105 refere-se ao sinal obtido sem processamento digital e a Fig. 106 ao sinal após filtragem digital, basicamente dois filtros rejeita-faixa (*notch*) centrados, respectivamente, em 60 Hz e 120 Hz.

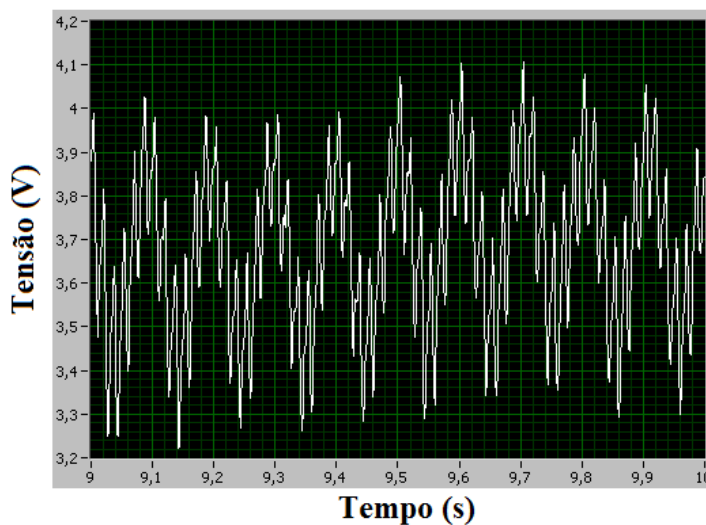


Figura 105 – Saída em tensão do protótipo, com ganho unitário e sem filtragem digital, para um campo magnético senoidal de excitação com amplitude de 0,01 Oe e frequência de 9,8 Hz.

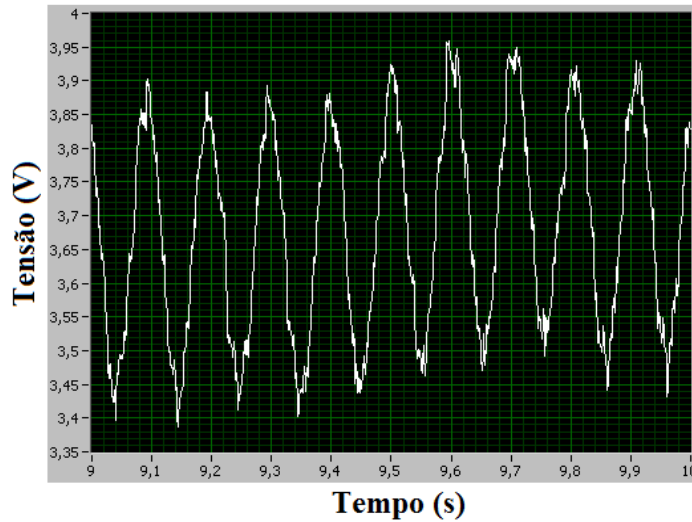


Figura 106 – Saída em tensão do protótipo, com ganho unitário e com filtragem digital, para um campo magnético senoidal de excitação com amplitude de 0,01 Oe e frequência de 9,8 Hz.

Por sua vez, calculou-se a Transformada Rápida de Fourier (FFT – *Fast Fourier Transform*), em intervalos de 0,1 Hz, do sinal da Fig. 106, de forma a exibir as características do “ruído 1/f” – em valor RMS – em função da frequência do campo. Ressalta-se que o pico em 9,8 Hz é o sinal. Esse comportamento é exibido na Fig. 107.

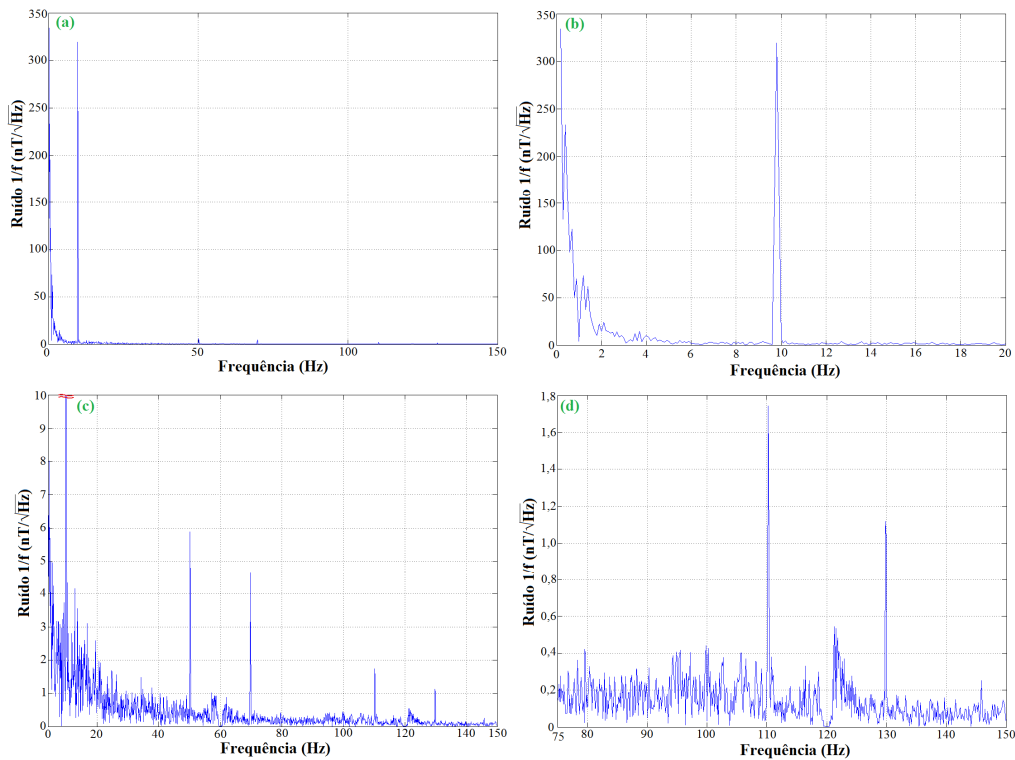


Figura 107 – Características do ruído 1/f em função da frequência, com zoom na região de: (a) 0,2 Hz a 150 Hz, (b) 0,2 Hz a 20 Hz, (c) 4 Hz a 150 Hz, (d) 75 Hz a 150 Hz.

Pela Fig. 107, pode-se perceber que, para frequências superiores a 4 Hz, o ruído $1/f$ apresenta valores inferiores a $10 \text{ nT.Hz}^{-1/2}$ (Fig. 107 (c)) sendo que, para frequências acima de 75 Hz, o ruído é inferior a $500 \text{ pT.Hz}^{-1/2}$ (Fig. 107 (d)). Ainda, destaca-se que os picos duplos apresentados no espectro, em torno de 60 Hz e 120 Hz, são decorrentes da filtragem digital, sendo que os mesmos podem ser reduzidos ajustando-se (reduzindo-se) a ordem dos filtros rejeita-faixas.

Ainda, observa-se que o ruído é significativamente elevado para frequências abaixo de 4 Hz (Fig. 107 (b)), particularmente abaixo de 2 Hz. De fato, de acordo com a teoria, a região de baixas frequências é aquela que apresenta maior ruído magnético $1/f$ [10,30,61,68-69]. Assim, para fins de medições magnetocardiográficas (MCG), usualmente, se utiliza um filtro passa-faixas de ordem elevada (superior a 4ª) entre 0,1 Hz (até 1 Hz) e 100 Hz (até 1 kHz), além de *notch's* em 60Hz (ou 50 Hz) e seus harmônicos [10,30]. No entanto, destaca-se que o circuito montado utiliza apenas um filtro analógico passivo, passa-baixas de 2ª ordem com frequência de corte igual a 159 Hz, e filtragem digital (*notch*) em 60Hz e 120 Hz.

O ruído de um transdutor magnético é usualmente atribuído tanto ao ruído magnético ambiental quanto ao ruído eletrônico do circuito de condicionamento e leitura [10,13,62-63,68-69,101]. Em transdutores de alta resolução, o layout do circuito é cuidadosamente elaborado e os componentes (passivos e ativos) são selecionados de forma a minimizar a influência do ruído eletrônico no espectro de ruído do transdutor. O circuito eletrônico montado é uma primeira versão, para fins de comparação teórico-experimental, sendo que na montagem adotaram-se diversas características não ideais. Ou seja, o circuito foi montado numa placa de circuito universal e com alguns componentes não ideais, p. ex., o comparador utilizado (LM319) é cerca de 10 vezes mais lento do que o comparador selecionado (TL714), o que implica no aumento do ruído. Ainda, no protótipo desenvolvido se utilizou uma fonte de corrente I_{CC} externa, sendo que em uma futura montagem, a fonte de corrente CC será parte do circuito montado. Assim, espera-se que, conforme apresentado na seção 7.3, a montagem numa placa de circuito impresso, utilizando-se os componentes ativos selecionados, além de resistores e capacitores com baixas tolerâncias e termicamente estáveis, possa propiciar uma significativa redução dos níveis de ruído e, conseqüentemente, melhorias na resolução.

Desse modo, tendo em vista os aspectos discutidos e dos resultados apresentados terem sido obtidos sem qualquer tipo de blindagem magnética e, ainda, sem a utilização de leitura gradiométrica, verifica-se o grande potencial do transdutor magnético GMI desenvolvido poder ser futuramente utilizado em procedimentos de MCG.

