

7

Configuração Gradiométrica e Leitura Triaxial

7.1.

Configurações Gradiométricas Propostas

Transdutores magnéticos ultra-sensíveis, capazes de detectar campos magnéticos ultra-fracos, são limitados pela interferência magnética, proveniente de fontes diversas (p. ex. veículos, elevadores, campo magnético terrestre, etc), a qual, em um típico ambiente laboratorial, é da ordem de 10 nT, em 1 Hz [10,68-69]. Ou seja, em princípio, por mais sensível que um transdutor seja, ele não conseguirá detectar campos abaixo desse nível.

Os campos biomagnéticos situam-se abaixo de 10 nT, em especial, a amplitude do campo magnético cardíaco é da ordem de 100 pT a 500 pT, sendo que transdutores capazes de medir satisfatoriamente o ciclo PQRST devem apresentar um nível de ruído próximo a $1 \text{ pT.Hz}^{-1/2}$ para frequências inferiores a 1 kHz [10,30,68-69].

Assim, existem, basicamente, duas técnicas capazes de viabilizar as medições: blindagem magnética e configurações gradiométricas. A blindagem magnética foi discutida no capítulo 3, sendo que seu principal inconveniente é o elevado custo. Nessa seção, são propostas possíveis configurações gradiométricas utilizando-se os elementos sensores GMI, sendo que estas, em associação à realização das medições em ambientes de baixo ruído magnético (mesmo que desprovidos de blindagem), podem propiciar a detecção do campo magnético cardíaco [10,30,68-69].

7.1.1.

Gradiômetro GMI com Fitas Homogêneas

Uma possível configuração gradiométrica é apresentada na Fig. 108, a qual utiliza duas fitas GMI conectadas em série e com campos de polarização em sentidos opostos. As fitas estão dispostas paralelamente entre si e separadas por

uma dada distância, p. ex. 5 cm, de forma que uma das fitas possa ser colocada próxima ao mensurando e a outra distante.

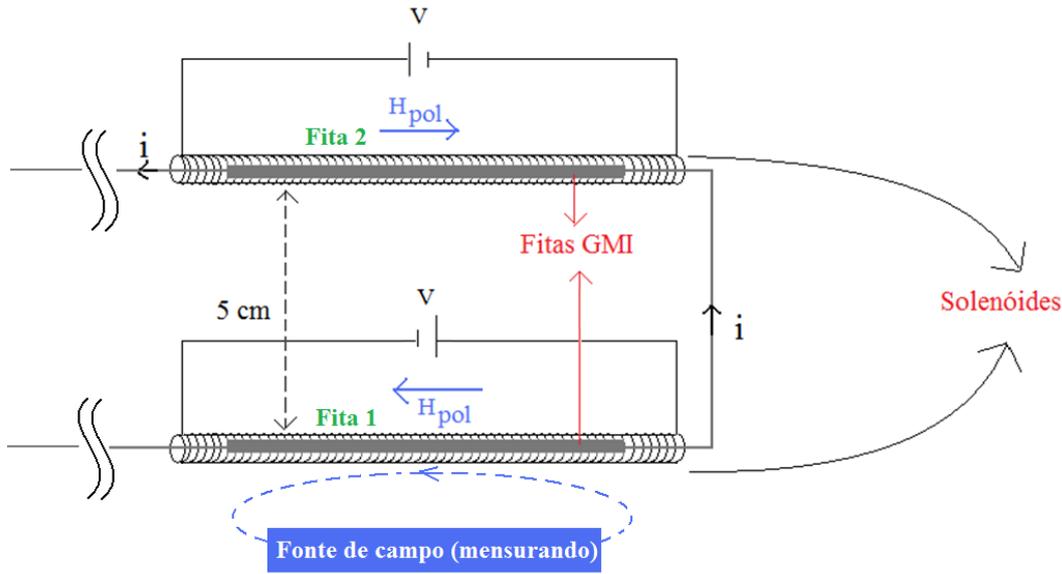


Figura 108 – Estrutura para leitura gradiométrica com fitas GMI homogêneas.

Supondo-se que as fontes de interferência magnética estejam distantes do ponto de medição (elementos sensores), de forma a se poder considerar que os sensores estejam sujeitos a um campo de interferência uniforme, percebe-se que para a configuração proposta na Fig. 108, quando o campo gerado pelo mensurando é nulo, ambas as fitas GMI estão sujeitas, apenas, a aproximadamente a mesma interferência magnética.

Denominam-se R_{F1} e R_{F2} as componentes resistivas, respectivamente, das fitas 1 e 2; L_{F1} e L_{F2} as componentes indutivas, respectivamente, das fitas 1 e 2; H_p o campo magnético de polarização; e ΔH_{dist} variações em relação ao campo de polarização atribuídas à interferência magnética, proveniente de fontes distantes.

Dessa forma:

$$\begin{aligned} \text{Fita 1} &\Rightarrow R_{F1}(H_p + \Delta H_{dist}) = R_{F1}(H_p) + \Delta R_{F1}(\Delta H_{dist}) \\ \text{Fita 2} &\Rightarrow R_{F2}(H_p + \Delta H_{dist}) = R_{F2}(H_p) - \Delta R_{F2}(\Delta H_{dist}) \end{aligned} \quad (70)$$

Logo:

$$R_{F1}(H_p + \Delta H_{dist}) + R_{F2}(H_p + \Delta H_{dist}) = R_{F1}(H_p) + R_{F2}(H_p) \quad (71)$$

De forma similar tem-se que:

$$\begin{aligned} \text{Fita 1} &\Rightarrow L_{F1}(H_p + \Delta H_{dist}) = L_{F1}(H_p) + \Delta L_{F1}(\Delta H_{dist}) \\ \text{Fita 2} &\Rightarrow L_{F2}(H_p + \Delta H_{dist}) = L_{F2}(H_p) - \Delta L_{F2}(\Delta H_{dist}) \end{aligned} \quad (72)$$

Logo:

$$L_{F1}(H_p + \Delta H_{dist}) + L_{F2}(H_p + \Delta H_{dist}) = L_{F1}(H_p) + L_{F2}(H_p) \quad (73)$$

Como as fitas estão dispostas em série, pode-se definir:

$$Z_{série}(H) = (R_{F1}(H) + R_{F2}(H)) + j\omega(L_{F1}(H) + L_{F2}(H)) \quad (74)$$

Substituindo-se a eq. (71) e a eq. (73) na eq. (74), verifica-se que:

$$Z_{série}(H_p) = Z_{série}(H_p + \Delta H_{dist}) \quad (75)$$

E, conseqüentemente, denominando $\theta_{série}$ a fase de $Z_{série}$, tem-se:

$$\theta_{série}(H_p) = \theta_{série}(H_p + \Delta H_{dist}) \quad (76)$$

Na presença de um campo não nulo do mensurando (ΔH_{mens}) e tendo em vista que a intensidade do campo magnético decai com o cubo da distância do sensor em relação à fonte, simplifcadamente, pode-se assumir que apenas a fita 1 “sente” o campo gerado pelo mensurando. Esta situação é aproximadamente verdadeira, quando a distância entre o mensurando e a fita 1 é muito menor do que a distância que separa a fita 1 da fita 2. Assim, tem-se que:

$$R_{F1}(H_p + \Delta H_{dist} + \Delta H_{mens}) + R_{F2}(H_p + \Delta H_{dist}) = R_{F1}(H_p + \Delta H_{mens}) + R_{F2}(H_p) \quad (77)$$

Bem como:

$$L_{F1}(H_p + \Delta H_{dist} + \Delta H_{mens}) + L_{F2}(H_p + \Delta H_{dist}) = L_{F1}(H_p + \Delta H_{mens}) + L_{F2}(H_p) \quad (78)$$

Logo:

$$Z_{série}(H_p + \Delta H_{dist} + \Delta H_{mens}) = Z_{série}(H_p + \Delta H_{mens}) \quad (79)$$

E, a fase é dada por:

$$\theta_{série}(H_p + \Delta H_{dist} + \Delta H_{mens}) = \theta_{série}(H_p + \Delta H_{mens}) \quad (80)$$

Ou seja, em teoria esta configuração é imune a interferência magnética e sensível, apenas, ao campo magnético gerado pelo mensurando. O problema, é que, na prática, a interferência magnética a qual a fita 1 está submetida não é exatamente igual aquela a qual a fita 2 está submetida, pois a uniformidade do campo magnético, gerado pelas fontes de interferência, na região de medição é uma aproximação.

Também, deve-se considerar que ambas as fitas estão sujeitas ao ruído magnético ambiental, o qual por definição é um sinal aleatório, e conseqüentemente não será reduzido pela configuração gradiométrica. Ainda, as fitas 1 e 2 podem não ter comportamentos de variação de suas componentes,

resistivas e reativas, em função do campo magnético, exatamente iguais (fitas heterogêneas). Nesse caso, mesmo que ambas estejam sujeitas ao mesmo campo magnético, as variações das componentes não se compensarão perfeitamente.

Deve-se ressaltar que, quanto mais próxima a fita 1 estiver da fita 2, menor a influência da interferência magnética proveniente de fontes distantes. Porém, em contrapartida, a sensibilidade diminui, visto que, quanto mais juntas as fitas estiverem, mais a intensidade do campo percebida pela fita 2 será similar à detectada pela fita 1. Assim, a distância entre as fitas GMI 1 e 2 deve ser escolhida tendo em vista uma solução de compromisso entre sensibilidade e resolução, objetivando-se maximizar a relação sinal-ruído.

7.1.2.

Gradiômetro GMI com Fitas Heterogêneas – Circuito Homogeneizador

No capítulo 5, foi observado que as amostras estudadas não podem ser consideradas como homogêneas, sendo inclusive afetadas pela técnica de soldagem. Assim, uma estrutura gradiométrica como a sugerida na seção 7.1.1 é inviável. Para se utilizar essa configuração seria necessário aperfeiçoar a técnica de fabricação, em termos de homogeneidade das amostras, e analisar detalhadamente a influência das técnicas de soldagem.

Nessa subseção é proposta uma abordagem diferente, na qual busca-se, via hardware, homogeneizar amostras heterogêneas. O procedimento é explicado a seguir, por meio de um exemplo.

Na Fig. 109 são apresentadas as características de fase de duas fitas GMI (A e B) de 3 cm de comprimento cada, submetidas a uma corrente com 80 mA de nível CC, 15 mA de amplitude e 100 kHz de frequência.

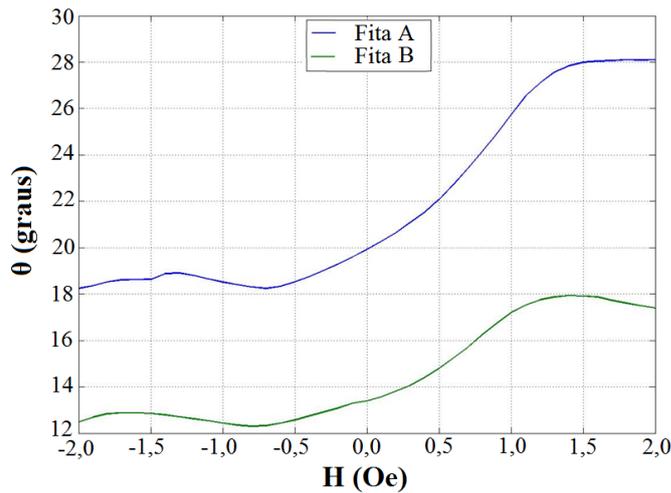


Figura 109 – Característica da fase da impedância em função do campo magnético, para as amostras GMI heterogêneas A e B.

Deseja-se que a fita B possua o mesmo comportamento exibido pela fita A. Logo, pode-se homogeneizar o comportamento das fitas GMI, numa dada faixa de campos (H) de H_1 a H_2 , ao se fazer o valor de fase da fita B em H_1 , Θ_{1b} , ser igual valor de fase da fita A nesse mesmo ponto, Θ_{1a} , e repetir esse procedimento para H_2 , ou seja, $\Theta_{2a} = \Theta_{2b}$. Deve-se, preferencialmente, escolher regiões onde haja dependência linear, ou quase linear, entre a fase e campo magnético. Pois, assim, otimiza-se o procedimento de homogeneização.

Logo, a questão passa a ser como realizar o procedimento descrito. Assim, propôs-se o circuito “homogeneizador” apresentado na Fig. 110, o qual quando conectado à fita B permite que esta apresente comportamento semelhante à fita A, numa determinada faixa de campos magnéticos (H). O bloco reatância pode ser substituído por uma indutância (L) ou capacitância (C) conforme necessário, e o bloco resistência pode representar uma resistência positiva ou negativa (implementada por um FDNR) dependendo do caso.

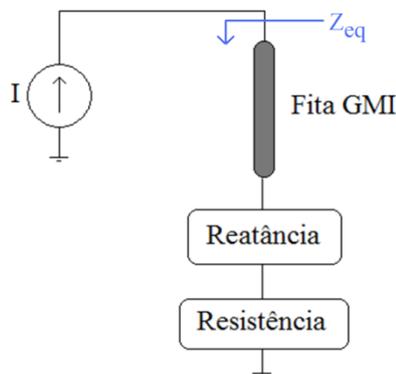


Figura 110 - Diagrama de blocos do circuito “homogeneizador”.

Definindo uma constante arbitrária X_{aj} (relacionada a uma reatância indutiva ou capacitiva) e uma resistência R_{aj} (positiva ou negativa – FDNR), as quais serão colocadas em série com a fita B, tem-se:

$$\begin{cases} \theta_{1a} = \theta_{1b} \Rightarrow \frac{wL_{F1a}}{R_{F1a}} = \frac{w(L_{F1b} + X_{aj})}{(R_{F1b} + R_{aj})} \Rightarrow L_{F1a}(R_{F1b} + R_{aj}) = R_{F1a}(L_{F1b} + X_{aj}) \\ \theta_{2a} = \theta_{2b} \Rightarrow \frac{wL_{F2a}}{R_{F2a}} = \frac{w(L_{F2b} + X_{aj})}{(R_{F2b} + R_{aj})} \Rightarrow L_{F2a}(R_{F2b} + R_{aj}) = R_{F2a}(L_{F2b} + X_{aj}) \end{cases} \quad (81)$$

Tem-se duas equações e duas incógnitas independentes, logo o sistema tem solução definida. Deve-se destacar que, quando a resolução do sistema (eq. (81)) retornar X_{aj} positivo, então a reatância será indutiva e dada por:

$$L = X_{aj} \quad (82)$$

Caso X_{aj} seja negativo, então a reatância será capacitiva e dada por:

$$C = -\frac{1}{w^2 X_{aj}} \quad (83)$$

Quanto a R_{aj} , tem-se que valores positivos indicam que o mesmo é uma resistência, e valores negativos indicam que o mesmo é uma resistência negativa.

Por sua vez, as Figs. 111 e 112, representam a dependência, respectivamente, da resistência (R_F) e da indutância (L_F) das fitas A e B em função do campo magnético (H).

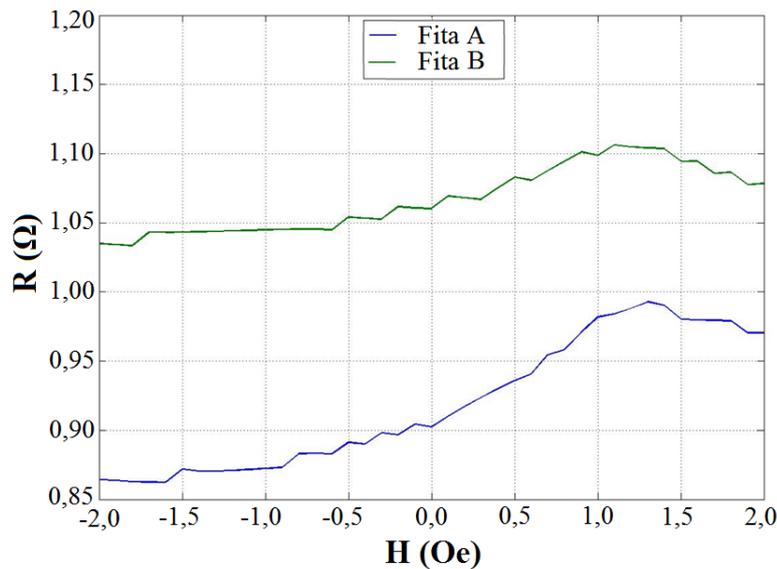


Figura 111 - Característica da componente resistiva da impedância em função do campo magnético, para as fitas GMI A e B.

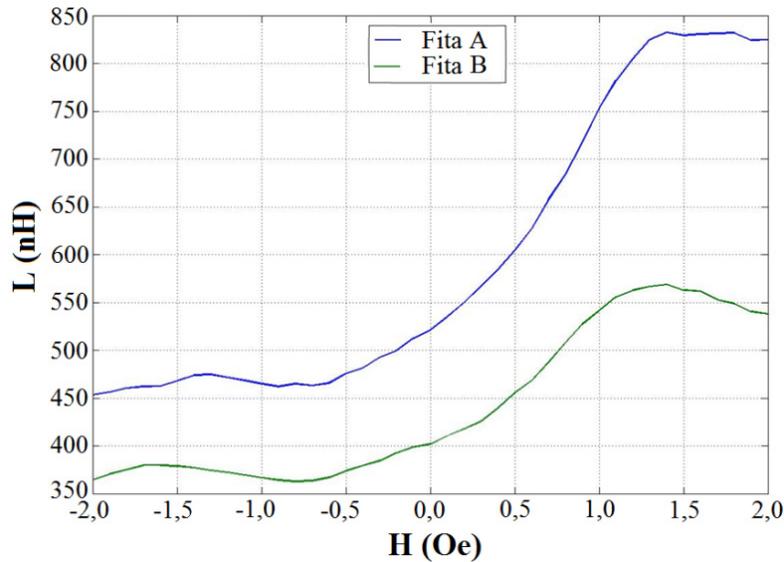


Figura 112 - Característica da componente indutiva da impedância em função do campo magnético, para as fitas GMI A e B.

Objetiva-se tornar a curva B similar a curva A, na região que começa em 0,3 Oe e se estende até 1,0 Oe. Assim, tendo em vista as Figs. 111 e 112 e o sistema de equações desenvolvido (eq. (81)), tem-se os seguintes parâmetros de interesse: $R_{F1a} = 0,9237 \Omega$, $L_{F1a} = 566,7 \text{ nH}$, $R_{F2a} = 0,9819 \Omega$, $L_{F2a} = 753,1 \text{ nH}$, $R_{F1b} = 1,0670 \Omega$, $L_{F1b} = 425,6 \text{ nH}$, $R_{F2b} = 1,0990 \Omega$, $L_{F2b} = 541,2 \text{ nH}$. Com tais parâmetros é possível resolver o sistema apresentado na eq. (81), obtendo-se:

$$\begin{cases} R_{aj} = -0,473\Omega \\ X_{aj} = -61,5963 \Rightarrow C = -\frac{1}{w^2 X_{aj}} = 41,123\mu F \end{cases} \quad (84)$$

Nota-se que esse circuito (Fig. 110), com uma reatância capacitiva e uma resistência negativa, é na verdade a primeira versão do circuito “amplificador da sensibilidade de fase”, apresentado na Fig. 93. Ou seja, percebe-se que caso se utilizem dois desses circuitos, um com a fita A e outro com a B, ajustando-os adequadamente, pode-se tanto amplificar as sensibilidades quanto homogeneizar as características de fase. A Fig. 113 exhibe as características de fase com a fita B conectada ao circuito da Fig. 110, sendo que a reatância e a resistência são dadas pelos valores obtidos na eq. (84).

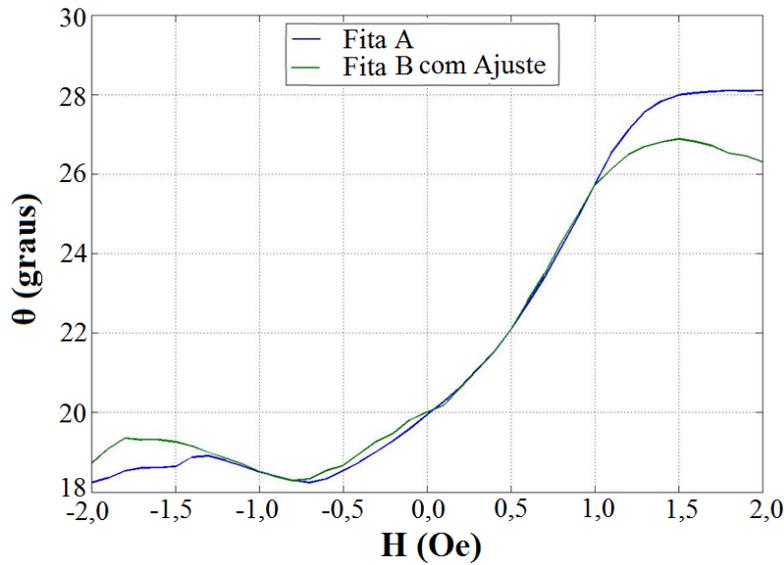


Figura 113 – Comparação das características de fase da fita A com as da fita B conectada ao “circuito homogeneizador”.

Por sua vez, a Fig. 114 exibe o erro, em graus, ponto-a-ponto entre as curvas de fase em função do campo magnético, da fita A em relação à fita B com ajuste (Fig. 113). A análise é apresentada na faixa de campos (0,3 Oe até 1,0 Oe) para a qual o ajuste foi aplicado.

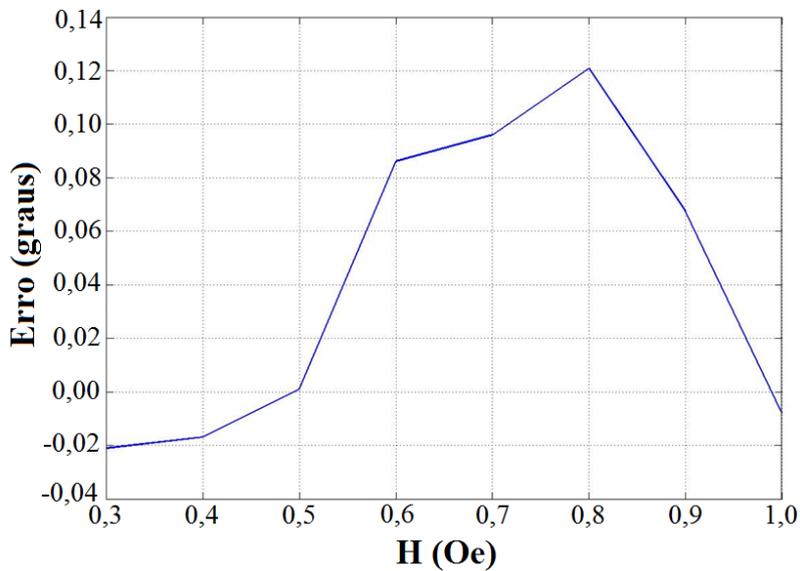


Figura 114 – Erro ponto-a-ponto na região homogeneizada entre as curvas de fase da fita A em relação à fita B conectada ao “circuito homogeneizador”.

Percebe-se, através das Figs. 113 e 114, que o procedimento de ajuste permite fazer com que duas fitas GMI com características de fase distintas apresentem comportamentos satisfatoriamente próximos.

Ainda, apresentam-se as Figs. 115 e 116, as quais indicam, respectivamente, a resistência equivalente e a indutância equivalente, obtidas após o ajuste da fita B, em comparação com a fita A e com a fita B antes da homogeneização.

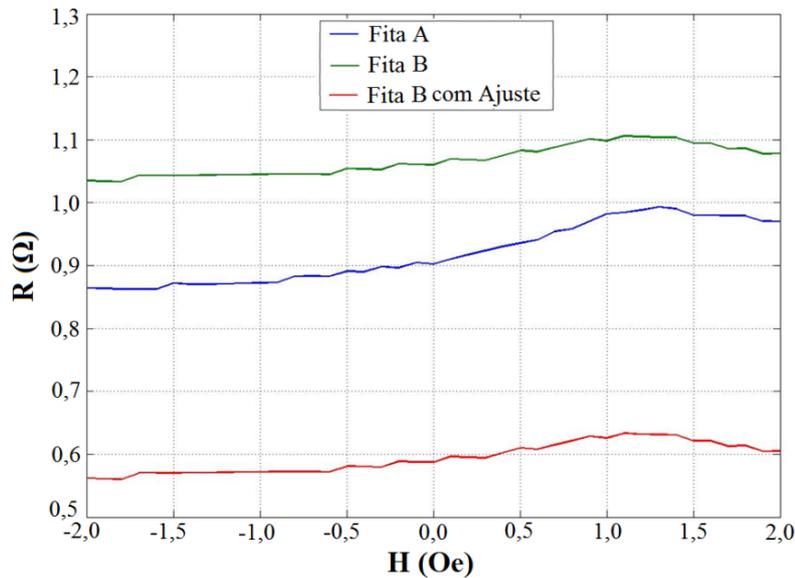


Figura 115 - Comparação das características da componente resistiva em função do campo magnético, entre as fitas: A, B e B conectada ao “circuito homogeneizador”.

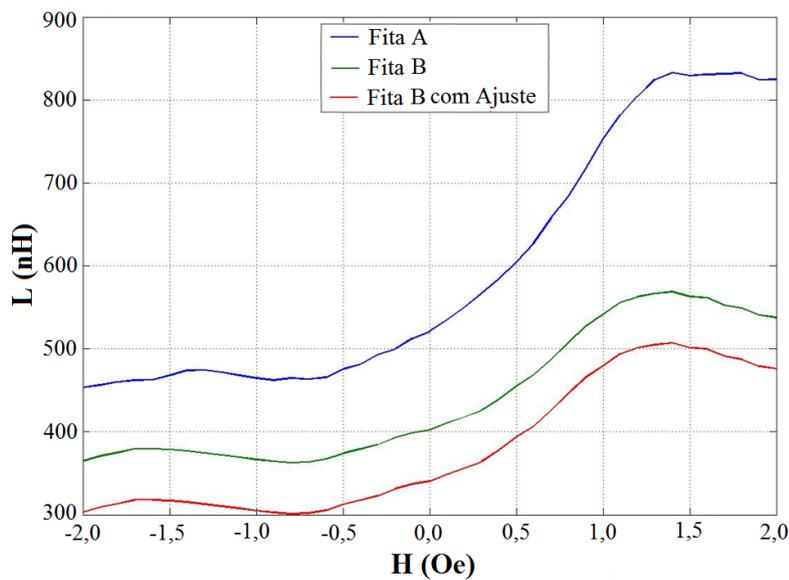


Figura 116 - Comparação das características da componente indutiva em função do campo magnético, entre as fitas: A, B e B conectada ao “circuito homogeneizador”.

Estes gráficos, Figs. 115 e 116, são interessantes, pois permitem verificar que, apesar, do método de homogeneização tornar a curva de fase da fita B similar a da fita A (na região na qual o ajuste foi aplicado), o mesmo não ocorre nem com a componente resistiva nem com a indutiva.

A fita A possui maior sensibilidade de fase do que a fita B. O método aplicado objetivou tornar o comportamento de fase da fita B similar ao da fita A, assim concluiu-se que se deveria utilizar um capacitor e uma resistência negativa em série com a fita B. No entanto, caso a finalidade fosse o inverso, ou seja, tornar o comportamento de fase da fita A similar ao da fita B, se deveria utilizar uma resistência positiva e um indutor em série com a fita A. Mais especificamente, ter-se-ia:

$$\begin{cases} R_{aj} = 0,762\Omega \\ X_{aj} = 105,7 \times 10^{-9} \Rightarrow L = X_{aj} = 105,7nH \end{cases} \quad (85)$$

A configuração gradiométrica, para fitas heterogêneas, pode ser implementada conectando cada fita GMI a um circuito como o exibido na Fig. 110 (com reatância capacitiva e resistência negativa) ou equivalentemente ao circuito exibido na Fig. 93. Dessa forma, consegue-se tanto amplificar a sensibilidade das amostras quanto homogeneizá-las. A Fig. 117 apresenta, de forma esquemática, a configuração gradiométrica.

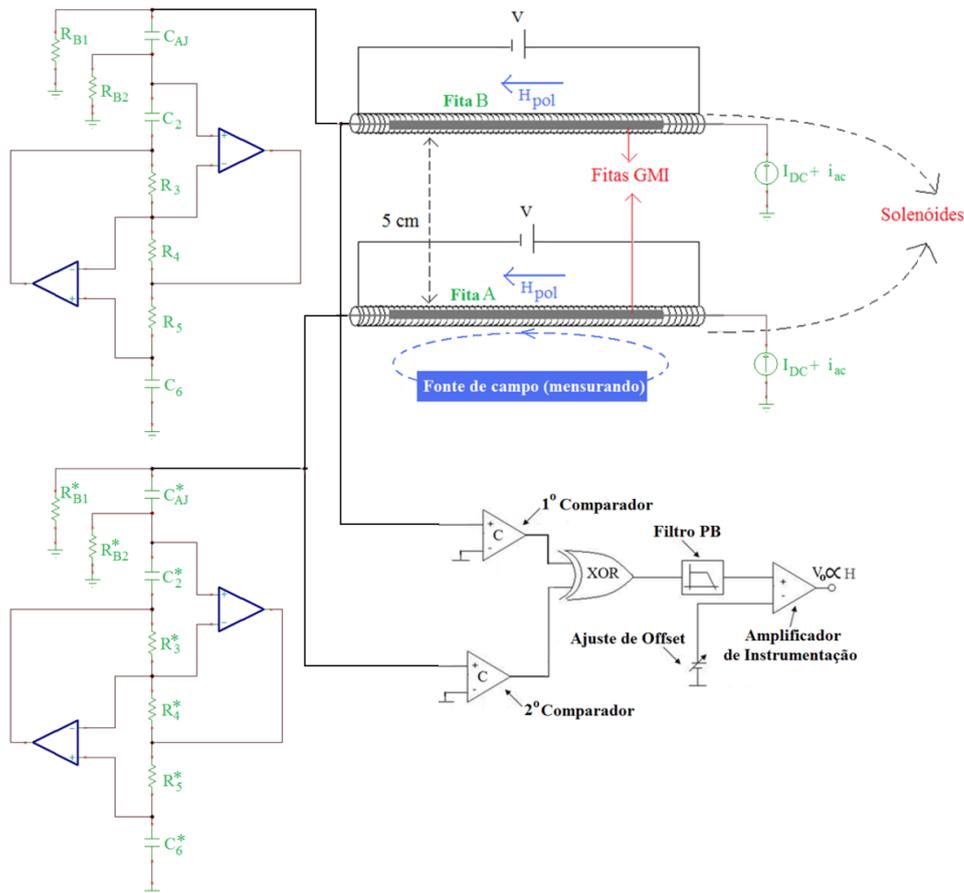


Figura 117 – Representação esquemática da primeira versão da configuração gradiométrica, com homogeneização e amplificação da sensibilidade de fase.

Destaca-se que, para ambas as fitas, os campos de polarização estão no mesmo sentido, objetivando que ambas as fitas apresentem variações de fase em função do campo magnético no mesmo sentido. Ainda, a resistência negativa (Z_{FDNR} e Z_{FDNR}^*) e a capacitância (C_{AJ} e C_{AJ}^*) devem ser ajustadas de forma a se obter a sensibilidade de fase desejada. Para fitas heterogêneas se tem que $Z_{FDNR} \neq Z_{FDNR}^*$ e $C_{AJ} \neq C_{AJ}^*$, pois os mesmos devem ser ajustados de forma a homogeneizar as variações de fase das fitas A e B.

Usando uma abordagem similar àquela que foi desenvolvida nessa subseção, poder-se-ia utilizar o circuito da Fig. 95 (segunda versão do circuito amplificador da sensibilidade de fase) com o propósito de tanto amplificar a sensibilidade de fitas GMI quanto para homogeneizar suas características de fase. Ainda, o mesmo poderia ser empregado numa configuração de leitura gradiométrica similar a da Fig. 117.

7.2. Configuração do Transdutor Magnético GMI para Leitura Triaxial

As fitas GMI utilizadas são do tipo LMI (Magnetoimpedância Longitudinal), conseqüentemente, as mesmas são sensíveis, apenas, à componente do campo magnético paralela ao comprimento das fitas. Na verdade, existe uma pequena dependência em relação às demais componentes. Porém, esta é ordens de grandeza inferior à dependência com relação à componente paralela ao comprimento, podendo ser considerada desprezível.

Dessa forma, uma estrutura capaz de realizar leitura triaxial pode ser obtida utilizando-se três fitas GMI e colocando-se o comprimento de cada fita sobre cada um dos eixos espaciais [37]. A Fig. 118 ilustra essa configuração, a qual, também, permite uma origem única e comum para o sistema de coordenadas.

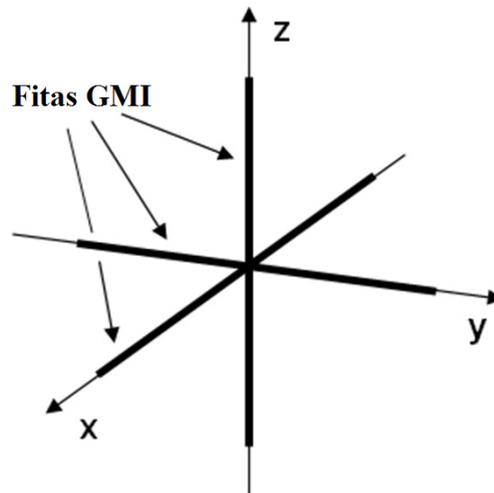


Figura 118 – Configuração, dos elementos sensores GMI, para leitura triaxial.

O campo de polarização necessário para fazer com que as fitas operem em seu ponto ótimo pode ser obtido por meio de um único enrolamento solenoidal que circunscreva as três fitas. Para tal finalidade, o eixo do solenóide deve estar inclinado em relação aos eixos espaciais sobre os quais as fitas estão dispostas, conforme a estrutura apresentada na Fig. 119.

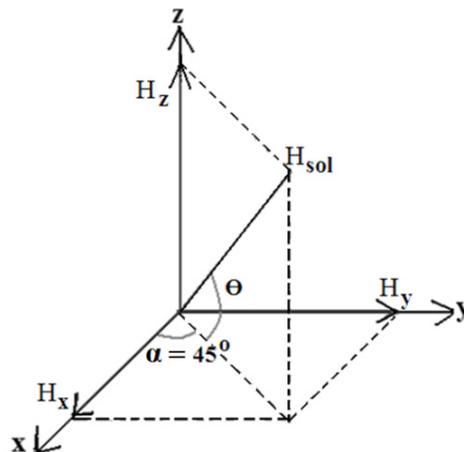


Figura 119 – Campo magnético do solenóide (H_{sol}) e suas componentes (H_x , H_y e H_z), responsáveis pela polarização das fitas GMI.

Pode ser facilmente demonstrado que um ângulo $\theta = 35,26^\circ$ (Fig. 119) permite que:

$$H_x = H_y = H_z = 0,577H_{sol} \quad (86)$$

Sendo que, por sua vez, o campo magnético no interior do solenóide (H_{sol}) pode ser definido como:

$$H_{sol}[Oe] = 10^4 B_{sol}[T] = \frac{10^4 \mu Ni}{L} \quad (87)$$

Assim, como para $\theta = 35,26^\circ$ as componentes H_x , H_y e H_z são idênticas, o campo de polarização ótimo das fitas pode ser, facilmente, ajustado através da corrente que atravessa o solenóide [37].

Para $\theta \neq 35,26^\circ$ e variando-se o ângulo α (Fig. 119), ou seja, rotacionando o solenóide, consegue-se alterar a relação de proporcionalidade entre H_x , H_y e H_z . Esta possibilidade pode ser útil, visto que cada fita pode demandar um campo de polarização diferente, por serem heterogêneas ou por estarem sujeitas a campos externos diferentes – p. ex. as componentes do campo terrestre não são iguais.

7.3. Protótipo Idealizado do Transdutor Magnético

O circuito eletrônico do transdutor magnético, baseado nas características de fase do efeito GMI, é apresentado na Fig. 120 e foi desenvolvido de forma a possibilitar: leitura uniaxial, ajuste da frequência da corrente de excitação entre 90 kHz e 110 kHz, ajuste da corrente CC de excitação das fitas, ajuste do ganho do

amplificador de instrumentação (11, 100, 991 e 4941), entre outros aspectos a serem discutidos nessa seção.

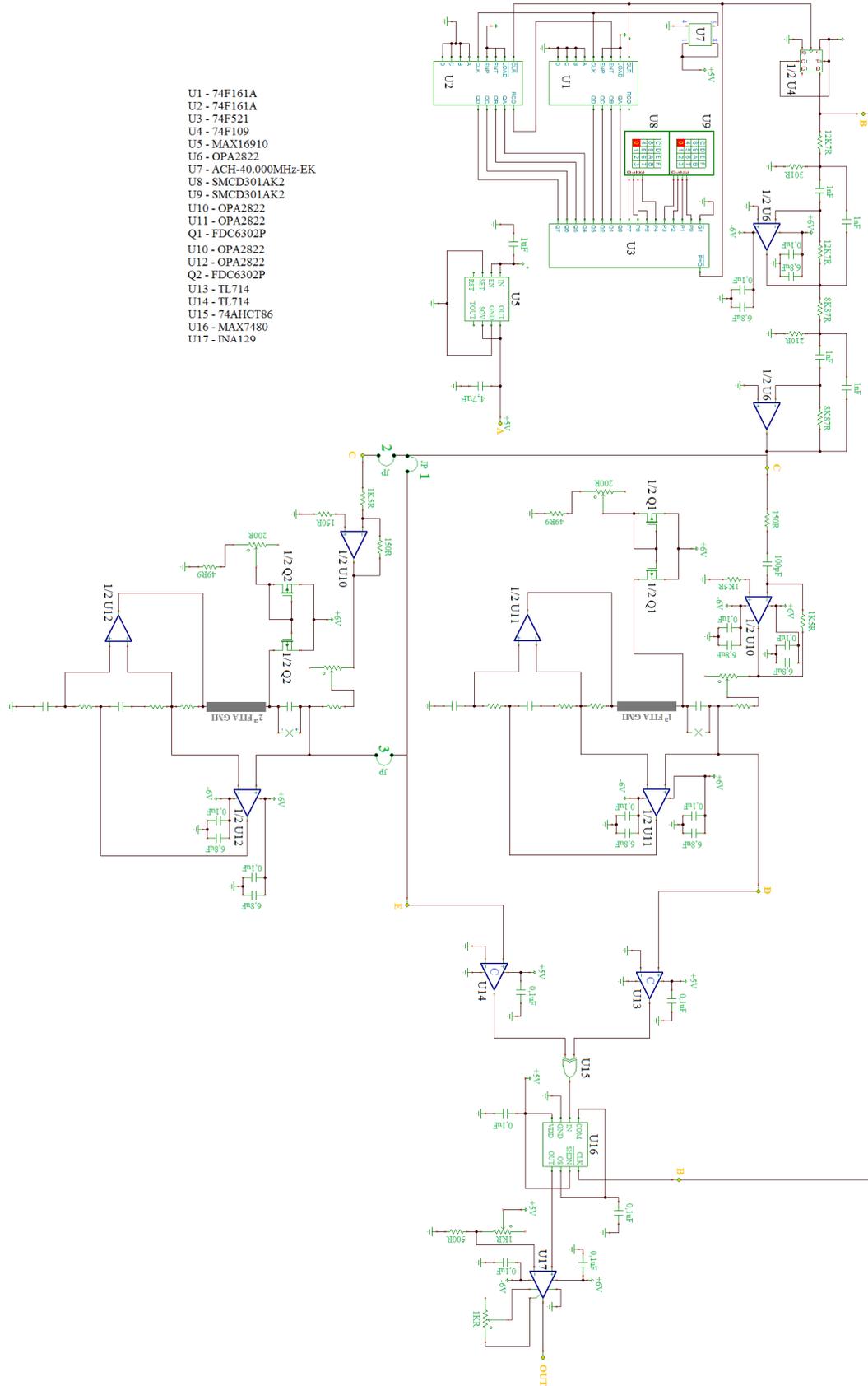


Figura 120 – Esquemático do circuito eletrônico idealizado para o magnetômetro GMI.

No entanto, algumas características podem ser ativadas ou desativadas em função da configuração dos *jumpers*, como indicado na Tabela 12.

Tabela 12 – Características, do circuito eletrônico, ativadas em função dos *jumpers*.

| Jumper 1 | Jumper 2 e 3 | Leitura Gradiométrica | Homogeneização da fase | Amplificação da sensibilidade de fase |
|----------------|----------------|-----------------------|------------------------|---------------------------------------|
| <i>Aberto</i> | <i>Fechado</i> | ATIVADA | ATIVADA | ATIVADA |
| <i>Fechado</i> | <i>Aberto</i> | DESATIVADA | DESATIVADA | ATIVADA |

O circuito é alimentado por uma fonte de tensão entre ± 6 V, porém, como a tensão máxima de alimentação de alguns dos componentes ativos é 5 V, utiliza-se um regulador de tensão (U5) configurado de forma a fornecer 5 V em sua saída.

A tensão CA é gerada por um oscilador a cristal U7 que produz uma onda quadrada entre 0V e 5V em 40MHz. Na sequência, essa onda é conectada ao clock de dois contadores binários síncronos cascadeados (U1 e U2), capazes de operar com clocks com frequências de até 120 MHz. Dessa forma, faz-se com que os contadores atuem como divisores da frequência de 40 MHz, sendo que o ajuste da frequência pode ser feito por meio das chaves hexadecimais (U8 e U9) conectadas às entradas de um comparador de 8 bits (U3), o qual, por sua vez, tem sua saída – A=B – ligada ao reset dos contadores (U1 e U2). Esta saída do comparador (U3), também, é conectada ao clock de um flip-flop JK (U4) configurado de forma a atuar como um estágio divisor por dois, o qual permite que a onda quadrada gerada tenha sempre um duty cycle de 50%. Logo, sendo KEY o valor (na base decimal) definido pelas chaves (U8 e U9), a frequência da onda quadrada gerada, na saída do flip-flop JK (U4), será dada por:

$$f = \frac{40MHz}{(2 \times KEY)} \quad (88)$$

Como o ponto de operação ótimo do circuito é em torno de 100 kHz, então KEY assumirá valores em torno de 200, ou C8 em hexadecimal. Ainda, para frequências em torno de 100 kHz, conseguem-se ajustes em passos de 500 Hz. Deve-se destacar que um oscilador (U7) com frequência maior propiciaria ajustes em passos menores.

Assim, a onda de saída de U4 estará com a frequência desejada, porém, ainda, é uma onda quadrada. Para transformá-la numa senóide propôs-se a inclusão de um filtro ativo passa-faixa de 4ª ordem, centrado em 100 kHz, implementado pelo amplificador operacional duplo U6. A ordem razoavelmente elevada é necessária devido à necessidade de se retirar de forma eficaz as componentes harmônicas produzidas pela onda quadrada – saída de U4. Deve-se garantir que a característica de módulo do filtro, na banda passante, seja quase plana, de forma que a amplitude da onda senoidal, gerada na saída do filtro, não dependa significativamente da frequência. A topologia adotada garante uma variação máxima de 1% na amplitude da senóide gerada, para frequências dentro da banda passante – de 90 kHz a 110 kHz. Ainda, na banda passante, o filtro atenua 10 vezes a amplitude da onda, pois esta deverá ser atenuada 100 vezes antes de excitar as fitas GMI – de forma a garantir níveis de corrente admissíveis.

O amplificador operacional duplo U10 tem um de seus AmpOp's configurado como um elemento defasador de 90° e atenuador de 10 vezes (em adição à atenuação de 10 vezes do filtro passa-faixa consegue-se a atenuação de 100 vezes). O outro AmpOp de U10 é configurado, apenas, como atenuador de 10 vezes. Assim, consegue-se excitar as fitas GMI com a frequência e a amplitude desejadas, sendo que a onda de excitação de uma das fitas está 90° defasada em relação à da outra – excitação em quadratura. Caso a onda de tensão, não esteja em quadratura, as transições (alto-baixo e baixo-alto) de ambas as entradas do XOR (U15) 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 (U15) opere numa região mais confortável, visto que as transições das entradas ficam mais espaçadas entre si. Esta situação é equivalente à discutida na seção 6.2.2.

Finalmente, chega-se ao estágio em que ocorre a amplificação da sensibilidade de fase, de acordo com a configuração introduzida e discutida na seção 6.4.3, no qual estão dispostas as fitas GMI. Para a primeira fita GMI o estágio é implementado com U11 e para a segunda fita com U12. A fonte de corrente indicada na Fig. 95 é, aqui, implementada por um espelho de corrente e utiliza transistores MOSFET casados canal P. Esta permite que se defina (entre 18 mA e 78 mA) o nível CC de corrente desejado, necessário para otimização do ponto de operação das fitas GMI, através de um potenciômetro de ajuste.

Ressalta-se que as fitas estão dispostas dentro de enrolamentos senoidais, de forma que se possa ajustar o campo magnético de polarização para fins de maximização da sensibilidade. Além disso, para a leitura gradiométrica, os campos de polarização devem estar dispostos no mesmo sentido.

O estágio de leitura inicia-se com os comparadores (U13 e U14) caracterizados pelos pequenos tempos de resposta (6 ns), de forma a evitar a introdução de ruído via *jitter*, e pela elevada faixa de tensões diferenciais de entrada ($\pm 5V$), de forma que se possa conectar suas entradas positivas aos pontos indicados na Fig. 120 – onde as amplitudes usuais são da ordem de volts. U13 e U14 são configurados como detectores de nulo e transformam as ondas senoidais de suas entradas positivas em ondas quadradas nas suas saídas. Estas ondas serão defasadas em função do campo externo ao qual as fitas GMI estão submetidas.

Por sua vez, as saídas dos comparadores (U13 e U14) são conectadas às entradas do XOR (U15), fazendo com que este gere em sua saída uma onda quadrada cujo *duty cycle* é função da defasagem entre as ondas de entrada. Ressalta-se que a frequência da onda de saída do XOR é o dobro da frequência das ondas de entrada.

Na sequência, a saída do XOR é conectada a um filtro passa-baixas (Butterworth) de 8ª ordem do tipo capacitor chaveado (U16). A frequência de corte do filtro é 100 vezes inferior a frequência da onda que entra em seu pino de clock. Por sua vez, este está conectado à saída de U4 e, como definido anteriormente, esta pode variar de 90 kHz a 110 kHz, fazendo com que a frequência de corte varie, respectivamente, de 900 Hz a 1100 Hz.

Na última etapa, se conecta a saída do filtro (U16) à entrada positiva de um amplificador de instrumentação (U17) de baixo ruído 1/f e com ganho ajustável através de um banco de resistores. A entrada negativa 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.

Dessa forma, a saída de tensão do circuito será proporcional à variação de fase das amostras GMI e, conseqüentemente, ao campo magnético externo. A configuração proposta, para o amplificador de instrumentação com ganho 1000 e com o ajuste do estágio amplificador da sensibilidade de fase de forma a propiciar à sensibilidade de $1125^\circ/Oe$ (vide seção 6.4.3), possui, por simulação, uma sensibilidade de 28680 V/Oe ou 286,8 mV/nT.

