

Projeto de Graduação



04 de agosto de 2015

# **TRANSDUTOR DE PRESSÃO ULTRASSENSÍVEL BASEADO NA LEITURA DE FASE DE SENSORES GMI**

Leticia Cristina Santos do Nascimento



[www.ele.puc-rio.br](http://www.ele.puc-rio.br)

# **TRANSDUTOR DE PRESSÃO ULTRASSENSÍVEL BASEADO NA LEITURA DE FASE DE SENSORES GMI**

**Aluna: Leticia Cristina Santos do Nascimento**

**Orientador: Eduardo Costa da Silva**

Trabalho apresentado com requisito parcial à conclusão do curso de Engenharia Elétrica na Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil.

## **Agradecimentos**

A Deus, que dentre tantas coisas me deu a capacidade de desenvolver este trabalho.

Aos meus pais e irmãos, por sempre acreditarem em meu potencial, pelo amor, apoio e incentivo.

Às amigas pelo incentivo quanto à conclusão deste curso e compreensão pelas minhas ausências.

Aos amigos feitos durante a graduação, pela ajuda e constante troca de conhecimentos.

Ao meu orientador, Eduardo Costa da Silva, pela infinita paciência e por guiar o meu desenvolvimento acadêmico.

## Resumo

Este projeto objetiva o desenvolvimento de um transdutor de pressão de alta sensibilidade, destinado a aplicações biomédicas. O método de transdução proposto utiliza uma estrutura mecânica que possibilita a conversão da grandeza pressão em campo magnético e, na sequência, utiliza um circuito eletrônico para conversão deste em tensão, por meio da leitura da fase da impedância de sensores GMI (Magnetoimpedância Gigante). Dentre as possíveis aplicações biomédicas destacam-se sua utilização no registro da onda de pulso arterial e na medição da velocidade de propagação da onda de pulso (VOP).

Ao longo do texto, são apresentadas e discutidas as características do circuito eletrônico projetado. A estrutura mecânica idealizada para o protótipo do transdutor de pressão é descrita. Os fatores que propiciaram um aumento de aproximadamente 16 vezes na sensibilidade do transdutor são destacados e comparados com protótipos previamente desenvolvidos. Tal melhoria é essencial para aplicações biomédicas, que comumente demandam medições de pequenas variações de pressão, com alta resolução.

**Palavras-chave: Transdutor de Pressão; Magnetoimpedância Gigante; Onda de Pulso Arterial; Fase da Impedância.**

## **Ultrasensitive Pressure Transducer Based on the Phase Reading of GMI Sensors**

### **Abstract**

This project aims at developing a high sensitivity pressure transducer, for biomedical applications. The proposed transduction method uses a mechanic structure that allows the conversion of pressure in magnetic field, and then an electronic circuit to convert it in voltage, by impedance phase readings of GMI (Giant Magnetoimpedance) sensors. Among possible biomedical applications, stand out the register of arterial pulse waves and the measurement of the arterial pulse wave velocity (PWV).

The characteristics of the designed electronic circuit are shown and discussed throughout the text. The mechanic structure idealized for the pressure transducer prototype is described. The aspects that led to an increase of about 16 times in the transducer sensitivity are pointed out, when compared to previously developed prototypes. This enhancement is essential for biomedical applications that usually require low pressure measurements, with high resolution.

**Keywords: Pressure Transducer; Giant Magnetoimpedance; Arterial Pulse Wave; Impedance Phase.**

1.	Introdução .....	9
1.1.	Magnetoimpedância Gigante .....	10
1.2.	GMI Assimétrica .....	11
1.3.	Aplicações do Transdutor de Pressão .....	13
2.	Caracterização Experimental .....	16
2.1.	Sistema de caracterização .....	17
2.2.	Medições experimentais .....	19
2.2.1.	Modelo elétrico da amostra GMI .....	22
3.	Projeto do Transdutor de Pressão .....	24
3.1.	Estrutura mecânica .....	24
3.2.	Circuito eletrônico .....	25
3.2.1.	Simulações computacionais .....	28
3.3.	Sensibilidade e Fundo de Escala do Transdutor de Pressão .....	37
4.	Conclusões e Trabalhos Futuros .....	39
5.	Referências Bibliográficas .....	40
6.	Anexos .....	44

## Lista de Figuras

Figura 1 - Processo de Magnetização de materiais ferromagnéticos: (a) desmagnetizado (b) magnetizado.....	9
Figura 2 - Medição do efeito MIL.....	11
Figura 3 - GMI(%) em função do campo magnético externo, variando-se a intensidade e o sentido de $I_{cc}$ .....	12
Figura 4 – Tipos de pulso arterial: (a) Normal; (b) Anacrótico; (c) Martelo d’água; (d) Dicrotício; e (e) Bisferiens.....	13
Figura 5 - Medição da VOP.....	14
Figura 6 - Fase da impedância de amostras GMI em função do campo magnético, submetidas a $i_c = [80 + 15 \text{ sen}(2\pi f t)]$ mA, com os seguintes comprimentos: (a) 1 cm, (b) 3 cm, (c) 5 cm e (d) 15 cm.....	16
Figura 7 - Fase da impedância de amostras GMI em função do campo magnético; para amostras com diversos comprimentos: (a) 1 cm, excitada por $i_c = [I_{cc} + 15 \text{ sen}(2\pi 10^5 t)]$ mA, (b) 3 cm, excitada por $i_c = [I_{cc} + 15 \text{ sen}(2\pi 2 \cdot 10^6 t)]$ mA, (c) 5 cm, excitada por $i_c = [I_{cc} + 15 \text{ sen}(2\pi 10^5 t)]$ mA e (d) 15 cm, excitada por $i_c = [I_{cc} + 15 \text{ sen}(2\pi 10^6 t)]$ mA.....	17
Figura 8 - Bobina de Helmholtz com a amostra GMI posicionada em seu centro.....	18
Figura 9 - Diagrama de Blocos do sistema de caracterização de amostras GMI.....	19
Figura 10 - Curvas de Histerese de Módulo (a) e Fase (b) da amostra GMI com 3 cm de comprimento, excitada por $i_c = [80 + 15 \text{ sen}(2\pi 100k t)]$ mA.....	20
Figura 11- Curvas Médias de (a) Módulo e (b) Fase da amostra GMI com 3 cm de comprimento, excitada por $i_c = [80 + 15 \text{ sen}(2\pi 100k t)]$ mA.....	21
Figura 12 - Região Linear da curva de fase.....	22
Figura 13 - Curvas Médias de (a) Resistência e (b) Indutância da amostra GMI com 3 cm de comprimento, excitada por $i_c = [80 + 15 \text{ sen}(2 \pi 100k t)]$ mA.....	23
Figura 14 - Representação esquemática da estrutura mecânica do transdutor de pressão.....	24
Figura 15 – Diagrama de blocos do circuito de transdução de campo magnético em tensão, baseado na variação de fase da amostra GMI, utilizado no transdutor de pressão desenvolvido.....	25
Figura 16 – Esquemático completo do circuito eletrônico proposto.....	26
Figura 17 – Tensões de saída do oscilador.....	28
Figura 18 – Corrente que passa pela amostra GMI.....	29
Figura 19 – Tensão de saída do conversor V/I.....	30
Figura 20 – Tensão na saída do filtro passa-altas.....	31
Figura 21 – Tensões de saída dos comparadores.....	32
Figura 22 – Tensão na saída do XOR.....	33
Figura 23 – Saída do Filtro Passa-baixas.....	34
Figura 24 – Tensões de entrada do Amplificador de Instrumentação.....	35
Figura 25– Tensão de saída do circuito eletrônico para diferentes valores de H em Oe, sendo eles: H=-1,0 em V(S); H=-0,9 em V(S)@2; H=-0,8 em V(S)@3; H=-0,7 em V(S)@4; H=-0,6 em V(S)@5; H=-0,5 em V(S)@6; H=-1,1 em V(S)@7; H=-1,2 em V(S)@8; H=-1,3 em V(S)@9; H=-1,4 em V(S)@10; H=-1,5 em V(S)@11.....	36

## Lista de Tabelas

Tabela 1 - Comparação do desempenho (fundo de escala e resolução) de Magnetômetros.....	10
Tabela 2 - Componentes ativos utilizados no circuito apresentado na Figura 16.....	25
Tabela 3 - Análise do comportamento do circuito desenvolvido em função de variações do campo magnético, dentro da região linear de operação, em passos de 0,1 Oe.....	37
Tabela 4 - Sensibilidade do transdutor de pressão.....	38

## 1. Introdução

O Laboratório de Pesquisa e Desenvolvimento em Eletrônica (LPDE) e o Laboratório de Biometrologia (LaBioMet), ambos pertencentes à PUC-Rio, têm trabalhado no desenvolvimento de transdutores baseados no fenômeno da magnetoimpedância gigante (GMI – *Giant Magnetoimpedance*), destinados a aplicações biomédicas. A maioria dos transdutores GMI previamente desenvolvidos tanto pelo grupo de pesquisa da PUC-Rio, quanto por outros grupos de pesquisa ao redor do mundo eram baseados na leitura das características de módulo da impedância das amostras GMI [1-4]. Entretanto, trabalhos recentes indicaram que o desenvolvimento de transdutores baseados na leitura da fase da impedância tem potencial para propiciar melhoras significativas na sensibilidade [5-7].

Neste trabalho são descritas as alterações evolutivas de um transdutor de pressão, baseado em elementos sensores GMI, destinado à detecção de ondas de pulso arterial [7]. Em trabalhos anteriores [1-3], foi desenvolvido um protótipo baseado na leitura das características de módulo dos sensores GMI. Por sua vez, aqui se propõe o emprego de um circuito eletrônico de transdução baseado na leitura de fase da impedância, a fim de se obter uma maior sensibilidade. Tendo em vista sua aplicação biomédica, este equipamento requer elevada exatidão, não-invasividade, inocuidade, baixo custo de fabricação e operação, além de baixa complexidade de operação [8-9].

Sensores magnéticos detectam alterações e distúrbios em um campo magnético, como: fluxo, intensidade e direção. Eles desempenham um papel muito importante para a tecnologia moderna, sendo usados em diversas aplicações, como: sensores de posição [10], pesquisa espacial e aplicações aeroespaciais [11-14], controle de tráfego [15], detecção de fissuras em materiais [16-17], sistemas de navegação [18] e aplicações biomédicas [3,19-20].

O processo de magnetização de um material ferromagnético – representado na Figura 1 – está intimamente relacionado com a sua estrutura magnética interna, ou seja, com a forma pela qual sua magnetização está distribuída por seu volume. No interior do material podem existir subdivisões magnéticas em diferentes direções. Cada subdivisão é chamada de domínio magnético. Esses domínios tendem a se alinhar quando o material está submetido a um campo magnético externo. O alinhamento recebe o nome de magnetização [2].

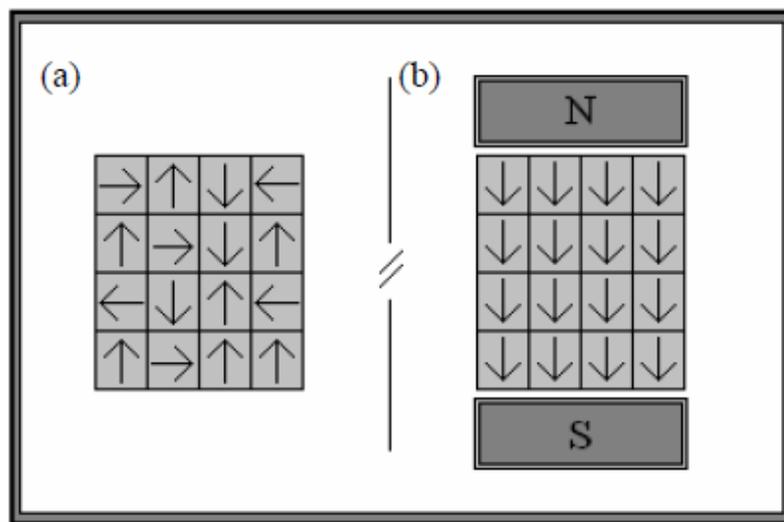


Figura 2 - Processo de Magnetização de materiais ferromagnéticos: (a) desmagnetizado (b) magnetizado.

Atualmente, existem diversas famílias de sensores magnéticos dentre os quais destacam-se: Bobina, *Fluxgate*, Bombeamento óptico, pressão nuclear, *Superconducting Quantum Interference Device* (SQUID), Efeito Hall, Magnetoresistivo, Magnetodiodo, Magnetotransistor, Fibra-óptica, Magneto-óptico e Magnetoimpedância Gigante (GMI) [11-13]. Por sua vez, na Tabela 1 são apresentados os valores típicos de resolução e fundo de escala das principais famílias de sensores magnéticos.

Tabela 1 - Comparação do desempenho (fundo de escala e resolução) de Magnetômetros.

Magnetômetros	Densidade de Fluxo Magnético Detectável: (T)									
	10 <sup>-14</sup>	10 <sup>-12</sup>	10 <sup>-10</sup>	10 <sup>-8</sup>	10 <sup>-6</sup>	10 <sup>-4</sup>	10 <sup>-2</sup>	10 <sup>0</sup>	10 <sup>2</sup>	
Bobina										
Fluxgate										
Bombeamento Óptico										
Precessão Nuclear										
SQUID										
Efeito Hall										
Magnetoresistivo										
Magnetodiodo										
Magnetotransistor										
Fibra-óptica										
Magneto-óptico										
Magnetoimpedância Gigante (GMI)										

Os magnetômetros podem ser subdivididos em dois grupos: escalares (medem apenas o módulo do campo) e vetoriais (conseguem medir separadamente cada uma das componentes do campo). Dentre os citados na Tabela 1, somente os baseados em Bombeamento Óptico e Precessão Nuclear podem ser classificados como escalares, os demais são vetoriais.

### 1.1. Magnetoimpedância Gigante

A Magnetoimpedância Gigante (GMI – *Giant Magnetoimpedance*) é uma das tecnologias de detecção de campos magnéticos mais recentes. Apesar de ter sido observada em 1935 [1], só atraiu a atenção dos pesquisadores na década de 1990, quando passaram a enxergar seu grande potencial [11-12]. Mesmo encontrando-se ainda em fase de desenvolvimento, já foi usada para diversas aplicações, dentre as quais se podem destacar: detectores de presença [26], controle de processos industriais [27], pesquisa espacial e aplicações aeroespaciais [11-14], sistemas de navegação [18], memórias de alta densidade e HDs [28], controle de tráfego [15], detecção de fissuras em materiais [16-17], microfluídica [29] e aplicações biológicas e biomédicas [3,19-20].

O Fenômeno GMI consiste em uma grande variação da impedância elétrica de determinado material ferromagnético, em função do campo magnético. Este efeito é induzido ao se excitar o material com uma corrente alternada ao longo de seu comprimento. A corrente produz um campo magnético transversal que magnetiza a amostra, aumentando sua permeabilidade. Este processo prossegue até que o campo magnético externo seja suficientemente elevado a ponto de rotacionar os domínios magnéticos, reorientando-os ao longo de sua direção. A dependência da permeabilidade magnética com o campo magnético externo e com a corrente aplicada na amostra modifica a profundidade de penetração de corrente dentro do material e, conseqüentemente, sua impedância [30-33].

A impedância de amostras GMI é afetada diferentemente por cada uma das componentes do campo magnético ao qual a amostra é submetida. Dessa forma, pode-se avaliar o comportamento da impedância em função de campos aplicados de forma perpendicular à amostra (MIP – Magnetoimpedância Perpendicular), transversal (MIT – Magnetoimpedância Transversal) ou longitudinal (MIL – Magnetoimpedância Longitudinal). Neste trabalho, será usado o tipo longitudinal, pois é o que apresenta maior variação da impedância com o campo externo aplicado [1].

Conforme apresentado na Figura 2, na medição do efeito MIL aplica-se um campo magnético externo ( $H$ ) em paralelo ao comprimento da amostra em forma de fita, a qual é excitada por uma corrente alternada ( $I$ ). Nesta configuração, verifica-se que a diferença de potencial ( $V$ ) nas extremidades da amostra varia em função de  $H$ , indicando uma dependência da impedância do material com o campo.

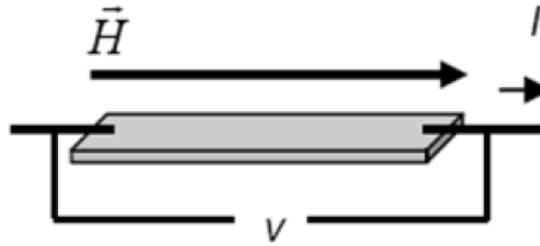


Figura 2 - Medição do efeito MIL.

Dessa forma, o valor da impedância  $Z_{sens}(H)$  da amostra GMI pode ser obtido pela expressão [30,33]:

$$Z_{sens}(H) = \frac{|V|e^{j\theta_V}}{|I|e^{j\theta_I}} = \frac{|V|}{|I|} e^{j\theta_{sens}} = |Z_{sens}| e^{j\theta_{sens}} = R_{sens}(H) + jX_{sens}(H), \quad (1)$$

onde:  $|V|e^{j\theta_V}$  e  $|I|e^{j\theta_I}$  são respectivamente diferença de potencial nas extremidades da amostra e corrente de excitação, expressas na forma fasorial. Por sua vez,  $R_{sens}(H)$  é a parte real da impedância complexa e  $X_{sens}(H)$  a parte imaginária.

## 1.2. GMI Assimétrica

Em geral, a curva de variação da impedância de um sensor GMI com o campo magnético externo  $H$  é simétrica em relação ao campo, mas alguns fatores podem induzir assimetria na curva GMI. Tal comportamento é denominado Magnetoimpedância Gigante Assimétrica (AGMI – *Asymmetric Giant Magnetoimpedance*). Três meios de indução são destacados na literatura: campos magnéticos CA [32,35-37], *Exchange Bias* [30,32,38-39] e corrente CC [30,32,40-42]. Quando apropriadamente ajustado, este efeito pode ser utilizado para se maximizar a sensibilidade das amostras. Buscando tirar proveito de tal aspecto, no presente trabalho, induziu-se assimetria por meio de adição de níveis de corrente CC.

A técnica consiste em sobrepor uma corrente CC à corrente CA já presente (necessária para o efeito GMI), o que altera a forma da curva GMI em função do campo magnético. A GMI(%) é uma figura de mérito amplamente utilizada na literatura para avaliação da variação do módulo da impedância ( $|Z_{sens}|$ ) de amostras GMI, em função do campo magnético ( $H$ ). Define-se a GMI(%) como

$$GMI(\%) = \left[ \frac{|Z_{sens}(H)| - |Z_{sens}(H_{max})|}{|Z_{sens}(H_{max})|} \right] \cdot 10^2 \quad (2)$$

onde:  $H_{max}$  é um campo magnético suficientemente alto, para o qual pode-se admitir que  $|Z_{sens}|$  está saturado.

A Figura 3 exibe um exemplo típico de efeito AGMI induzido por níveis de corrente CC,  $I_{CC}$ .

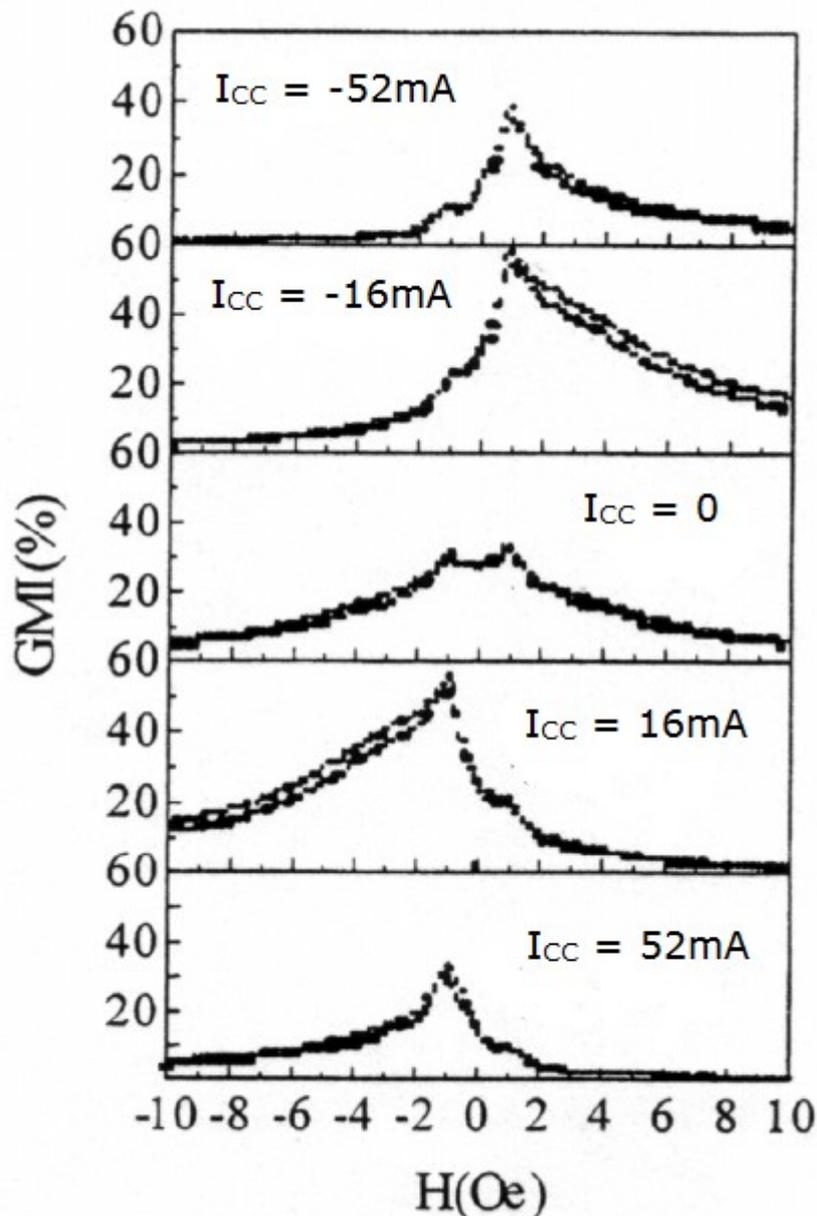


Figura 3 - GMI(%) em função do campo magnético externo, variando-se a intensidade e o sentido de  $I_{CC}$ .

Observando-se a Figura 3, nota-se um comportamento quase simétrico para  $I_{CC}$  igual a zero. Entretanto, ao variar  $I_{CC}$  percebe-se a emergência de um comportamento assimétrico. Em particular, para o exemplo aqui ilustrado, ao se ao aumentar o nível CC de corrente de 0 mA para 16 mA, o GMI(%) aumenta. Entretanto, quando eleva-se ainda mais o nível CC de corrente de 16 mA para 52 mA, o GMI(%) decai. Conseqüentemente, é possível inferir que existe um nível bem definido de  $I_{CC}$  para o qual se consegue maximizar o GMI(%).

Outro aspecto relevante sobre o qual se pode concluir por inspeção da Figura 3 é que, ao se inverter o sentido da corrente CC, as curvas de GMI(%) em função do campo magnético externo são espelhadas em relação a  $H = 0$  Oe.

## 1.3. Aplicações do Transdutor de Pressão

O transdutor de pressão em desenvolvimento destina-se primariamente a detecção de ondas de pulso arterial e a medição de sua velocidade de propagação.

O pulso arterial é uma onda de pressão dependente da ejeção ventricular esquerda, sendo que sua medição pode dizer muito sobre a quantidade de sangue bombeado, o estado da parede arterial, alterações vasculares e miocárdicas, etc. Conseqüentemente, a análise de tal parâmetro é muito importante para a avaliação do fator de risco cardiovascular em pacientes com hipertensão [43].

Existem algumas alterações morfológicas no padrão normal da onda de pulso (Figura 4(a)), que estão diretamente associadas a certas patologias apresentadas pelo paciente. Podem-se destacar [44-45]:

- Pulso Anacrótico (Figura 4(b)) - É aquele que se eleva em platô lentamente. Caracteriza a estenose aórtica valvular.
- Pulso Martelo D'água ou Célere (Figura 4(c)) - a principal característica é aparecer e sumir com rapidez. Decorre do aumento da pressão diferencial. Pode significar insuficiência aórtica.
- Pulso Dicrotíco (Figura 4(d)) - Apresenta uma dupla onda em cada pulsação, a primeira mais intensa e mais nítida, é seguida de outra de menor intensidade e que ocorre imediatamente depois. Pode significar obstruções valvulares.
- Pulso Bisferiens (Figura 4(e)) - se percebe também uma dupla sensação, mas neste caso as duas ondulações aparecem no ápice da onda de pulso. Pode significar miocardiopatia hipertrófica.

A Figura 4 apresenta os aspectos morfológicos das formas de onda aqui mencionadas.

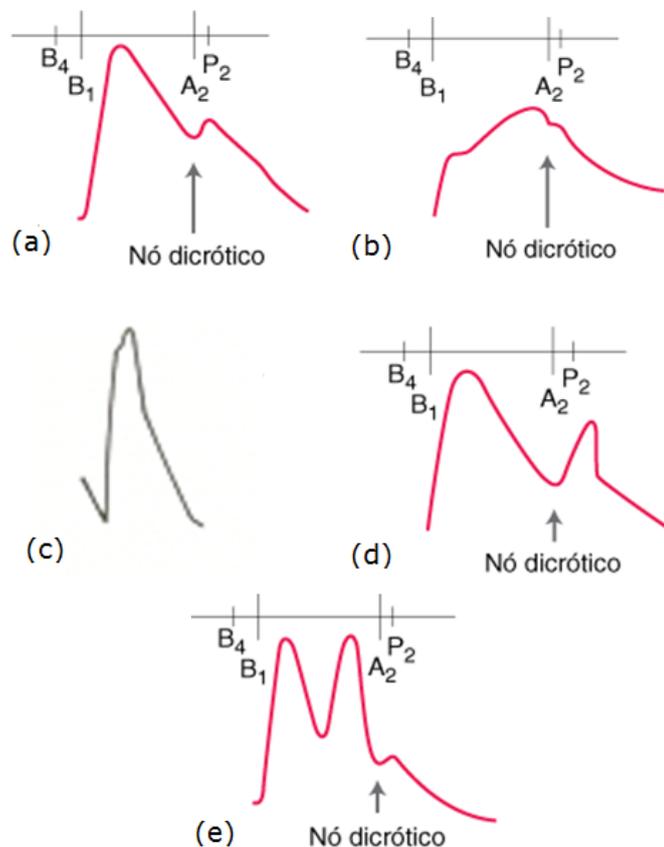


Figura 4 – Tipos de pulso arterial: (a) Normal; (b) Anacrótico; (c) Martelo d'água; (d) Dicrotíco; e (e) Bisferiens.

Enquanto a pressão arterial é um valioso indicador de hipertensão, a VOP (Velocidade de Onda de Pulso) fornece mais detalhes. Para realizar-se uma medição de VOP ao longo de um segmento arterial AB, com tamanho conhecido, é necessário medir o atraso de tempo ( $dT$ ) entre as ondas nos pontos A e B; conforme indicado na Figura 5 [7]. Assim, a VOP pode ser expressa como

$$VOP = \frac{AB}{dT} \quad (3)$$

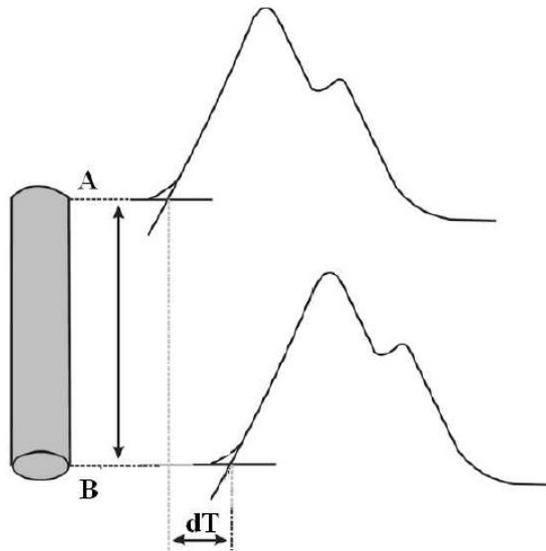


Figura 5 - Medição da VOP.

A análise da VOP é amplamente reconhecida pela Sociedade Européia de Hipertensão como parte integrante do diagnóstico e tratamento da hipertensão arterial (isto é, pressão alta). Através dessa análise, é possível determinar se o sistema vascular está funcionando corretamente, sem qualquer limitação que possa produzir riscos à saúde. Um coração saudável fornece oxigênio e nutrientes de forma eficaz para todo o corpo, enquanto bombeia resíduos para os rins, fígado e pulmões, para que sejam removidos. Para que isso ocorra as artérias devem estar em boas condições [43-46].

É comprovada a correlação entre a VOP e as doenças cardiovasculares. Indivíduos que apresentam uma VOP superior a 12 m/s apresentam um risco de mortalidade cardiovascular multiplicado por 5,9 em relação àqueles com uma VOP inferior a 10 m/s [44].

Existem outras inúmeras aplicações para transdutores de pressão, cada qual com requisitos específicos de resolução e fundo de escala. Tais dispositivos podem ser empregados em aviões, carros, instrumentos meteorológicos e qualquer máquina possua parâmetros dependentes da pressão. Alguns exemplos são:

- **Sensor de Pressão:** A medida de interesse é a pressão, ou seja, força por unidade de área [44].
- **Sensor de Altitude:** Utilizado em aviões, foguetes, satélites [48]. A altitude  $h$  é inferida por meio da razão entre a pressão  $P$ , medida na altura  $h$ , e a pressão de referência (atmosférica)  $P_{ref}$ . Mais especificamente, a definição de  $h$ , em pés (*feet*), é dada por:

$$h = 1 - \left( \frac{P}{P_{ref}} \right)^{0,190284} \times 145366,45 \quad (4)$$

Esta equação é calibrada por um altímetro que pode variar até 11 km de altitude. Para valores mais altos, é introduzida uma margem de erro definida pelo tipo de sensor de pressão empregado, que passa a considerar a variação de temperatura. Sensores de pressão barométricos chegam a ter uma resolução de menos de 1 metro, sendo melhores que um GPS [49].

- **Sensor de Fluxo:** Medidor de fluxo feito a partir de um sensor de pressão em conjunto com o efeito Venturi [50]. A pressão diferencial é medida entre dois segmentos de um tubo Venturi com diferentes aberturas. A diferença de pressão entre os dois tubos é diretamente proporcional ao fluxo dentro do tubo. Usualmente é utilizado como sensor para baixas pressões, já que a diferença de pressão entre os tubos é relativamente pequena.
- **Sensor de Nível/Profundidade:** Utilizado para calcular o nível de um fluido. Esta técnica é comumente empregada para medir a profundidade de um corpo submerso (um mergulhador ou submarino, por exemplo) ou o nível de algum fluido em um tanque. De forma mais abrangente, o nível de um fluido é diretamente proporcional à pressão, conforme definido pela eq. (5). Por exemplo, no caso da água, nas condições normais de temperatura e pressão (CNTP), tem-se que  $1 \text{ mmH}_2\text{O} = 9,81 \text{ Pa}$ .

$$P = \rho gh \quad (5)$$

onde:  $P$  é a pressão,  $\rho$  representa a densidade do fluido,  $g$  indica a gravidade e  $h$  se refere a altura da coluna de fluido.

Existem também transdutores de pressão projetados para fins específicos, onde os meios são hostis, como compressores, combustores e turbinas a gás. Eles têm que ser capazes de lidar com pressões, temperaturas e tensões cíclicas e fornecer informações confiáveis sobre as mesmas. Dentre as quais, destacam-se: curva pressão-volume, compressão/tensão da haste, pressão de sucção/descarga, alerta de falhas de vedação, etc. Alguns exemplos destes transdutores são [51]:

- **Transdutor de Pressão de Cilindro:** Utilizado para o monitoramento contínuo, em tempo real, do desempenho do cilindro em compressores alternativos [52].
- **Transdutor de Instabilidade de Combustão em Turbinas a Gás:** Projetados especificamente para monitorar as pulsações da pressão do combustor, as quais são parâmetros indicativos de instabilidades de combustão ("zumbido") em turbinas a gás [53].

## 2. Caracterização Experimental

A sensibilidade do transdutor de pressão GMI está diretamente relacionada à sensibilidade do sensor GMI, a qual é afetada por uma série de parâmetros como amplitude, frequência e nível CC da corrente de excitação; dimensões (comprimento, largura, espessura) das amostras GMI; campo magnético de polarização (gerado por uma fonte externa); entre outros [30].

A corrente de excitação,  $i_c$ , usada para condicionar a amostra é definida por

$$i_c = I_{CC} + I_{CA} \cdot \text{sen}(2\pi f t), \quad (6)$$

onde  $I_{CC}$  é o nível CC da corrente  $i_c$ ,  $I_{CA}$  é a amplitude e  $f$  é a frequência da componente alternada (CA) de  $i_c$ .

A fim de se otimizar a sensibilidade do transdutor, é preciso definir o conjunto de parâmetros responsável por maximizar a sensibilidade de fase  $S_{fase}$  do sensor GMI, a qual é dada por

$$S_{fase} = \frac{d\theta_{sens}(H)}{dH} \quad (7)$$

Em trabalhos anteriores [1-3], foram caracterizadas amostras GMI em forma de fita, com composição química  $Co_{70}Fe_5Si_{15}B_{10}$ , espessura média de 60  $\mu\text{m}$ , largura de 1,5 mm, e quatro comprimentos diferentes, 1 cm, 3 cm, 5 cm e 15 cm. O comportamento de módulo e fase destas amostras foi inspecionado para correntes com níveis CC variando entre 0 mA e 100 mA, e com frequências de 75 kHz a 30 MHz. A influência da corrente CA de excitação também foi analisada, sendo que se percebeu que variações deste parâmetro em torno de 15 mA pouco afetavam o comportamento de fase.

As Figuras 6 e 7 mostram algumas das curvas características da impedância de fase  $\theta_{sens}(H)$  das amostras GMI, em função do campo magnético  $H$ , para os quatro comprimentos de amostra. A Figura 6 explicita a dependência da fase com a frequência da corrente de excitação. Por sua vez, a Figura 7 indica a dependência da fase com o nível CC da corrente de excitação.

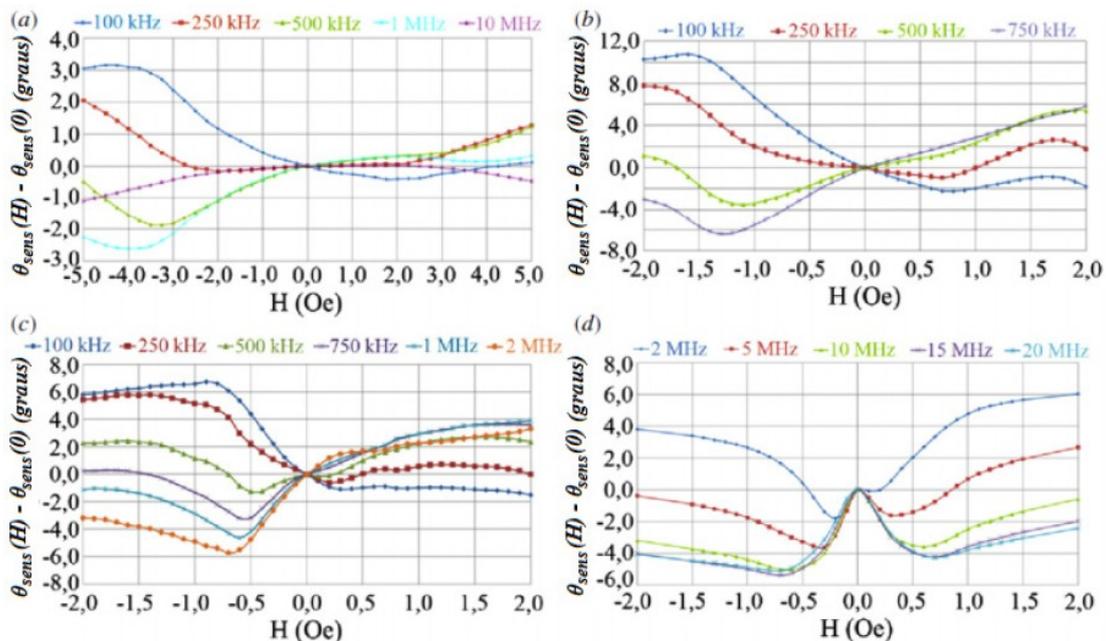


Figura 6 - Fase da impedância de amostras GMI em função do campo magnético, submetidas a  $i_c = [80 + 15 \text{sen}(2\pi f t)]$  mA, com os seguintes comprimentos: (a) 1 cm, (b) 3 cm, (c) 5 cm e (d) 15 cm.

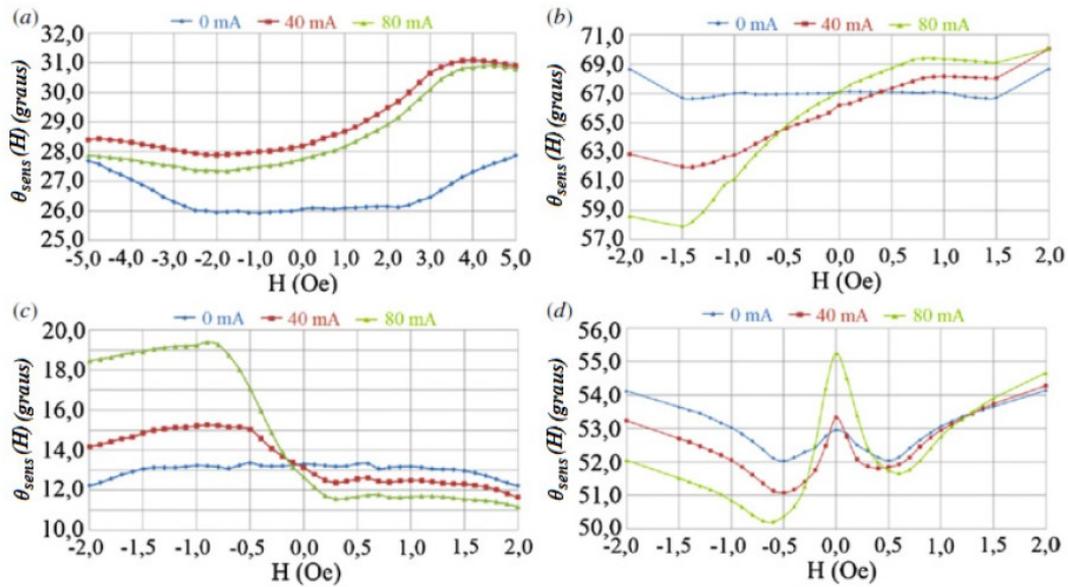


Figura 7 - Fase da impedância de amostras GMI em função do campo magnético; para amostras com diversos comprimentos: (a) 1 cm, excitada por  $i_c = [I_{cc} + 15 \text{ sen}(2\pi \cdot 10^5 t)]$  mA, (b) 3 cm, excitada por  $i_c = [I_{cc} + 15 \text{ sen}(2\pi \cdot 10^6 t)]$  mA, (c) 5 cm, excitada por  $i_c = [I_{cc} + 15 \text{ sen}(2\pi \cdot 10^5 t)]$  mA e (d) 15 cm, excitada por  $i_c = [I_{cc} + 15 \text{ sen}(2\pi \cdot 10^6 t)]$  mA.

Observando-se a Figura 6 percebe-se que para a faixa de frequências analisada, a sensibilidade máxima ocorre para duas frequências: uma da ordem de quilohertz e outra em torno de alguns megahertz. Por sua vez, os resultados apresentados na Figura 7 indicam que o efeito AGMI está associado aos níveis CC da corrente de excitação, os quais afetam significativamente a sensibilidade de fase. Isto significa que, quando apropriadamente selecionado, a adição de nível CC a uma corrente de excitação puramente alternada pode elevar consideravelmente a sensibilidade das amostras GMI.

Dentre os comprimentos analisados, observou-se que a amostra de 3 cm foi aquela que apresentou a melhor sensibilidade específica de fase, definida como a sensibilidade dividida pelo respectivo comprimento da amostra associada. Conseqüentemente, optou-se pela utilização de amostras com 3 cm de comprimento no presente trabalho. Por sua vez, decidiu-se excitar tal amostra com uma corrente com 80 mA de nível CC superposta a uma componente senoidal com 15 mA de amplitude e 100 kHz de frequência; visto que esta foi a combinação de parâmetros de condicionamento responsável pela maximização da sensibilidade de fase.

## 2.1. Sistema de caracterização

O sistema de caracterização empregado nas medições experimentais das características de módulo e fase das amostras GMI é composto pelas seguintes partes principais: uma Bobina de Helmholtz para a geração do campo magnético de excitação das amostras; um medidor RLC (4285A, Agilent), responsável por excitar eletricamente a amostra com a corrente desejada e medir sua impedância; e uma fonte de corrente para excitar a Bobina de Helmholtz, propiciando o ajuste/controle do campo magnético gerado [1-2].

O campo magnético  $H$  gerado no centro de uma bobina de Helmholtz, em função da corrente  $I$  que atravessa a bobina, é dado por

$$H = \frac{8NI}{5\sqrt{5}R} \quad (8)$$

onde  $N$  é o número total de espiras em cada bobina e  $R$  é o raio das bobinas.

A Bobina de Helmholtz utilizada possui 48 espiras, em cada bobina, e um raio de 15 cm. Logo, tem-se que o campo magnético  $H$  (em oersteds) em seu centro, em função da corrente  $I$  (em amperes) que atravessa a bobina, é dado aproximadamente por

$$H \cong 2,87.I. \quad (9)$$

A Figura 8 apresenta a Bobina de Helmholtz utilizada no processo de caracterização, com uma amostra GMI, em forma de fita, disposta em seu centro.

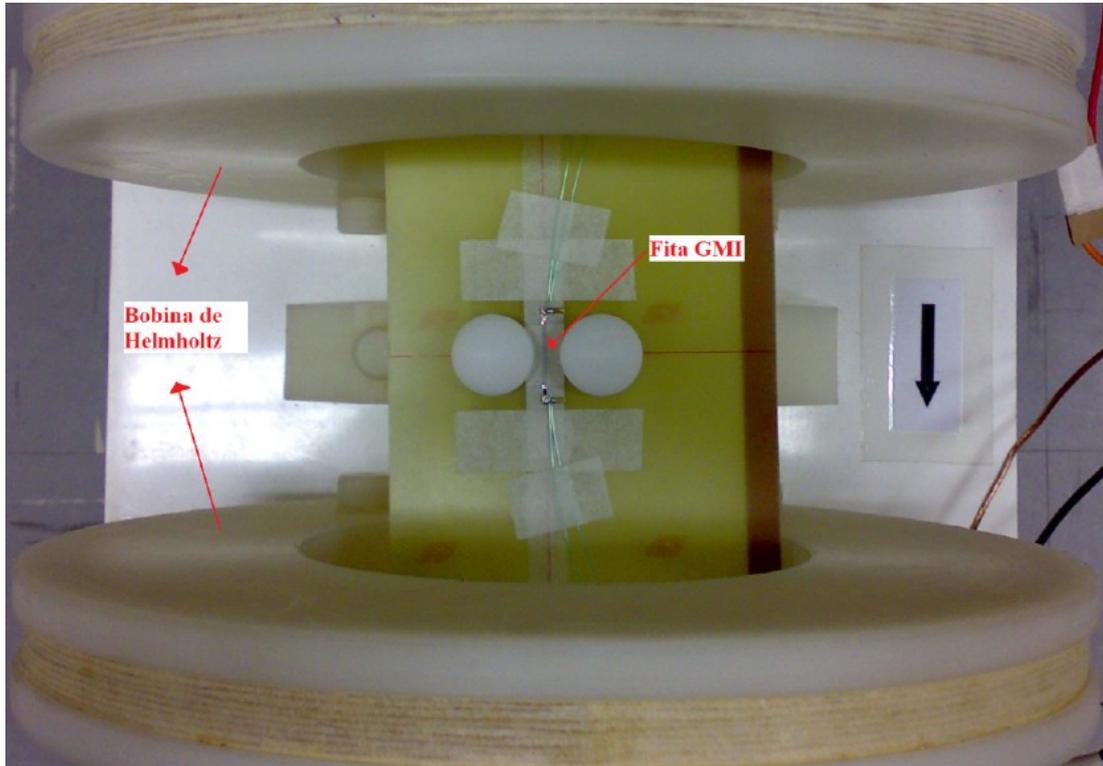


Figura 8 - Bobina de Helmholtz com a amostra GMI posicionada em seu centro.

O oersted (Oe) é a unidade de campo magnético do sistema CGS (*Centimetre-Gram-Second System of Units*), sendo comumente utilizada na literatura do efeito GMI. Por sua vez, a unidade SI (*International System of Units*) de campo magnético é o ampère por metro ( $A\ m^{-1}$ ), o qual se relaciona com o oersted por meio de

$$1Oe \cong \frac{1}{4\pi} \cdot 10^3 Am^{-1}. \quad (10)$$

Conforme indicado na Figura 8, o sensor GMI é posicionado no centro da Bobina de Helmholtz, de forma que o campo gerado pela bobina seja longitudinal ao seu comprimento. A amostra GMI utilizada é do tipo MIL, sendo conseqüentemente pouco sensível a campos perpendiculares. Dessa forma, a fim de minimizar a influência do campo magnético da Terra, o conjunto Bobina-amostra é posicionado perpendicular a ele. Uma bússola é utilizada para auxiliar o ajuste de posição. O diagrama de blocos apresentado na Figura 9 representa de forma simplificada o sistema de caracterização descrito nesta seção.

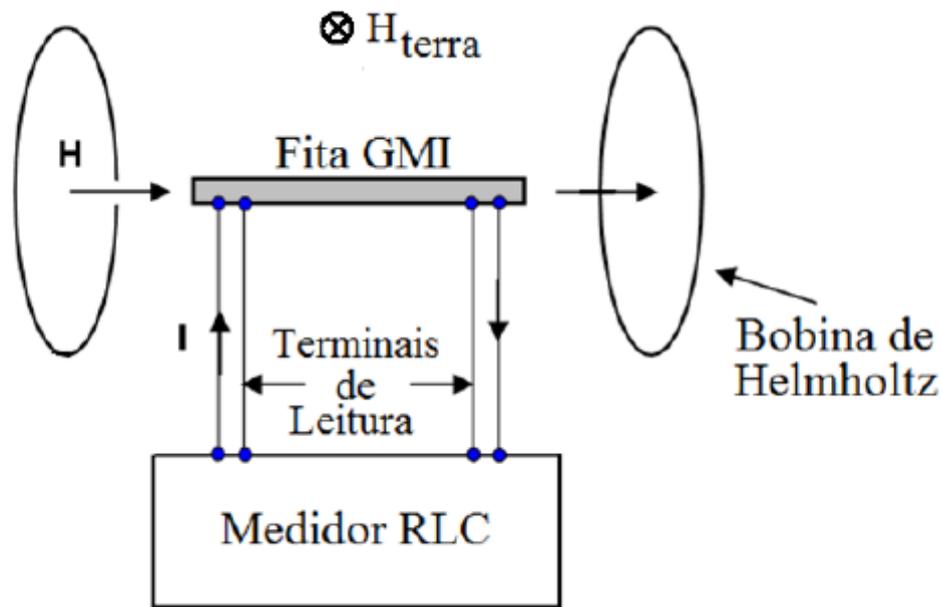


Figura 9 - Diagrama de Blocos do sistema de caracterização de amostras GMI.

## 2.2. Medições experimentais

Tendo em vista a discussão feita no início deste capítulo, decidiu-se utilizar como elemento sensor do transdutor desenvolvido uma amostra GMI em forma de fita com espessura média de  $60 \mu\text{m}$ , largura de  $1,5 \text{ mm}$  e  $3 \text{ cm}$  de comprimento. Por sua vez, com base em resultados obtidos em trabalhos anteriores [33-34], optou-se por excitá-la com uma corrente  $i_c = 80 \text{ mA} + 15 \text{ mA} \cdot \text{sen}(2\pi 100k t)$ .

O comportamento experimental desta amostra específica, excitada pela corrente  $i_c$  arbitrada, foi avaliado por meio da utilização do sistema descrito na seção 2.1. As curvas características de fase e módulo, em função do campo magnético, foram experimentalmente obtidas de modo a se avaliar efeitos de histerese. Dessa forma, as medições têm início em  $H_{\text{início}} = 0 \text{ Oe}$ . A partir deste ponto, o campo é aumentado gradativamente até um valor máximo  $H_{\text{máx}} = 2 \text{ Oe}$ . Na sequência, o campo é reduzido até um valor mínimo  $H_{\text{min}} = -2 \text{ Oe}$ . Finalmente o ciclo de histerese é concluído ao se percorrer o trajeto de  $H_{\text{min}}$  até  $H_{\text{início}}$ . As medições foram realizadas utilizando-se um passo  $\Delta H = 0,1 \text{ Oe}$ , sendo que a cada passo são medidos os valores correspondentes de módulo e fase da amostra.

Adotando-se o procedimento descrito, tem-se que para cada valor de campo magnético obtêm-se dois valores de módulo e fase, com exceção dos extremos da curva  $H_{\text{máx}}$  e  $H_{\text{min}}$ , que apresentam apenas um valor, e de  $H_{\text{início}}$ , que possui três valores associados [3]. Para os valores de campo magnético que apresentam mais de um valor associado de módulo/fase, é feita uma média aritmética dos dados (ponto-a-ponto).

As curvas experimentais de histerese, de módulo  $|Z_{\text{sens}}(H)|$  e fase  $\theta_{\text{sens}}(H)$  da impedância, são apresentadas na Figura 10; enquanto que as respectivas curvas médias de módulo e fase são explicitadas na Figura 11.

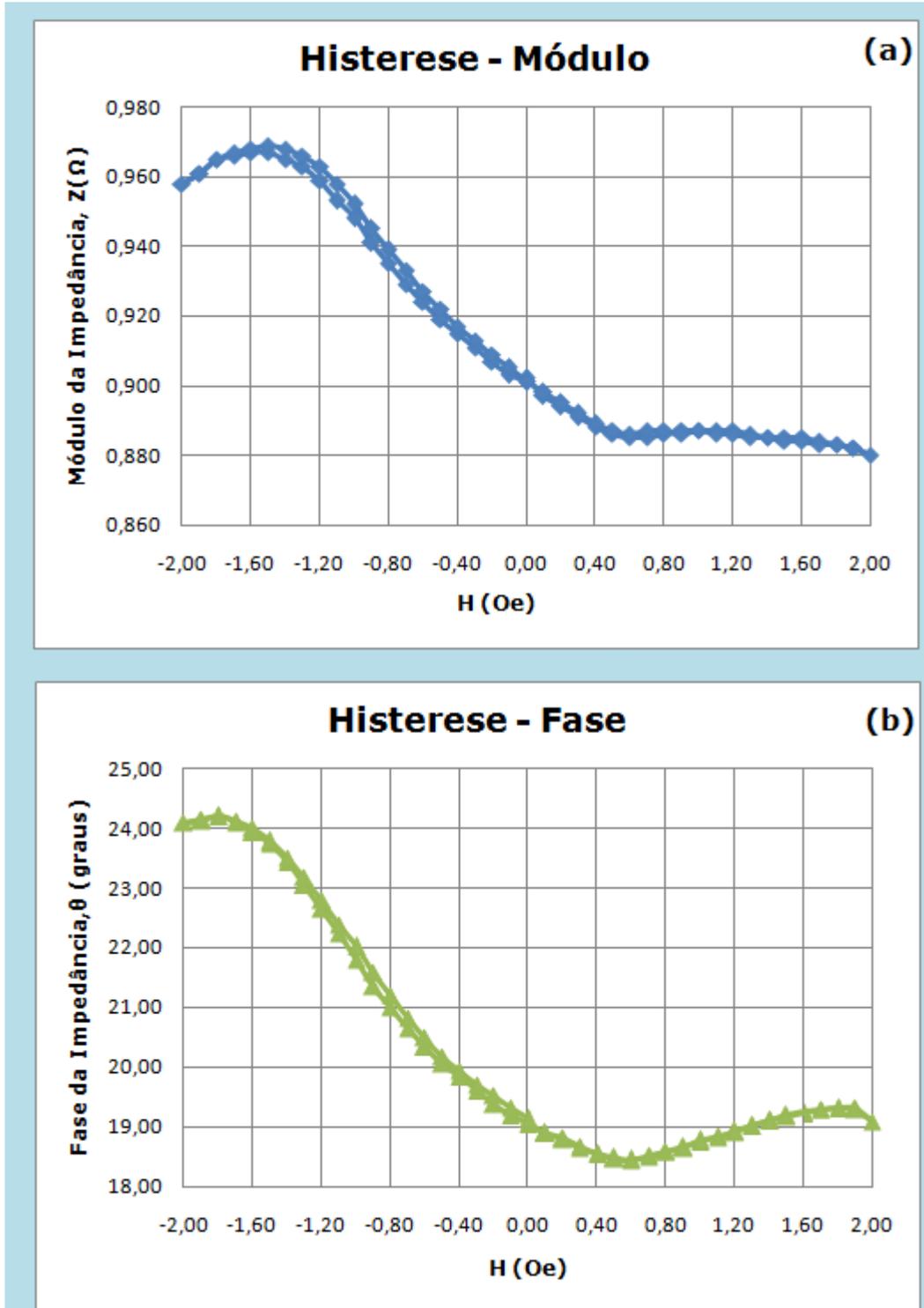


Figura 10 - Curvas de Histerese de Módulo (a) e Fase (b) da amostra GMI com 3 cm de comprimento, excitada por  $i_c = [80 + 15 \text{ sen}(2\pi 100k t)]$  mA.

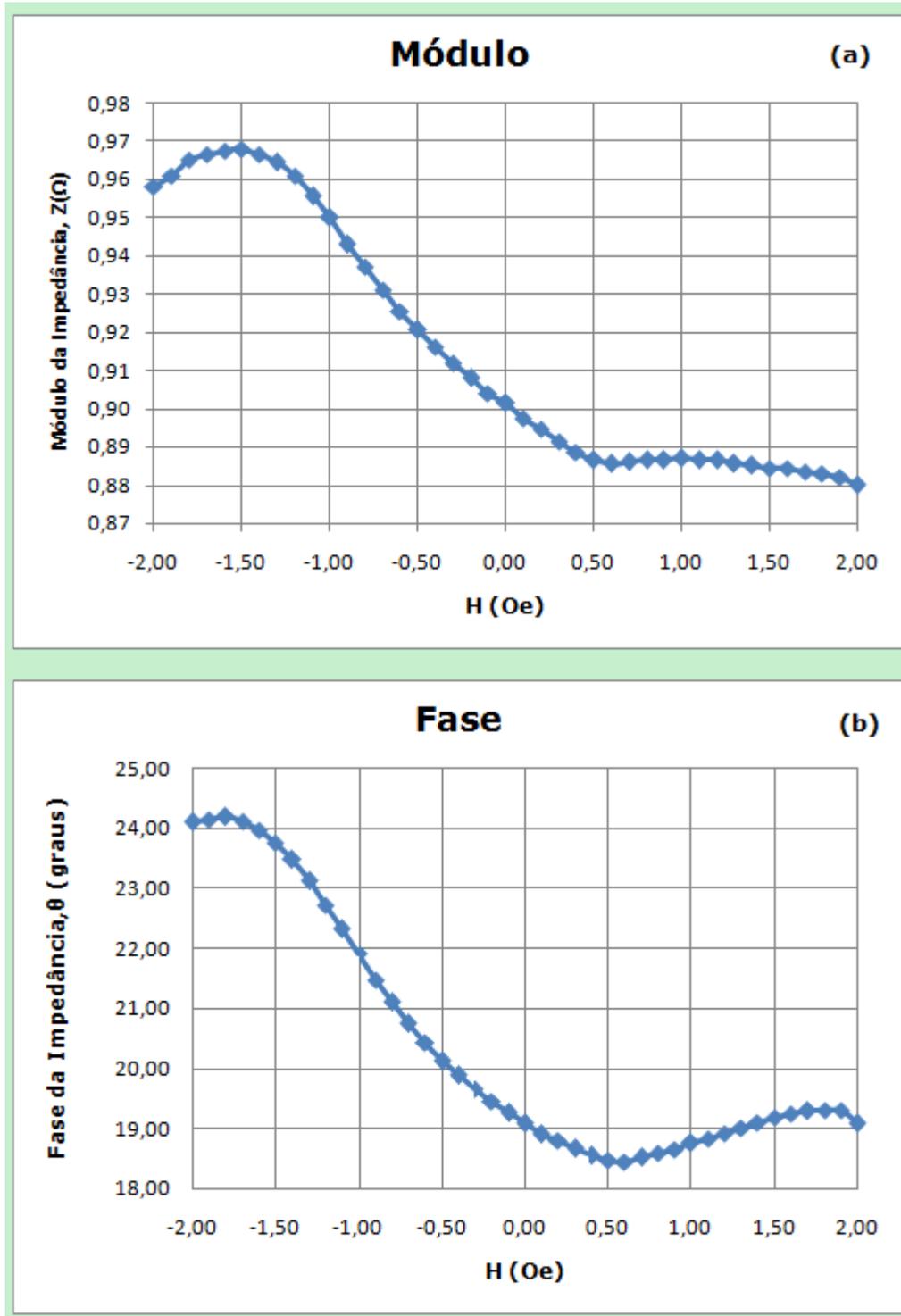


Figura 11- Curvas Médias de (a) Módulo e (b) Fase da amostra GMI com 3 cm de comprimento, excitada por  $i_c = [80 + 15 \sin(2\pi 100k t)]$  mA.

Ao observar a Figura 10, é possível verificar que tanto a histerese presente na curva de módulo quanto a presente na curva de fase são satisfatoriamente pequenas. Esta é uma característica extremamente desejável, tendo em vista que se deseja usar tal amostra como elemento sensor de um transdutor.

Por sua vez, tendo em vista a curva de fase obtida na Figura 11, percebe-se que a região entre -0,5 Oe e -1,5 Oe possui alta sensibilidade e é satisfatoriamente linear. Consequentemente, tendo em

vista garantir a linearidade da resposta do transdutor e maximizar sua sensibilidade, decidiu-se operar o elemento sensor dentro desta região. Note que, para tal fim, é importante polarizar o sensor em  $H = -1,0$  Oe (ponto médio da região de operação), o que possibilita a maximização da excursão simétrica dentro desta região. A Figura 12 apresenta com mais detalhes a região de operação selecionada.

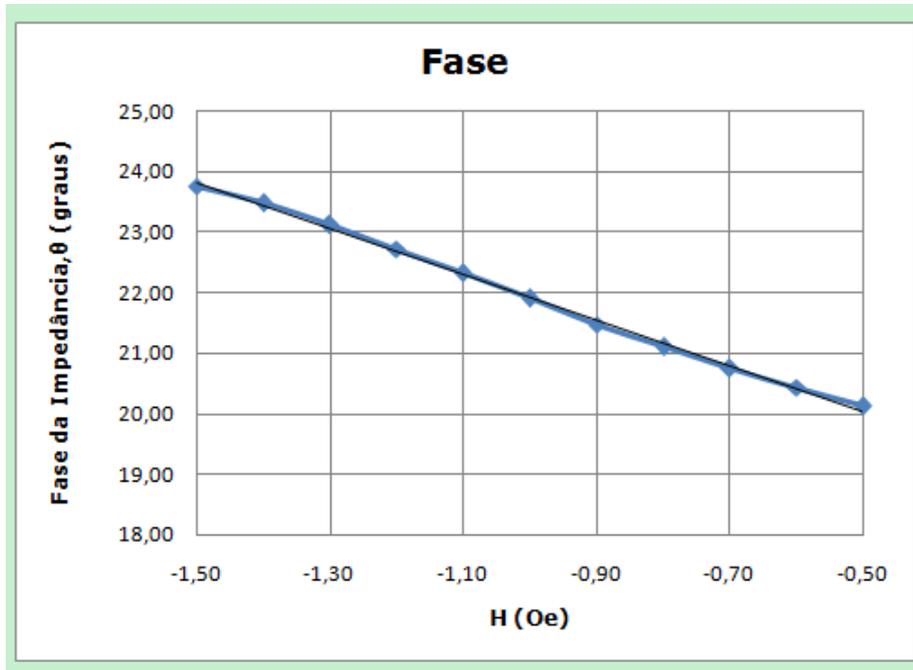


Figura 12 - Região Linear da curva de fase.

A inspeção da Figura 12 permite que se conclua que a região selecionada é, de fato, satisfatoriamente linear. Por sua vez, a equação da reta que melhor aproxima os dados experimentais apresentados na Figura 11 é dada por

$$\theta = -3,78H + 18,14, \quad (11)$$

onde  $\theta$  é a fase da impedância, em graus, e  $H$  o campo magnético, em Oe.

Pode-se perceber, por meio da eq. (11), que a sensibilidade média do sensor GMI utilizado é aproximadamente  $3,78^\circ \text{ Oe}^{-1}$ , dentro de sua faixa de operação.

### 2.2.1. Modelo elétrico da amostra GMI

Todas as amostras GMI analisadas, na faixa de frequências inspecionadas neste trabalho (75 kHz até 30 MHz), retornaram valores de fase no primeiro quadrante do ciclo trigonométrico ( $0^\circ < \theta_{sens} < 90^\circ$ ). Consequentemente, a impedância  $Z_{sens}(H)$  das mesmas pode ser eletricamente modelada por uma resistência  $R_{sens}(H)$  em série com uma indutância  $L_{sens}(H)$  [54-55], conforme definido por

$$Z_{sens}(H) = R_{sens}(H) + j\omega L_{sens}(H). \quad (12)$$

A partir dos resultados de módulo ( $|Z_{sens}|$ ) e fase ( $\theta_{sens}$ ) apresentados na Figura 11 é possível calcular os respectivos valores de resistência  $R_{sens}$  e indutância  $L_{sens}$ , por meio das eqs. (13) e (14). Estes valores são mostrados na Figura 13, em função do campo magnético  $H$ .

$$R_{sens}(H) = |Z_{sens}(H)| \cos \theta_{sens}(H) \quad (13)$$

$$L_{sens} = \frac{|Z_{sens}(H)| \sin \theta_{sens}(H)}{\omega} \quad (14)$$

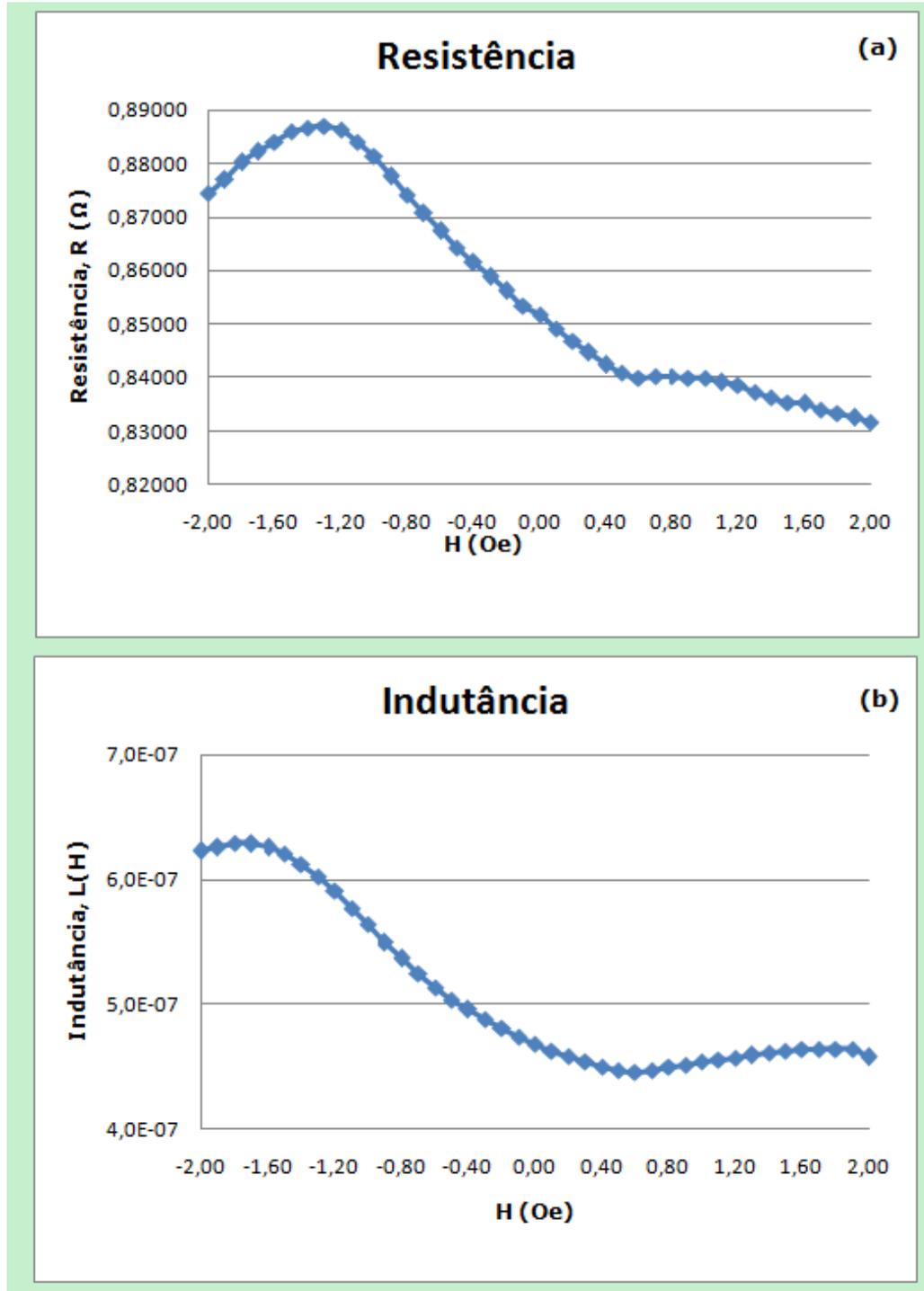


Figura 13 - Curvas Médias de (a) Resistência e (b) Indutância da amostra GMI com 3 cm de comprimento, excitada por  $i_c = [80 + 15 \text{ sen}(2 \pi 100k t)]$  mA.

A Figura 13 indica que, para  $-2 \text{ Oe} < H < 2 \text{ Oe}$ , a componente resistiva  $R_{sens}$  da impedância da amostra analisada varia aproximadamente entre 0,83  $\Omega$  e 0,89  $\Omega$ . Por sua vez, nesta mesma faixa de campos, a componente indutiva  $L_{sens}$  apresenta valores entre 446 nH e 629 nH.

Os valores mostrados na Figura 13 serão utilizados nas simulações computacionais, descritas detalhadamente no capítulo 3. Ressalta-se que, para fins de simulações computacionais, o sensor GMI deve ser substituído por seu modelo elétrico equivalente, apresentado e discutido nesta seção.

### 3. Projeto do Transdutor de Pressão

#### 3.1. Estrutura mecânica

A topologia mecânica idealizada para o transdutor de pressão aqui projetado é apresentada na Figura 14, a qual propicia que uma variação de pressão ( $\Delta P$ ) aplicada sobre a membrana semi-rígida seja transmitida pela câmara incompressível e gere, conseqüentemente, um deslocamento da membrana elástica, provocando uma variação do campo magnético ( $\Delta H$ ) sobre o sensor GMI. Essa variação de campo altera as características de fase do sensor, gerando um  $\Delta\theta$  que, finalmente, é convertido pelo circuito eletrônico em uma tensão CC relacionada à variação de pressão original  $\Delta P$ .

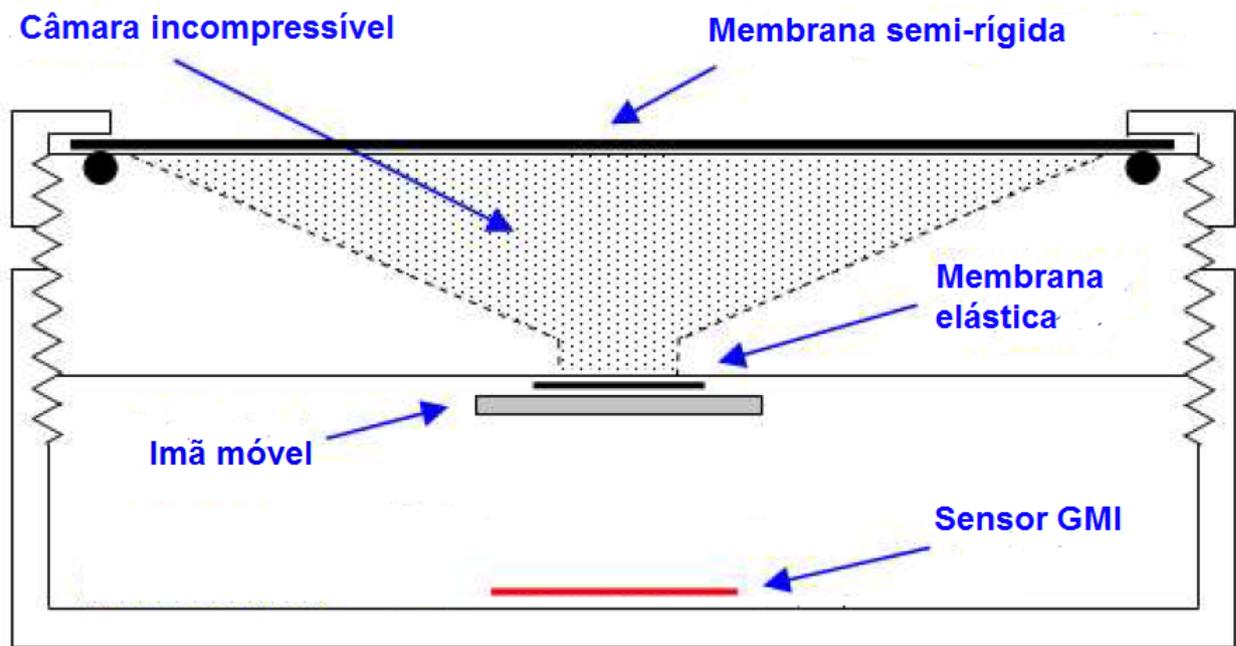


Figura 14 - Representação esquemática da estrutura mecânica do transdutor de pressão.

A sensibilidade do transdutor de pressão é expressa em mV/Pa e pode ser obtida como resultado do produto de duas sensibilidades:  $S_1$ , expressa em mV/Oe e  $S_2$ , expressa em Oe/Pa. A componente  $S_1$  está relacionada ao conjunto sensor-circuito eletrônico, sendo obtida pela multiplicação da sensibilidade do sensor (graus/Oe) pela sensibilidade do circuito eletrônico de leitura (mV/graus). Por outro lado,  $S_2$  associa a variação da intensidade do campo magnético tangencial à amostra com a pressão aplicada a membrana semi-rígida, a qual se pretende medir. Essa segunda sensibilidade pode ser otimizada mecanicamente (aumentando-se o deslocamento da membrana elástica em função da pressão) ou magneticamente (escolhendo-se adequadamente a fonte de campo magnético utilizada). A fonte de campo magnético pode ser um pequeno ímã ou um solenóide, ajustados de forma a garantir que o sensor opere dentro de sua região linear.

## 3.2. Circuito eletrônico

O circuito eletrônico que compõe o transdutor é responsável pela excitação da amostra (fornecimento da corrente adequada: nível CC, amplitude CA e frequência) e pela leitura da variação de fase ( $\theta_{sens}$ ), provocada por uma variação  $\Delta H$  de campo magnético, associada a variações de pressão  $\Delta P$ . O circuito fornece em sua saída uma tensão contínua proporcional a  $\Delta\theta_{sens}$ . O diagrama de blocos do circuito é apresentado na Figura 15 e o seu esquemático completo é apresentado na Figura 16. A Tabela 2 especifica os modelos dos componentes ativos utilizados no circuito.

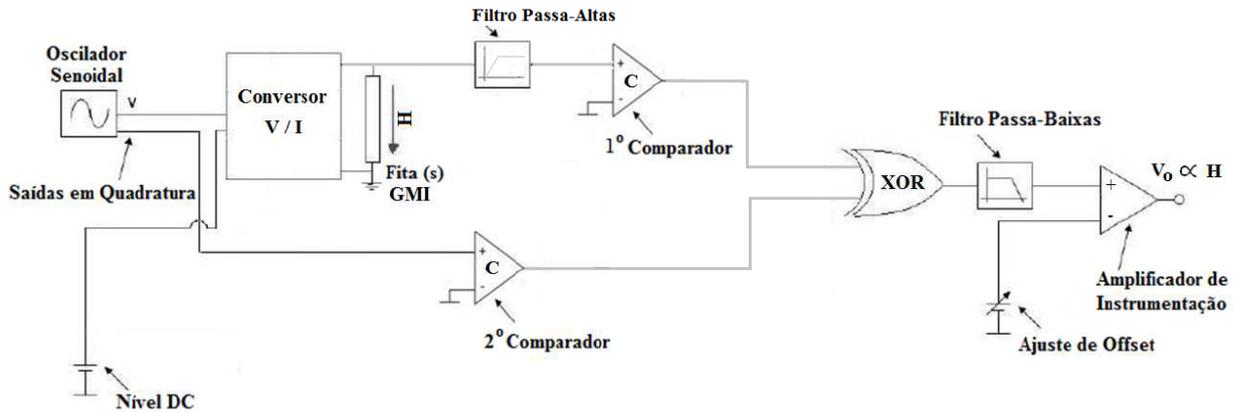


Figura 15 – Diagrama de blocos do circuito de transdução de campo magnético em tensão, baseado na variação de fase da amostra GMI, utilizado no transdutor de pressão desenvolvido.

Tabela 2 – Componentes ativos utilizados no circuito apresentado na Figura 16.

Símbolo	Modelo do Componente
X <sub>1</sub>	OPA2822
X <sub>2</sub>	AD8611
X <sub>3</sub>	AD8611
X <sub>4</sub>	74F86
X <sub>5</sub>	DM0D8599
X <sub>6</sub>	DM0D8599
X <sub>7</sub>	DM0D8599
X <sub>8</sub>	INA129E
X <sub>11</sub>	DM0D8599
X <sub>22</sub>	DM0D8599

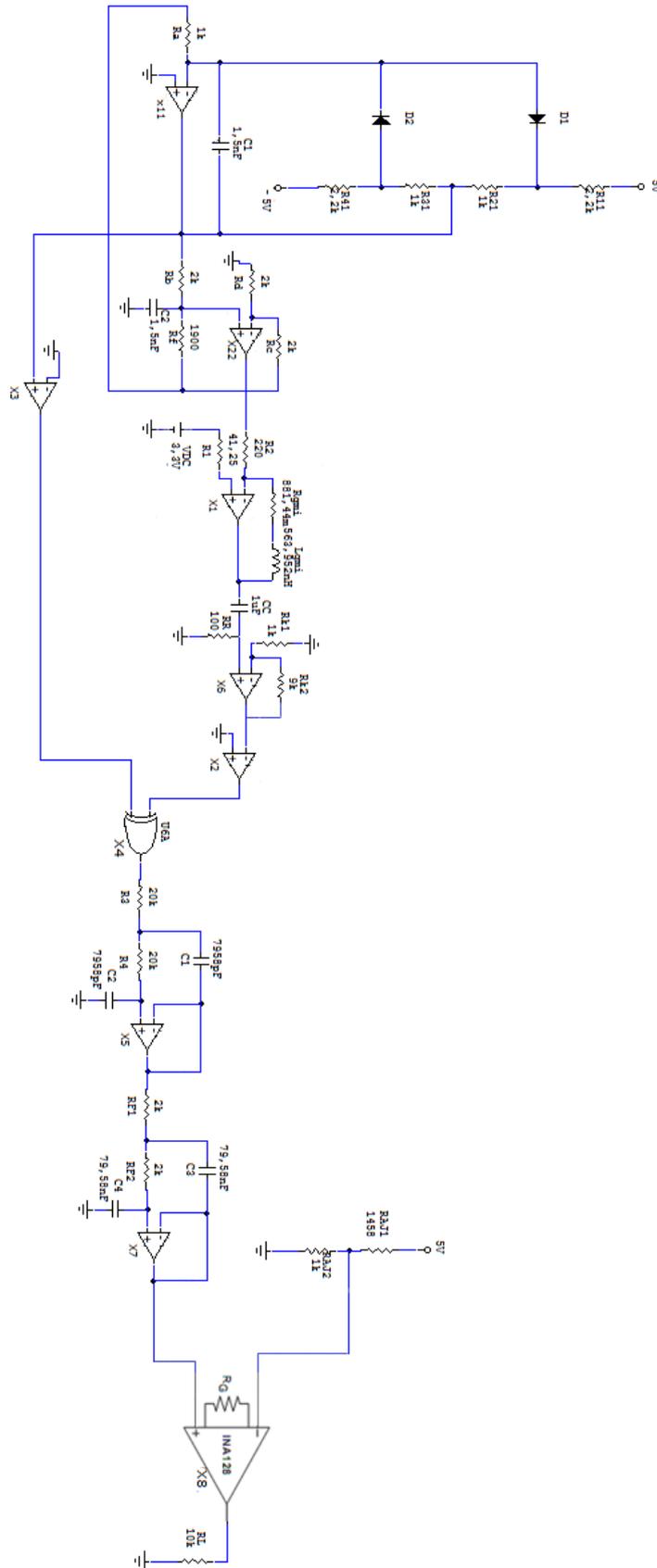


Figura 36 – Esquemático completo do circuito eletrônico proposto.

O circuito aqui proposto consiste num oscilador senoidal em quadratura, que gera duas tensões senoidais de mesma amplitude (3 Volts) e frequência (100 kHz), mas defasadas entre si de  $90^\circ$ . Por sua vez, o nível CC de tensão é obtido através de um regulador de tensão. Por meio do conversor de tensão em corrente (conversor V/I -  $X_1$ ), estas tensões CC e CA são superpostas e transformadas em corrente, com a amplitude e o nível CC desejados - respectivamente 15 mA e 80 mA. Essa corrente excita a amostra GMI, que, na condição de equilíbrio  $\Delta P = 0$ , está submetida apenas ao campo magnético de polarização  $H = -1,0$  Oe, responsável por garantir que o sensor opere em sua faixa ótima.

O sinal de saída do conversor V/I não pode ser conectado diretamente ao 1º comparador, configurado como detector de nulo, porque ele nunca passa por zero volts devido a seu nível CC. Note que, tendo em vista as características de impedância da amostra apresentadas nas Figuras 11 e 13, verifica-se que em  $H = -1,0$  Oe a resistência da amostra é de aproximadamente  $0,88 \Omega$  e seu módulo  $0,95 \Omega$ . Consequentemente, quando a corrente de excitação flui pela amostra, aparecerá na saída do conversor V/I uma tensão senoidal com cerca de -70 mV de nível CC e 14 mV de amplitude. Ou seja, tal sinal excursionará de -56 mV até -84 mV. Dessa forma, é necessário remover o nível CC presente na saída de  $X_1$ .

Para tal fim, usou-se um filtro passa-altas com frequência de corte  $f=1,6$  kHz. Este estágio é implementado por  $X_6$  e também é responsável por amplificar em 10 vezes o sinal CA de entrada, fornecendo níveis de tensão mais adequados as entradas do primeiro comparador.

O estágio de detecção de fase inicia-se com os comparadores configurados como detectores de nulo, os quais transformam as ondas senoidais de entrada em ondas quadradas (saídas), mantendo a frequência e a fase, com níveis de tensão compatíveis com as entradas de uma porta lógica ou-exclusivo (XOR) TTL. No equilíbrio, ou seja, quando apenas o campo magnético de polarização atua sobre a amostra GMI, as ondas quadradas geradas pelos dois comparadores estarão cerca de  $112^\circ$  defasadas entre si,  $90^\circ$  devido aos sinais em quadratura adicionados a  $22^\circ$ , que é a fase da impedância do sensor GMI em  $H = 1,0$  Oe (Figura 11). Esta defasagem é alterada em função de variações do campo magnético decorrentes de variações de pressão.

Ao sair dos comparadores, as ondas quadradas passam pelo XOR, que gera 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,  $0^\circ$  de defasagem, que implicará em uma saída nula do XOR, ou quando estiverem  $180^\circ$  defasadas, que acarretará num nível CC "alto" na saída do XOR. Caso se utilizasse um oscilador convencional, que apresenta um único terminal de saída, ao invés do oscilador em quadratura, as transições (alto-baixo e baixo-alto) de ambas as entradas do XOR poderiam ocorrer quase que simultaneamente, para pequenas variações do campo, que demandariam portas lógicas XOR com tempos de resposta extremamente rápidos. Por sua vez, as saídas em quadratura fazem com que as transições dos sinais de entrada do XOR fiquem mais espaçadas entre si, o que permite que ele opere numa região mais confortável.

Na sequência, a onda passa por um filtro passa-baixas de 4ª ordem, com frequência de corte de 1000 Hz, 200 vezes inferior à frequência da onda de saída do XOR. Dessa forma, garante-se que este filtro extraia o nível CC do sinal de saída do XOR, o qual é proporcional à defasagem. Finalmente, o processo de transdução é concluído conectando a saída do filtro a uma das entradas de um amplificador de instrumentação de baixo ruído  $1/f$  e com ganho ajustado para 50 V/V. A outra entrada do amplificador é conectada a um nível CC de tensão, que é ajustado a fim de garantir que a saída do mesmo seja 0 V na situação de equilíbrio ( $\Delta P = 0$  e  $H = -1,0$  Oe). Ressalta-se ainda que, o amplificador de instrumentação selecionado (INA129) propicia que, em virtude da aplicação desejada, o ganho seja ajustado entre 1 V/V e 10000 V/V.

Assim, o sinal de saída do amplificador de instrumentação (saída do circuito) torna-se proporcional às variações da fase dos elementos sensores e, conseqüentemente, as variações de campo magnético que, por sua vez, são decorrentes das variações de pressão.

### 3.2.1. Simulações computacionais

Para simular o comportamento do transdutor de pressão, cujo circuito eletrônico foi apresentado na seção 3.2, a amostra GMI foi modelada com um componente eletrônico passivo, um resistor em série com um indutor, conforme discutido no capítulo 2 e definido pela eq. (12). As simulações foram realizadas por meio de um *software SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)*, onde foi possível analisar o comportamento do circuito eletrônico e avaliar a sensibilidade do transdutor. O *netlist* implementado para as simulações, cujos resultados são aqui apresentados, é descrito na seção de Anexos.

Foram analisados pontos específicos do circuito, a fim de se avaliar se os resultados computacionais estão de acordo com as previsões teóricas. Ressalta-se que os resultados apresentados nas Figuras 17 até 24 referem-se a condição de equilíbrio, ou seja, a situação para a qual  $\Delta P = 0$  e, conseqüentemente,  $\Delta H = -1,0$  Oe. O primeiro estágio analisado é o oscilador em quadratura, cujas tensões de saída  $V(H)$  e  $V(B)$  são mostradas na Figura 17.

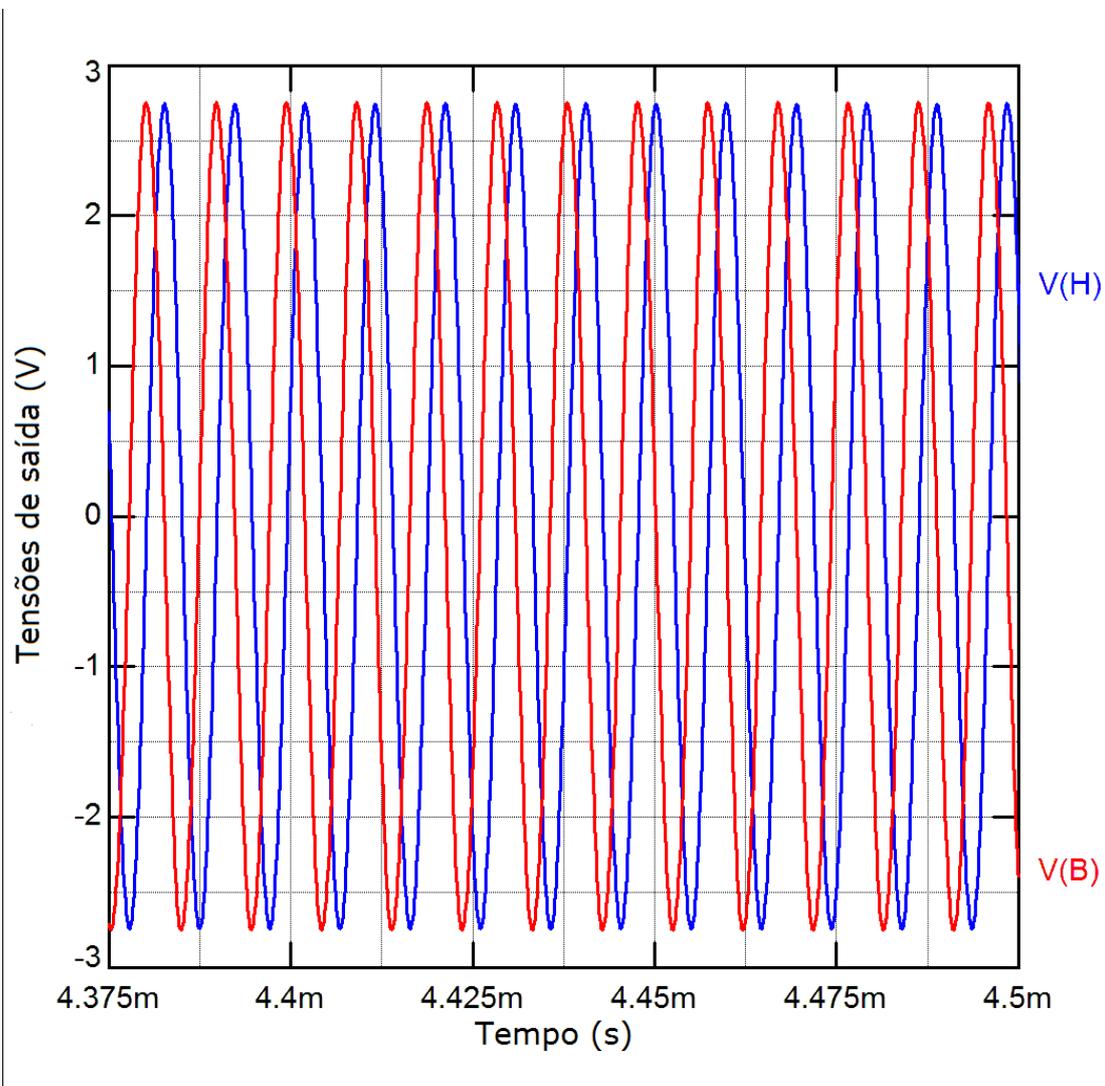


Figura 17 – Tensões de saída do oscilador.

Ao observar a Figura 17, pode-se perceber que as curvas estão defasadas  $90^\circ$  entre si, o que é o comportamento esperado para um oscilador em quadratura. Também, percebe-se que a amplitude de ambos os sinais senoidais é a mesma, aproximadamente 2,75 V. Este resultado é satisfatoriamente próximo da previsão teórica (3 V). A amplitude destes sinais pode ser ajustada por meio do circuito limitador apresentado na Figura 16, o qual é composto por  $R_{11}$ ,  $R_{21}$ ,  $R_{31}$ ,  $R_{41}$ ,  $D_1$  e  $D_2$ .

Por sua vez, uma das saídas do oscilador passa pelo estágio implementado por  $X_1$ , que é um conversor V/I. A corrente que flui pelo sensor (modelado por um resistor  $R_{GMI}$  em série com um indutor  $L_{GMI}$ ) pode ser vista na Figura 18, enquanto que a saída de  $X_1$  é explicitada na Figura 19.

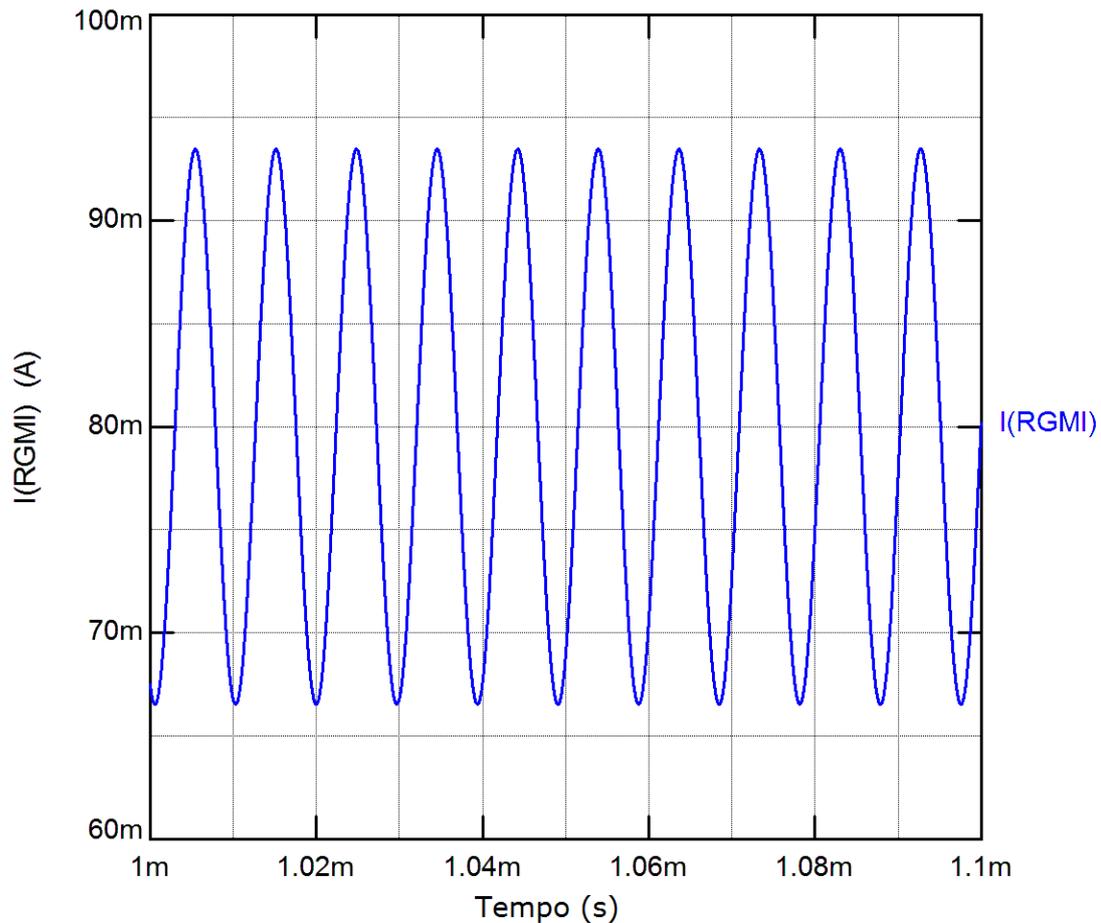


Figura 18 – Corrente que passa pela amostra GMI.

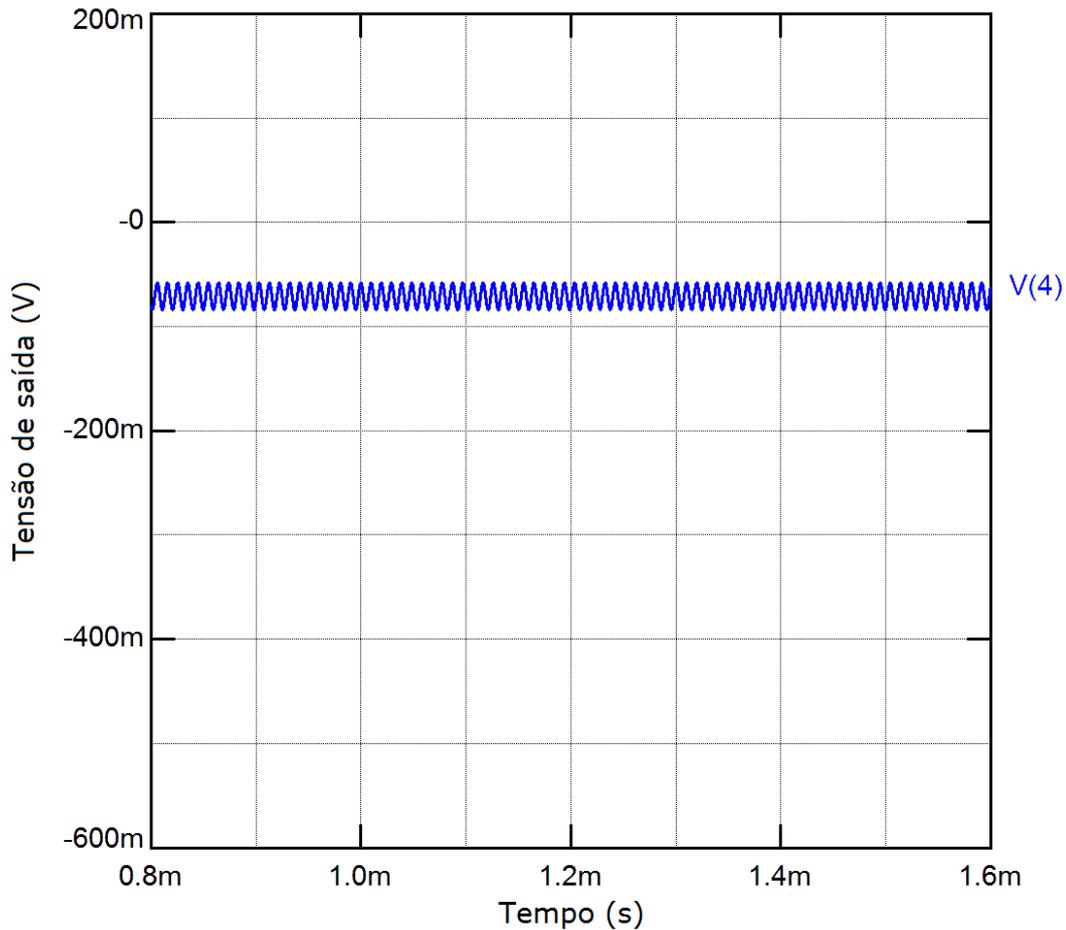


Figura 19 – Tensão de saída do conversor V/I.

Observando-se a Figura 18, pode-se perceber que a corrente de excitação está de acordo com o esperado, é uma senoide com aproximadamente 80 mA de nível CC, 13 mA de amplitude e 100 kHz de frequência. Apesar da amplitude da componente alternada estar ligeiramente abaixo do valor idealizado (15 mA), ressalta-se que é possível obter a amplitude teórica por meio de uma pequena redução do valor especificado para  $R_2$  (Figura 16).

Na figura 19, nota-se que efetivamente existe um nível CC no sinal de saída do conversor V/I, que faz com que a onda nunca passe por 0 V. Conforme descrito na seção 3.2, tal comportamento, apesar de indesejável, era esperado. Este nível CC precisa ser removido para que o estágio detector de nulo, implementado pelo comparador  $X_2$ , funcione adequadamente. Para tal fim, propôs-se o emprego de um filtro passa-altas, cuja saída pode ser observada na Figura 19.

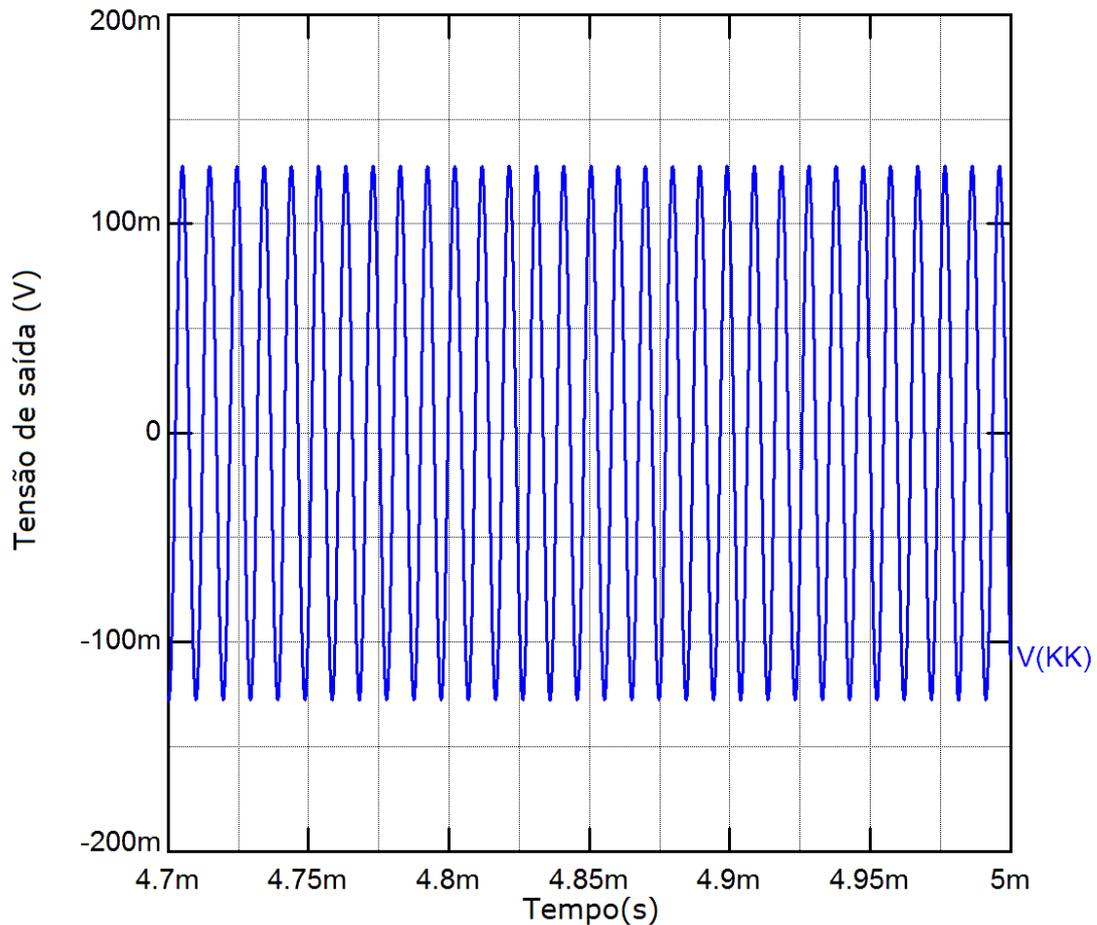


Figura 20 – Tensão na saída do filtro passa-altas.

Por meio da Figura 20, verifica-se que o filtro passa-altas cumpre sua função; isto é, remove o nível CC presente na saída de  $X_1$  e amplifica o sinal CA em cerca de 10 vezes, fazendo com que os níveis de tensão em sua saída sejam mais adequados para conexão com as entradas do comparador  $X_2$ .

A parte inicial do estágio de detecção de fase é implementada pelos comparadores  $X_2$  e  $X_3$ . O comparador  $X_2$  recebe o sinal de saída do filtro passa-altas (Figura 20), enquanto que o comparador  $X_3$  recebe o sinal advindo de uma das saídas do oscilador (Figura 17). As respectivas tensões de saída dos comparadores são apresentadas na Figura 21.

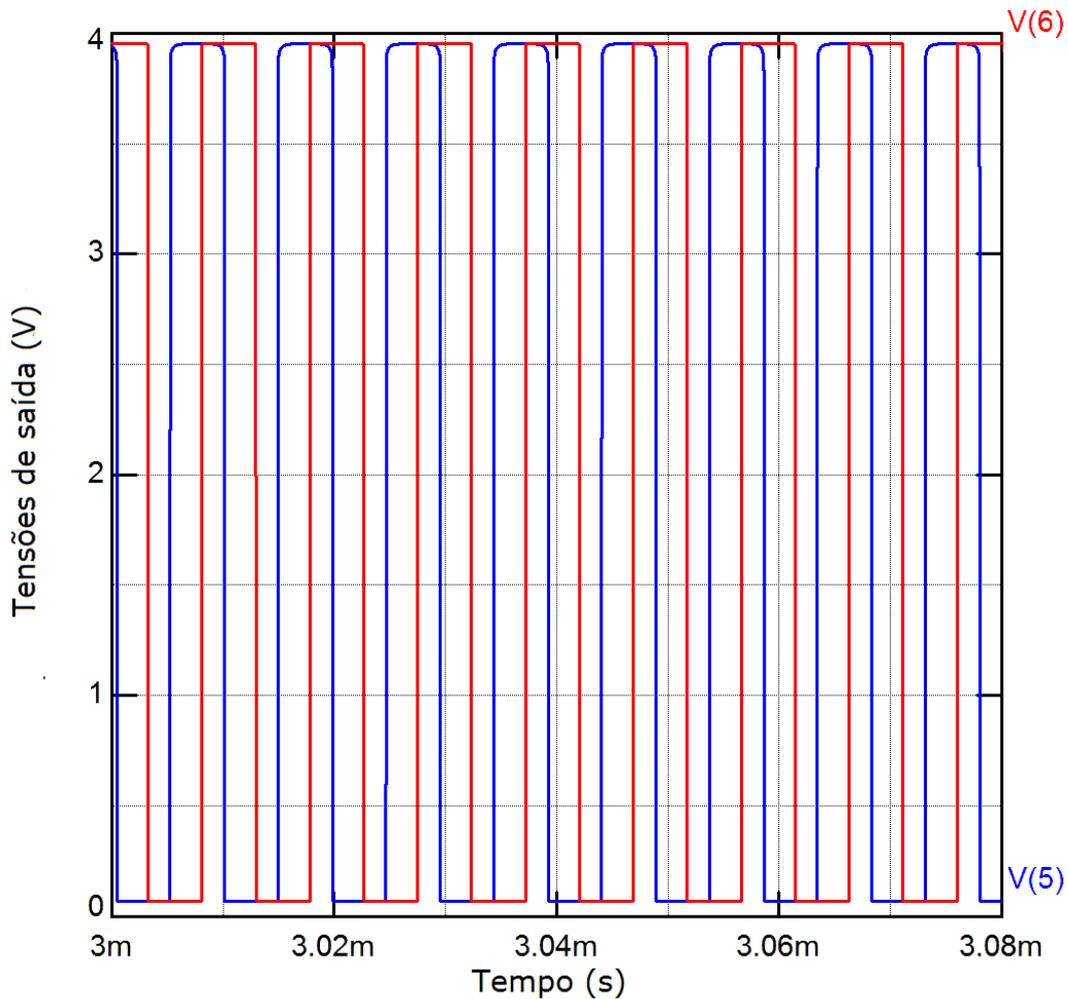


Figura 21 – Tensões de saída dos comparadores.

Observando-se a Figura 21, percebe-se que mesmo na condição de equilíbrio as ondas de saída dos comparadores não estão exatamente  $90^\circ$  defasadas entre si, o que era esperado tendo em vista as discussões feitas na seção 3.2. A diferença de fase maior que  $90^\circ$  é atribuída a defasagens adicionais introduzidas principalmente pela amostra GMI e, de forma secundária, pelo filtro passa-altas com ganho. Também, constata-se que, conforme projetado, os patamares de tensão (“baixo” e “alto”) presentes na saída dos comparadores são compatíveis com os níveis de tensão TTL, demandados pelas entradas da porta lógica XOR.

Aplicando-se as saídas dos comparadores (Figura 21) as entradas do XOR, gera-se uma onda quadrada na saída do XOR, cujo comportamento é apresentado na Figura 22. O *duty cycle* deste sinal é função da defasagem entre as ondas apresentadas na Figura 21.

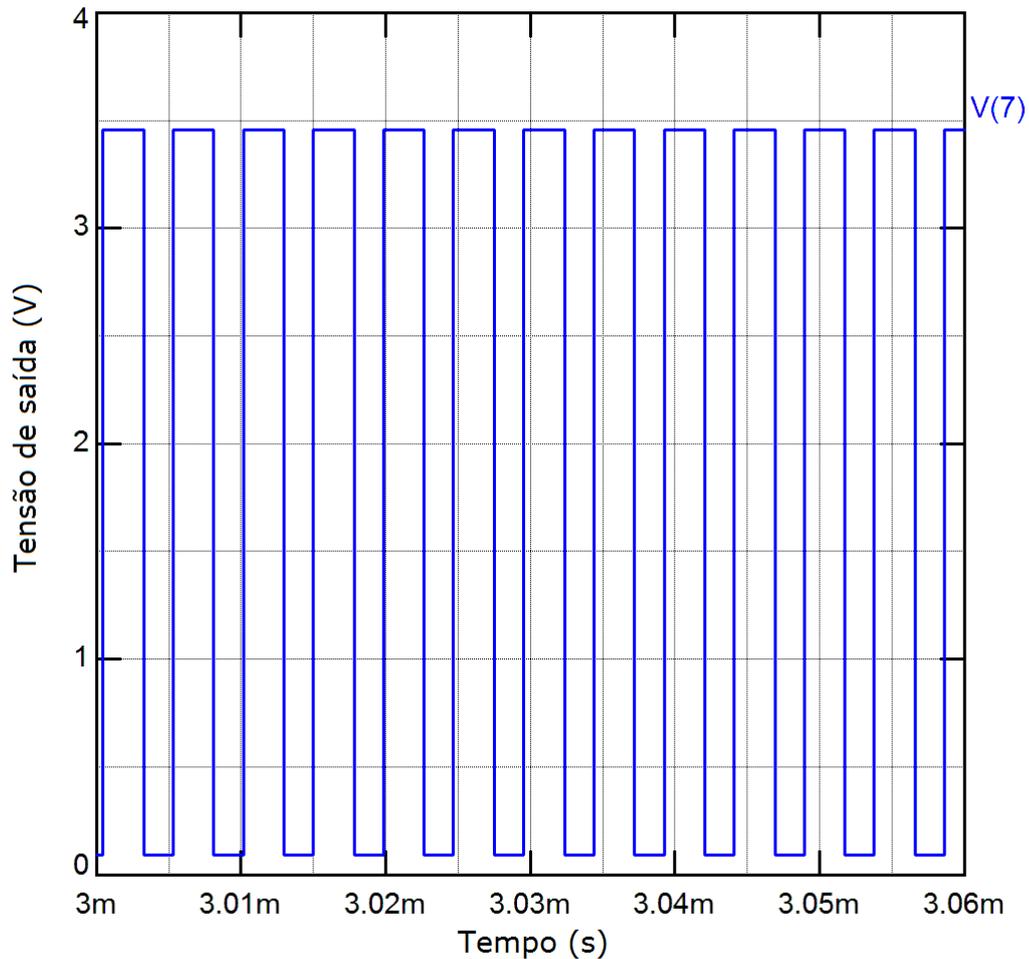


Figura 22 – Tensão na saída do XOR.

Por meio da inspeção da Figura 22 é possível perceber que o XOR está funcionando adequadamente, pois quando os sinais advindos das saídas dos comparadores estão no mesmo nível de tensão, a saída do XOR mostra assume nível lógico "baixo" (aproximadamente 0 V). Por outro lado, quando os sinais de entrada estão em níveis diferentes, a saída do XOR assume nível lógico "alto", neste caso aproximadamente 3,5 V.

Na sequência da cadeia de processamento do sinal, a onda passa por um filtro passa-baixas RC ativo de 4ª ordem, implementado por  $X_5$  e  $X_7$ . Como a frequência de corte deste filtro é significativamente inferior a frequência do sinal de entrada (seção 3.2), tem-se que o filtro extrai o nível CC do sinal de entrada (saída do XOR), o qual é proporcional à defasagem. A saída do filtro passa-baixas pode ser observada na Figura 23.

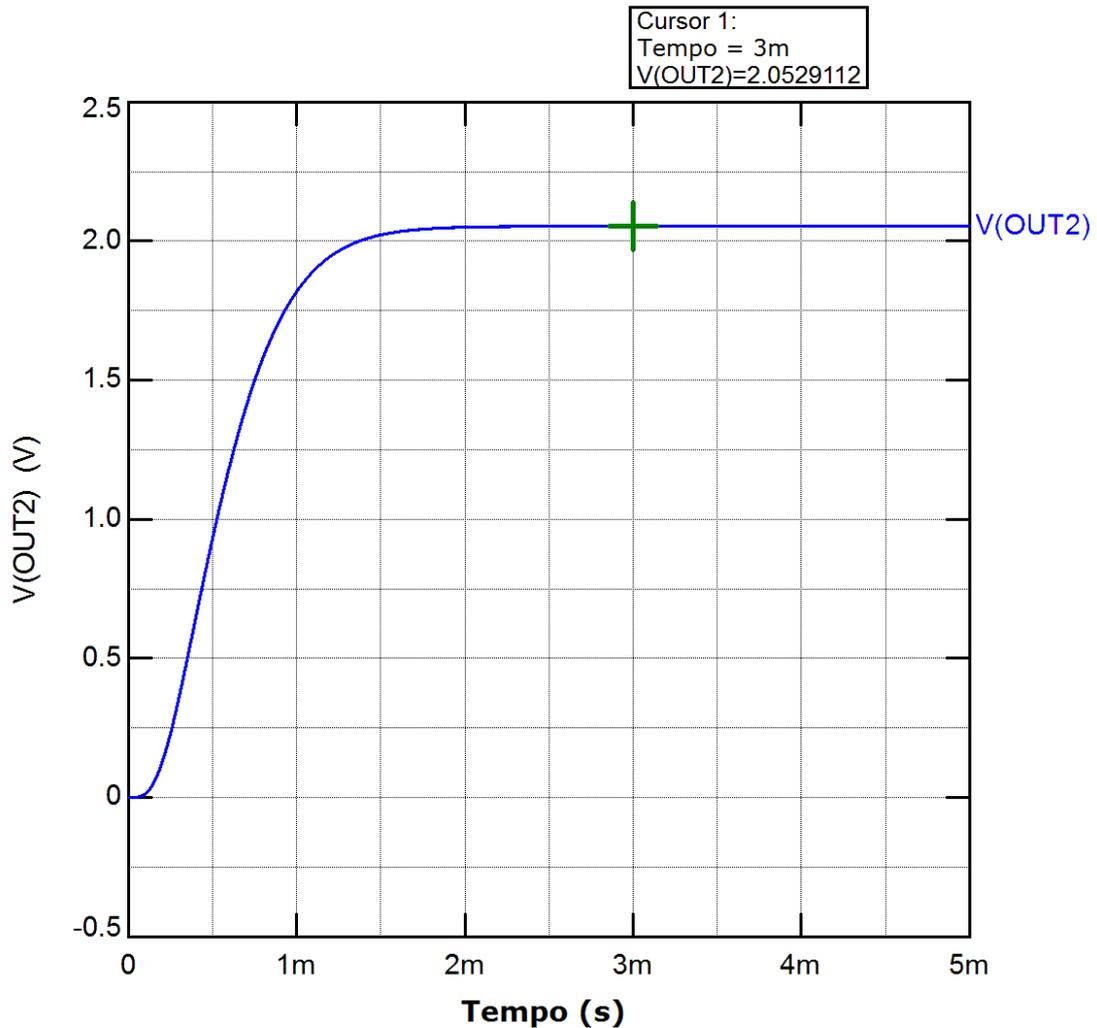


Figura 23 – Saída do Filtro Passa-baixas.

Observando-se a Figura 23, pode-se concluir que o filtro projetado está funcionando adequadamente, atenuando as altas frequências e, após o transitório inicial, apresentando em sua saída um sinal quase puramente CC.

Para que o circuito de transdução funcione adequadamente, é necessário que a tensão de saída do circuito completo (saída de  $X_8$ ) exiba uma tensão nula na condição de equilíbrio, ou seja, quando a amostra estiver sujeita exclusivamente ao campo de polarização ( $H_{pol} = -1,0$  Oe). Para que isto seja possível, para  $H = -1,0$  Oe, as tensões nas entradas do amplificador de instrumentação ( $X_8$ ) precisam ser iguais. Conforme indicado na Figura 16, a saída do filtro passa-baixas é conectada à entrada não-inversora de  $X_8$ ; enquanto que sua entrada inversora é conectada a um divisor de tensão implementado por  $R_{AJ1}$  e  $R_{AJ2}$ , cujo ajuste possibilita que a tensão de saída de  $X_8$  seja efetivamente nula na condição de equilíbrio. Da Figura 23, verifica-se que, para  $H = -1,0$  Oe, o valor da tensão na entrada não-inversora de  $X_8$  é aproximadamente 2,053 V. Consequentemente, ajustou-se os valores das resistências  $R_{AJ1}$  e  $R_{AJ2}$  a fim de se obter uma tensão  $V(AJ)$  de mesmo valor na entrada inversora.. A Figura 24 apresenta as duas tensões de entrada de  $X_8$ , com  $V(AJ)$  já ajustada para seu valor ideal.

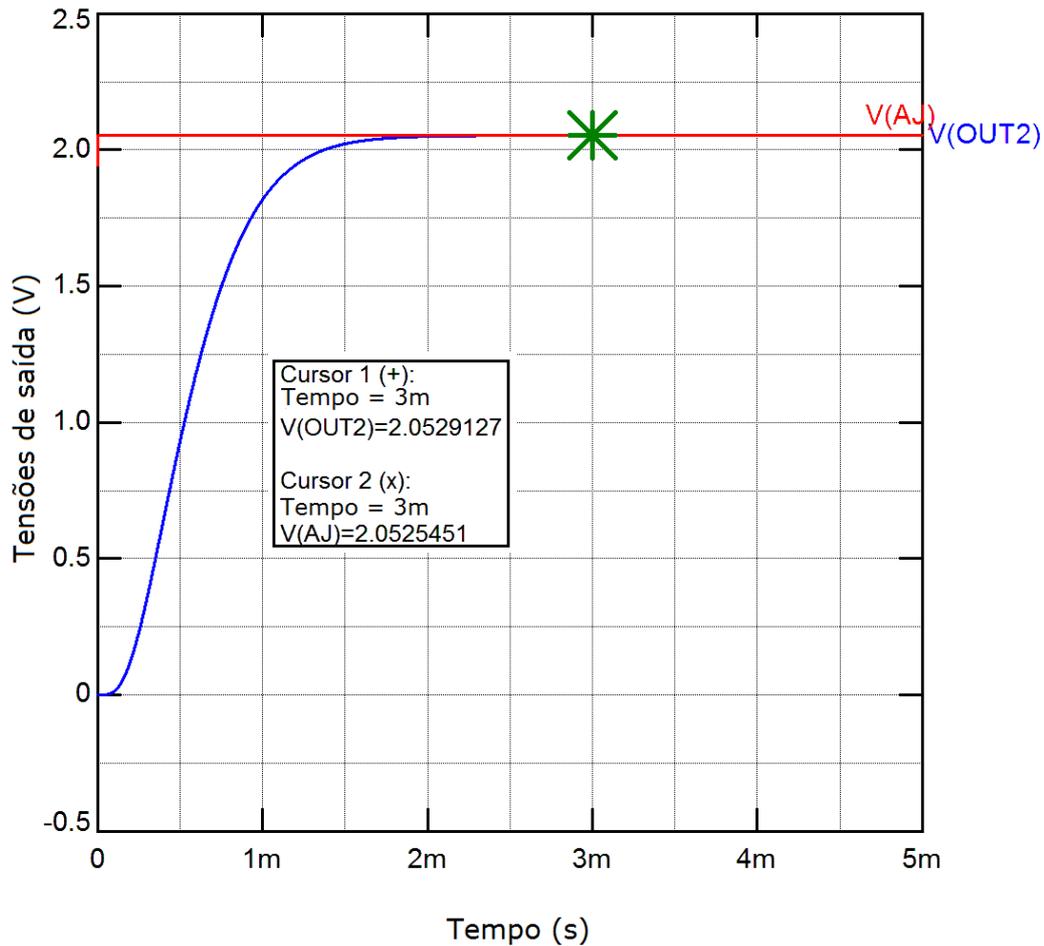


Figura 24 – Tensões de entrada do Amplificador de Instrumentação.

As curvas da Figura 24 apresentam valores satisfatoriamente próximos, sendo que o erro relativo percentual  $E\%$  entre as duas ( $V(OUT2)$  e  $V(AJ)$ ), calculado por meio da eq. (15), é aproximadamente 0,0179%. Dessa forma, pode-se considerar que as entradas do amplificador de instrumentação são suficientemente iguais.

$$E\% = \frac{|V(OUT2) - V(AJ)|}{V(AJ)} \times 100\% \quad (15)$$

O ganho do amplificador de instrumentação utilizado é ajustado por meio da resistência  $R_G$  (Figura 16). Tendo em vista a equação fornecida no *datasheet* deste componente, tem-se que o ganho é dado por

$$G = 1 + \frac{49,4k\Omega}{R_G} \quad (16)$$

Logo, objetivando-se ajustar o ganho para 50, por meio da eq. (16) percebe-se que se deve empregar um resistor  $R_G$  de aproximadamente 1 k $\Omega$ .

A fim de se avaliar a resposta da tensão de saída do circuito em função de variações de campo magnético, decorrentes de variação da pressão, a Figura 25 apresenta diferentes curvas indicando as tensões de saída correspondentes a valores de campo magnético compreendidos entre -1,5 Oe e -0,5 Oe (faixa linear de operação), em passos de 0,1 Oe. Os resultados apresentados na Figura 25 foram obtidos para um ganho de 50 vezes do amplificador de instrumentação  $X_8$ .

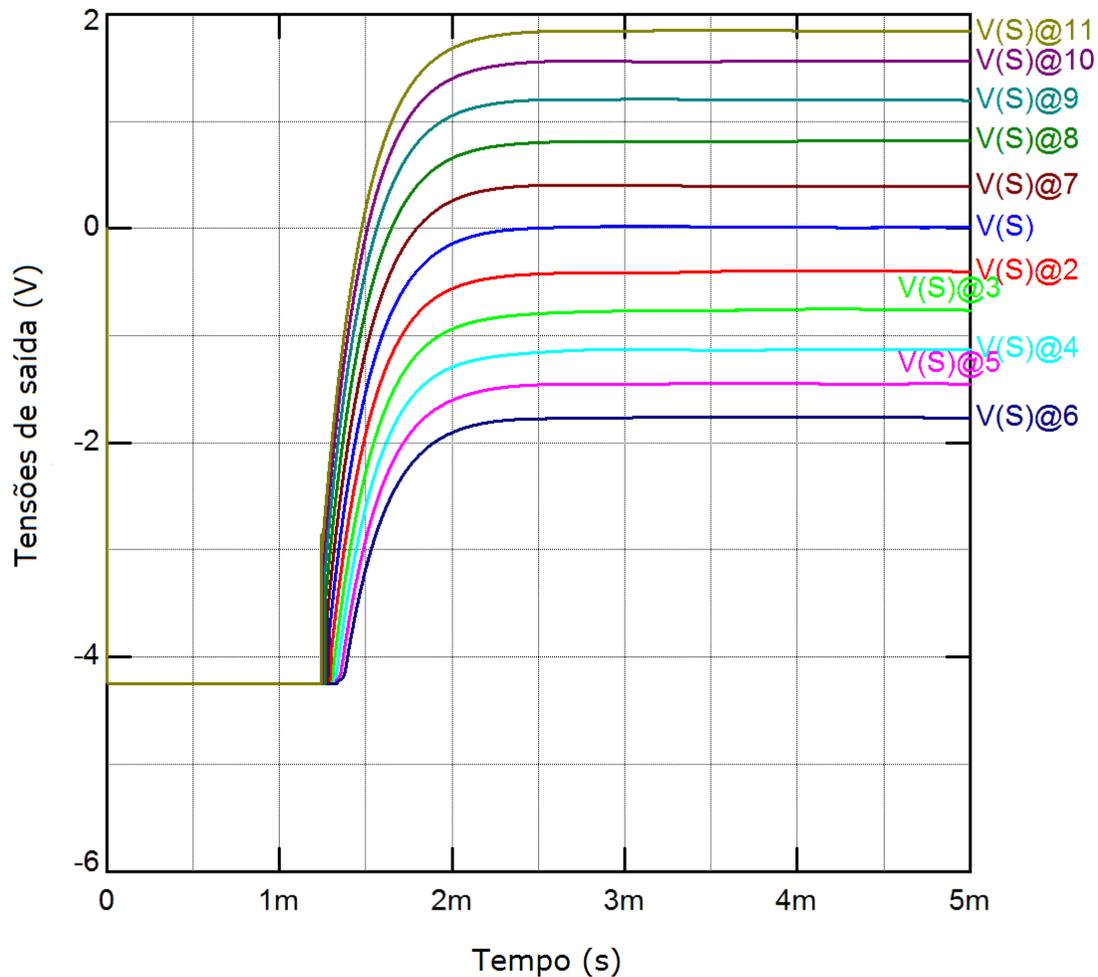


Figura 25- Tensão de saída do circuito eletrônico para diferentes valores de  $H$  expressos em Oe, sendo eles:  $H=-1,0$  em V(S);  $H=-0,9$  em V(S)@2;  $H=-0,8$  em V(S)@3;  $H=-0,7$  em V(S)@4;  $H=-0,6$  em V(S)@5;  $H=-0,5$  em V(S)@6;  $H=-1,1$  em V(S)@7;  $H=-1,2$  em V(S)@8;  $H=-1,3$  em V(S)@9;  $H=-1,4$  em V(S)@10;  $H=-1,5$  em V(S)@11.

Por meio da Figura 25 é possível comprovar a eficiência do circuito eletrônico proposto, visto que variações na fase da impedância do sensor, provocadas por alterações no campo magnético  $H$ , resultam em variações proporcionais da tensão de saída do circuito. Uma análise mais detalhada dos resultados pode ser feita por meio da inspeção dos dados apresentados na Tabela 3, que apresenta as variações de fase  $\Delta\theta$  e as correspondentes variações de tensão  $\Delta V$ , induzidas por alterações no campo magnético  $H$ , em passos de 0,1 Oe. A Tabela 3 também explicita o valor da sensibilidade do circuito  $\Delta V/\Delta H$ , ponto-a-ponto.

Tabela 3 – Análise do comportamento do circuito desenvolvido em função de variações do campo magnético, dentro da região linear de operação, em passos de 0,1 Oe.

H <sub>1</sub> (Oe)	H <sub>2</sub> (Oe)	Δθ (graus)	ΔV (volt)	ΔV/ΔH (volt/Oe)
-1,5	-1,4	0,29	0,288	2,88
-1,4	-1,3	0,35	0,354	3,54
-1,3	-1,2	0,39	0,388	3,88
-1,2	-1,1	0,41	0,403	4,03
-1,1	-1,0	0,42	0,385	3,85
-1,0	-0,9	0,43	0,422	4,22
-0,9	-0,8	0,37	0,369	3,69
-0,8	-0,7	0,36	0,362	3,62
-0,7	-0,6	0,32	0,304	3,04
-0,6	-0,5	0,30	0,320	3,20

Caso o circuito fosse linear, as sensibilidades ponto a ponto ( $\Delta V/\Delta H$ ), indicadas na Tabela 3, deveriam ser sempre as mesmas. Entretanto, observando a Tabela 3, verifica-se que os valores de sensibilidade ponto a ponto apresentam variações, as quais estão relacionadas majoritariamente a não linearidades presentes na curva característica de fase em função do campo magnético da amostra GMI utilizada (Figura 12).

A sensibilidade  $S_I$  é definida como a média aritmética das sensibilidades ponto a ponto, ou seja, é aproximadamente a sensibilidade média do circuito. Tendo em vista os dados apresentados na Tabela 3, obtém-se  $S_I = 3,6$  V/Oe.

### 3.3. Sensibilidade e Fundo de Escala do Transdutor de Pressão

Com base nos resultados obtidos e nas discussões apresentadas neste capítulo, pode-se inferir a sensibilidade do transdutor de pressão aqui projetado. Tendo em vista seu emprego em aplicações associadas a medições da onda de pulso arterial, considera-se que é satisfatório que mesmo seja capaz de medir tensões de até cerca de 1380 Pa. Por sua vez, utiliza-se a mesma estrutura mecânica (Figura 14) do protótipo anterior [1], cuja característica de deflexão da membrana elástica é conhecida – a membrana se desloca  $\Delta l = 0,23$  cm, para  $\Delta P = 1380$  Pa (fundo de escala).

A fim de se garantir, com uma margem de segurança, que o elemento sensor não saia de sua região linear (Figura 12), definiu-se que a variação máxima (correspondente ao deslocamento  $\Delta l = 0,23$  cm) do campo magnético de excitação da amostra, em torno de -1,0 Oe (condição de equilíbrio), seja de 0,3 Oe. Tal ajuste é feito por meio da seleção adequada da fonte de campo magnético (Figura 14), bem como do ajuste de sua distância em relação à posição do sensor GMI. Tendo em vista as restrições aqui impostas e conhecendo-se a sensibilidade  $S_I$  do conjunto sensor-circuito, obtida na seção 3.2.1, é possível estimar a sensibilidade do transdutor de pressão, conforme indicado na Tabela 4.

Tabela 4 – Sensibilidade do transdutor de pressão.

<b>Sensibilidade:</b>	<b>Atribuída a:</b>	<b>Valor:</b>
$S_1$	Sensor GMI e circuito eletrônico	3,6 V/Oe
$S_2$	Variação do campo magnético em função do deslocamento da membrana	0,3/1380 Oe/Pa
$S = S_1 \times S_2$	Sensibilidade Total	0,78 mV/Pa

Em condições de igualdade, admitindo que o ganho do amplificador de instrumentação utilizado no estágio de saída também seja de 50, tem-se que o protótipo anteriormente desenvolvido, baseado na leitura das características de módulo do sensor GMI, apresenta uma sensibilidade de 0,05 mV/Pa [2]. Por sua vez, os resultados apresentados na Tabela 4 para o protótipo idealizado no presente trabalho, baseado na leitura das características de fase do sensor GMI, indicam que a sensibilidade do mesmo é de 0,78 mV/Pa; também admitindo um estágio de saída com ganho de 50.

Dessa forma, pode-se concluir que a configuração apresentada no presente trabalho possui potencial para elevar significativamente a qualidade das medições, visto que a sensibilidade total  $S$ , prevista para a presente versão do transdutor de pressão, é cerca de 16 vezes superior aquela obtida pelo protótipo anterior [1].

#### 4. Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste trabalho foi projetado um transdutor de pressão de alta sensibilidade, baseado na leitura da fase da impedância de uma amostra GMI. Tal transdutor apresenta elevada sensibilidade quando comparado a outros transdutores disponíveis no mercado [7]. Os resultados obtidos, por meio de simulações computacionais, indicam um aumento de 16 vezes na sensibilidade, quando comparados aqueles alcançados por um protótipo anterior baseado nas características de módulo [1].

A nova configuração aqui proposta, por ser baseada na leitura das características de fase das amostras GMI, utiliza sinais de frequências relativamente baixas (100 kHz), o que facilita a implementação do circuito eletrônico e reduz seu custo. Ao contrário, tipicamente, transdutores GMI baseados em leituras de módulo precisam operar numa faixa de frequências superior a 1 MHz.

A elevada sensibilidade prevista faz com que o transdutor seja uma alternativa adequada para aplicações biomédicas, que normalmente envolvem medições de pequenas variações de pressão, com alta resolução.

Em trabalhos futuros, pretende-se montar o circuito eletrônico aqui projetado, de acordo com a configuração apresentada e discutida na seção 3.2, a fim de se avaliar seu desempenho experimental. Na sequência, tal circuito será acoplado à estrutura mecânica projetada para transdução de pressão em campo magnético (seção 3.1), a fim de se testar efetivamente o comportamento do novo protótipo de transdutor de pressão GMI.

## 5. Referências Bibliográficas

- [1] LOUZADA, Daniel Ramos **Desenvolvimento de um transdutor de pressão de alta sensibilidade, baseado no fenômeno de magnetoimpedância gigante, para aplicação biomédica**. Rio de Janeiro, 2006. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-graduação em Metrologia, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio).
- [2] Louzada, D. R., E. C. Monteiro, L. A. P. Gusmão e C. R. H. Barbosa (2007). **Medição não-invasiva de ondas de pulso arterial utilizando transdutor de pressão MIG**. Proc. do IV Latin American Congress on Biomedical Engineering, Venezuela, pp. 1-4.
- [3] CAVALCANTI, Flávia Maria Pompéia **Desenvolvimento e caracterização de um transdutor magnético baseado no fenômeno da magnetoimpedância gigante**. Rio de Janeiro, 2005. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-graduação em Metrologia, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio).
- [4] Pompéia, F., L. A. P. Gusmão, C. R. H. Barbosa, E. C. Monteiro, L. A. P. Gonçalves e F. L. A. Machado (2008). **Ring shaped magnetic field transducer based on the GMI effect**. *Meas. Sci. Technol.*, **19** 025801 (10pp).
- [5] Silva, E. C., L. A. P. Gusmão, C. R. H. Barbosa and E. C. Monteiro (2008). **Magnetic field transducers based on the phase characteristics of GMI sensors and aimed to biomedical applications**. Proc. of the 13th International Conference on Biomedical Engineering, Singapore, 23, pp. 652-656.
- [6] Silva, E. C., L. A. P. Gusmão, C. R. H. Barbosa and E. C. Monteiro (2009). **Transdutor de pressão, baseado nas características de fase do efeito GMI, para registro de ondas de pulso arterial**. Proc. of the 8th International Seminar on Electrical Metrology, João Pessoa - PB, pp. 1-5.
- [7] COSTA SILVA, E.; GUSMÃO, L. A. P.; HALL BARBOSA, C.; COSTA MONTEIRO, E. Transdutor de pressão, baseado nas características de fase do efeito GMI, destinado a aplicações biomédicas. **Controle & Automação**, v. 21, p. 598-608, 2010.
- [8] Monteiro, E. C. e M. L. Lessa (2005). **A Metrologia na Área de Saúde: Garantia da Segurança e da Qualidade dos Equipamentos Eletromédicos**. *Engevista*, Vol. 7, no 2, pp. 51-60.
- [9] Monteiro, E. C. (2007). **Biometrologia: confiabilidade nas biomedicações e repercussões éticas**. *Metrologia e Instrumentação*, 6, pp. 6-12.
- [10] <http://www.sabereletronica.com.br/artigos/1916-aplicaes-para-sensores-magnticos-de-posio> - acesso em 08/07/2015
- [11] MAHDI, A. E.; PANINA, L.; MAPPS, D. Some new horizons in magnetic sensing: high-Tc SQUIDS, GMR and GMI materials. **Sensors and Actuators A**, v. 105, p. 271-285, 2003.
- [12] LENZ, J.; EDELSTEIN, A. S. Magnetic sensors and their applications. **IEEE Sensors Journal**, v. 6, n. 3, p. 631-649, 2006.
- [13] RIPKA, P. **Magnetic Sensors and Magnetometers**. Artech House Publishers, 2001.
- [14] LENZ, J. E. A review of magnetic sensors. **Proc. IEEE**, v. 78, n. 6, p. 973- 989, 1990.
- [15] UCHIYAWA, T.; MOHRI, K.; ITHO, H.; NAKASHIMA, K.; OHUCHI, J.; SUDO, Y. Car traffic monitoring system using MI sensor built-in disk set on the road. **IEEE Trans. Magn.**, v. 36, p. 3670-3672, 2000.
- [16] KIM, D. J.; PARK, D. G.; HONG, J. H. Nondestructive evaluation of reactor pressure vessel steels using the giant magnetoimpedance sensor. **J. Appl. Phys.**, v. 91, n. 10, p. 7421-7423, 2002.

- [17] TEHRANCHI, M. M.; RANJBARAN, M.; EFTEKHARI, H. Double core giant magneto-impedance sensors for the inspection of magnetic flux leakage from metal surface cracks. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 170, n. 1– 2, p. 55-61, 2011.
- [18] HONKURA, Y. Development of amorphous wire type MI sensors for automobile use. **J. Magn. Magn. Mater.**, v. 249, p. 375–377, 2002.
- [19] KURLYANDSKAYA, G. V.; SANCHEZ M. L.; HERNANDO, B.; PRIDA, V. M.; GORRIA, P.; TEJEDOR, M. Giant magnetoimpedance based sensitive element as a model for biosensors. **Appl. Phys. Lett.**, v. 82, p. 3053–3055, 2003.
- [20] KURLYANDSKAYA, G. V.; MIYAR, V. F. Surface modified amorphous ribbon based magnetoimpedance biosensor. **Biosensors and Bioelectronics**, v. 22, p. 2341–2345, 2007.
- [21] ANDRÄ, Wilfried; NOWAK, Hannes **Magnetism in Medicine: A Handbook**, 2. Ed. WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, 2007.
- [22] YAMADA, S.; YAMAGUCHI, I. Magnetocardiograms in Clinical Medicine: Unique Information on Cardiac Ischemia, Arrhythmias, and Fetal Diagnosis. **Internal Medicine**, v. 44, n. 1, p. 1-19, 2005.
- [23] COSTA SILVA, E.; GUSMÃO, L. A. P.; HALL BARBOSA, C.; COSTA MONTEIRO, E. Magnetic Field Transducers based on the Phase Characteristics of GMI Sensors and Aimed to Biomedical Applications. In: The 13th International Conference on Biomedical Engineering, ICBME2008, Singapura, 2008. **Proceedings of the 13th International Conference on Biomedical Engineering**, 2008, v. 23. p. 652-656.
- [24] ARAÚJO, Dráulio Barros de; CARNEIRO, A. A. O.; MORAES, E. R.; BAFFA, O. Biomagnetismo: Nova interface entre a física e a biologia. **Revista Ciência Hoje**, v. 26, n. 153, p. 25-33, 1999.
- [25] CARNEIRO, A. A. O.; FERREIRA, A.; MORAES, E. R.; ARAUJO, D. B.; SOSA, M.; BAFFA, O. Biomagnetismo: Aspectos Instrumentais e Aplicações. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, v. 22, n. 3, p. 324-338, 2000.
- [26] VALENSUELA, R.; VAZQUEZ, M.; HERNANDO, A. A position sensor based on magnetoimpedance. **J. Appl. Phys.**, v. 79, p. 6549–6591, 1996.
- [27] HAUSER, H.; STEINDL, R.; HAUSLEITNER, C.; POHL, A.; NICOLICS, J. Wirelessly interrogable magnetic field sensor utilizing giant magnetoimpedance effect and surface acoustic wave devices. **IEEE Instrum. Meas.**, v. 49, p. 648–652, 2000.
- [28] DELOOZE, P.; PANINA, L. V.; MAPPS, D. J.; UENO, K.; SANO, H. Effect of transverse magnetic field on thin film magnetoimpedance and application to magnetic recording. **J. Magn. Magn. Mater.**, v. 272–276, p. 2266–2268, 2004.
- [29] GARCÍA-ARRIBAS, A.; MARTÍNEZ, F.; FERNÁNDEZ, E.; OZAETA, I.; KURLYANDSKAYA, G. V.; SVALOV, A. V.; BERGANZO, J.; BARANDIARAN, J. M. GMI detection of magnetic-particle concentration in continuous flow. **Sensors and Actuators A: Physical**, v. 172, n. 1, p. 103- 108, 2011.
- [30] PHAN, Manh-Huong; PENG, Hua-Xin Giant magnetoimpedance materials: Fundamentals and applications. **Progress in Materials Science**, v. 53, p. 323-420, 2008.
- [31] KRAUS, L. GMI modeling and material optimization. **Sens. Actuators A**, v.106, p. 187 194, 2003.
- [32] GONÇALVES, Lídice Aparecida Pereira **Efeito hall planar e magnetoimpedância gigante em liga ferromagnética amorfa Co70Fe5Si15B10**. Recife, 2006. Tese de Doutorado – Programa de Pós graduação em Ciência de Materiais, Universidade Federal de Pernambuco (UFPE).
- [33] SILVA, Eduardo Costa da; **Magnetômetro GMI de Alta Sensibilidade para Medição de Campos Magnéticos Ultra-fracos**. Rio de Janeiro, 2013. Tese de Doutorado – Programa de Pós graduação em Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio)

[34] SILVA, Eduardo Costa da; **Desenvolvimento de Transdutor Baseado na Fase da Magnetoimpedância Gigante para Medição de Campos Biomagnéticos**. Rio de Janeiro, 2010. Dissertação de Mestrado – Programa de Pós graduação em Metrologia, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio)

[35] MAKHNOVSKIY, D. P.; PANINA, L. V.; MAPPS, D. J. Asymmetric Magnetoimpedance in as-cast CoFeSiB Amorphous Wires due to ac Bias. **Appl. Phys. Lett.**, v. **77**, p. 121-123, 2000.

[36] MAKHANOVSKIY, D. P.; PANINA, L. V.; MAPPS, D. J. Field-dependent surface impedance tensor in amorphous wires with two types of magnetic anisotropy: Helical and circumferential. **Phys. Rev. B**, v. **63**, 144424, 2001.

[37] PANINA, L. V. Asymmetrical giant magneto-impedance (AGMI) in amorphous wires. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**. v. 249, p. 278-287, 2002.

[38] KIM, C. G.; JANG, K. J.; KIM, H. C.; YOON, S. S. Asymmetric giant magnetoimpedance in field-annealing Co-based amorphous ribbon **J. Appl. Phys.**, v. 85, p. 5447-5449, 1999.

[39] BUZNIKOV, N. A.; KIM, C. G.; KIM, C. O.; YOON, S. S. A model for asymmetric giant magnetoimpedance in field-annealed amorphous ribbons. **Appl. Phys. Lett.**, v. 85, p. 3507-3509, 2004.

[40] MACHADO, F. L. A.; RODRIGUES, A. R.; PUÇA, A. A.; DE ARAÚJO, A. E. P. Highly Asymmetric Giant Magnetoimpedance. **Mater. Sci. Forum**, v. 302-303, n. 202-208, 1999.

[41] BYON, K. S.; YU, S. C.; KIM, C. G.; YOON, S. S. Asymmetric characteristics of magnetoimpedance in amorphous Fe<sub>77.5</sub>Si<sub>7.5</sub>B<sub>15</sub> wire. **J. Magn. Magn. Mater.**, v. 226-230, p. 718-720, 2001.

[42] PHAN, M. H.; YU, S. C.; KIM, C. G.; VAZQUEZ, M. Origin of asymmetrical magnetoimpedance in a Co-based amorphous microwire due to dc bias current. **Appl. Phys. Lett.**, v. 83, p. 2871-2873, 2003.

[43] [http://www.qhrv.com.br/dtr\\_pvw\\_overview\\_pt.htm](http://www.qhrv.com.br/dtr_pvw_overview_pt.htm) acesso em 15/06/2015

[44] <http://departamentos.cardiol.br/dha/revista/11-3/Vol3.pdf> acesso em 15/06/2015

[45] <http://pt.slideshare.net/lacuniderp/semiologia-vascular> acessado em 09/07/2015

[46] [http://www.uff.br/cursodesemiologia/images/stories/Uploads/aulas/Sinais\\_vitais\\_2012.pdf](http://www.uff.br/cursodesemiologia/images/stories/Uploads/aulas/Sinais_vitais_2012.pdf) acesso em 09/07/2015

[47] <http://www.smar.com/brasil/artigo-tecnico/sensores-de-pressao> acesso em 09/07/2015

[48] [https://en.wikipedia.org/wiki/Pressure\\_altitude](https://en.wikipedia.org/wiki/Pressure_altitude) acesso em 27/07/2015

[49] <https://en.wikipedia.org/wiki/QNH> acesso em 27/07/2015

[50] [https://pt.wikipedia.org/wiki/Efeito\\_Venturi](https://pt.wikipedia.org/wiki/Efeito_Venturi) acesso em 20/07/2015

[51] <http://www.ge-mcs.com/pt/bently-nevada-sensors-and-transducers/pressure-transducers.html> acesso em 15/07/2015

[52] <http://www.ge-mcs.com/pt/bently-nevada-sensors-and-transducers/pressure-transducers/165855-cylinder-pressure-transducer.html> acesso em 15/07/2015

[53] <http://www.ge-mcs.com/pt/bently-nevada-sensors-and-transducers/pressure-transducers/gas-turbine-combustion.html> acesso em 15/07/2015

[54] PHAN, Manh-Huong; PENG, Hua-Xin Giant magnetoimpedance materials: Fundamentals and applications. **Progress in Materials Science**, v. 53, p. 323-420, 2008.



[55] COSTA SILVA, E.; GUSMÃO, L. A. P.; HALL BARBOSA, C.; COSTA MONTEIRO, E.; MACHADO, F. L. A. High sensitivity giant magnetoimpedance (GMI) magnetic transducer: magnitude versus phase sensing. **Measurement Science & Technology**, v. 22, p. 1-9, 2011.

## 6. Anexos

Código de simulação no *Spice*

Transdutor

```

*TopSPICE library: Models\Vendor\TIINA.MDB

*PART NUMBER: INA129E

*MODEL NAME: INA129E

*SYMBOL:   XOPIAMP8

*

* Texas Instruments instrumentation amplifier

* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT

*                   | INVERTING INPUT

*                   | | POSITIVE POWER SUPPLY

*                   | | | NEGATIVE POWER SUPPLY

*                   | | | | OUTPUT

*                   | | | | | REFERENCE

*                   | | | | | | GAIN SENSE 1

*                   | | | | | | | GAIN SENSE 2

*                   | | | | | | | |

* PIN CONFIG FOR INA129 1 2 3 4 5 8 9 10

*****

*

.SUBCKT INA129E      1 2 3 4 5 8 9 10

*

***** A1_129E SUB-CIRCUIT

* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT

*                   | INVERTING INPUT

*                   | | POSITIVE POWER SUPPLY

*                   | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
    
```

```

*           | | | | OUTPUT
*           | | | | |
X1          15 17 3 4 11 A1_129E
*
***** A2_129E SUB-CIRCUIT
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*           | INVERTING INPUT
*           | | POSITIVE POWER SUPPLY
*           | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*           | | | | OUTPUT
*           | | | | |
X2          15 16 3 4 12 A2_129E
*
***** A3_129E SUB-CIRCUIT
* CONNECTIONS:      NON-INVERTING INPUT
*           | INVERTING INPUT
*           | | POSITIVE POWER SUPPLY
*           | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*           | | | | OUTPUT
*           | | | | |
X3          14 13 3 4 5 A3_129E
*
R1  11 13 40.0000K
R2  13 5 39.996K
R3  12 14 40.0000K
R4  14 8 40.0000K
CIN 13 14 4.0000PF
*
R1FB 9 11 24.700K
CC1 17 11 5.0000PF
    
```



DEPARTAMENTO  
DE ENGENHARIA  
ELÉTRICA

R2FB 10 12 24.700K

CC2 16 12 5.0000PF

CG1 9 0 10.0000PF

CG2 10 0 8.0000PF

\*

RCE 17 9 20G

\*

I1 3 16 DC 20.00E-6

I2 3 17 DC 20.00E-6

IB1CAN 3 42 DC 40.00E-9

IB2CAN 3 46 DC 40.00E-9

IBAL 0 4 DC 6.5E-6

\*

D1 15 17 DX

D2 15 16 DX

\*

Q1 16 42 10 QX

Q2 17 46 9 QX

\*

V1 3 15 DC 1.700

\*

\*\*\*\*\*

\*

\*

\* Additions for the INA129E \*

\* (Enhanced) macromodel \*

\*

\*

\*\*\*\*\*

\* INPUT PROTECTION

RIN1 1 41 1K

I11 41 42 .7MA



S11 41 42 1 41 SP

DI1 43 41 DX

I12 4 43 DC .8MA

S12 4 43 1 41 SM

RIN2 2 45 1K

I21 45 46 .7MA

S21 45 46 2 45 SP

DI2 47 45 DX

I22 4 47 DC .8MA

S22 4 47 2 45 SM

\*\*\*\*\*

\* \*

\* Anti-inversion clamps \*

\* \*

\*\*\*\*\*

VSET1 3 40 DC 2.0

QSET1 4 40 42 QY

VSET2 3 44 DC 2.0

QSET2 4 44 46 QY

.model sp vswitch(ron=10 roff=100E3 von=.7 voff=1)

.model sm vswitch(ron=10 roff=100E3 von=-.7 voff=-1)

.MODEL DX D(IS=1.0E-24)

.MODEL QX NPN(IS=800.0E-18 BF=500)

.MODEL QY PNP(IS=800.0E-18 BF=500)

.ENDS

\*modelos

\*-----

\* OPA2822 Wideband, Unity Gain Stable, Current Feedback Op Amp with Disable

\* Created 12/07/01 RS

\* Modified 8/29/02 RS for new transistor model

\* Modified 9/30/02 RS adjusted response

\*

\*

\* NOTES:

\* 1- Uses a multiple pole-zero topology

\* 2- For better convergence during transient analysis set:

\* .OPTIONS ITL4=40

\* 3- This macromodel predicts room temperature performance  
(T = 27 deg C) for: DC, small-signal AC, noise, and  
transient simulations

\* 4- This macromodel does not predict: distortion  
(harmonic, intermod, diff. gain & phase, ...),  
temperature effects, board parasitics, differences  
between package styles, and process changes

\* 5- F function are .sub circuit for PSpice. If using in Regular spice  
you should change to normal F statements  
F\_F(designator) Node1 Node 2 F(designator) (gain value).  
Insert them in the main subcircuit.

\*

\* |-----|

\* | This macro model is being supplied as an aid to |

\* | circuit designs. While it reflects reasonably close |

\* | similarity to the actual device in terms of performance, |

\* | it is not suggested as a replacement for breadboarding. |

\* | Simulation should be used as a forerunner or a supplement |

\* | to traditional lab testing. |

\* | |

\* | Neither this library nor any part may be copied without |

\* | the express written consent of Texas Instruments Corporation.|

\* |-----|

\*

\* CONNECTIONS:

\*           Non-Inverting Input

\*           | Inverting Input

\*           | |

\*           | | Positive Power Supply

\*           | | | Negative Power Supply

\*           | | | | Output

\*           | | | | |

.SUBCKT OPA2822 + - Out V+ V-

D\_D42       42 40 DX 1

D\_D12       17 16 DX 1

D\_D70       71 72 DX 1

D\_D73       72 73 DX 1

V\_V12       17 V- DC 1.10

I\_I24       25 24 DC 100uA

D\_D41       40 \$N\_0001 DX 1

D\_D20       20 0 DN1 .5

D\_D21       0 21 DN1 .5

L\_L51       0 52 41.5U

C\_C50       50 52 0.0415F

R\_R71       V- 74 22

R\_R70       70 V+ 22

G\_G50       0 50 POLY(1) 40 0 0 1.0u 0 0

D\_D23       0 23 DN1 .5

D\_D22       22 0 DN1 .5

D\_D25       0 25 DN3 .25



```

D_D24      24 0 DN3 .25

R_R10      11 10 200

L_L1       72 Out 1.5N

C_C52      0 51 0.0415F

L_L50      50 51 41.5U

R_R53      52 51 1MEG

R_R40      40 0 8976.5

G_G40      0 40 POLY(1) 30 0 0 1.114E-4 0 0

R_R1       30 0 10K

G_G30      0 30 POLY(1) 12 11 0 2.0 0 0

I_I12      16 V- DC 1.675mA

C_C2       30 0 5.85n

C_C5       0 40 95f

R_R11      12 10 200

E_E42      42 0 POLY(1) V- V+ .55 0.5 0 0

V_V1       V+ 10 DC 1.4

E_E41      $N_0001 0 POLY(1) V+ V- -.55 0.5 0 0

E_E71      73 74 POLY(2) 51 52 V+ V- -785M 1 0.5

E_E70      70 71 POLY(2) 52 51 V+ V- -785m 1 0.5

I_I22      23 22 DC 100ua

I_I20      21 20 DC 10.5uA

E_E11      3 + POLY(2) 20 0 21 0 .2M .4 .4

G_G10      3 0 POLY(2) 22 0 23 0 100n .1M .1M

Q_Q1       11 3 16 QN 1.0

Q_Q2       12 - 16 QN 1.028

G_G11      - 0 POLY(2) 24 0 25 0 0 .1M .1M
    
```

.model DX d is=1.0F

\*

\*



\*MODEL DN1 IS FOR MACRO MODELS

\*CREATED BY REA SCHMID 9/23/01

.model DN1 D( IS=.1F AF=1.0 KF=19.2E-17)

\*

\*MODEL DN3 USED FOR MACRO MODELS

\*CREATED BY REA SCHMID 9/23/01

.MODEL DN3 D( IS=.1F AF=1.0 KF=11.0E-17)

\*

\* QN NPN model

\* created for use with 2822 MacroModel release 9.2.1 on 9/29/02

\* The Model Editor is a PSpice product.

.MODEL QN NPN

+ IS=1.000E-15

+ VAF=100

+ VAR=100

.ENDS OPA2822

\* AD8611 SPICE Macro-Model Typical Values

\* Description: Amplifier

\* Generic Desc: Ultrafast 4ns Single Supply Comparator

\* Developed by: TAM / ADSC

\* Revision History: 08/10/2012 - Updated to new header style

\* 1.0 (01/2000)

\* Copyright 2012 by Analog Devices, Inc.

\*

\* Refer to

[http://www.analog.com/Analog\\_Root/static/techSupport/designTools/spiceModels/license/spice\\_genera.html](http://www.analog.com/Analog_Root/static/techSupport/designTools/spiceModels/license/spice_genera.html) for License Statement. Use of this model

\* indicates your acceptance of the terms and provisions in the License Statement.

\*

\* BEGIN Notes:

\*

\* Not Modeled:

\*

\* Parameters modeled include:

\*

\* END Notes

\*

\* Node assignments

```

*          non-inverting input
*          |          inverting input
*          |          |          positive supply
*          |          |          |          negative supply
*          |          |          |          |          Latch
*          |          |          |          |          |          DGND
*          |          |          |          |          |          |          Q
*          |          |          |          |          |          |          |          QNOT
*          |          |          |          |          |          |          |          |
.SUBCKT AD8611          1      2      99      50      80      51      45      65
    
```

\*

\* INPUT STAGE

\*

\*

Q1 4 3 5 PIX

Q2 6 2 5 PIX

IBIAS 99 5 800E-6

RC1 4 50 1E3

RC2 6 50 1E3



CL1 4 6 3E-13

CIN 1 2 3E-12

VCM1 99 7 1.9

D1 5 7 DX

EOS 3 1 POLY(1) (31,98) 1E-3 1

\*

\* Reference Voltages

\*

EREF 98 0 POLY(2) (99,0) (50,0) 0 0.5 0.5

RREF 98 0 100E3

\*

\* CMRR=66dB, ZERO AT 1kHz

\*

ECM1 30 98 POLY(2) (1,98) (2,98) 0 0.5 0.5

RCM1 30 31 10E3

RCM2 31 98 5

CCM1 30 31 15.9E-9

\*

\* Latch Section

\*

RX 80 51 100E3

E1 10 98 (4,6) 1

S1 10 11 (80,51) SLATCH1

R2 11 12 1

C3 12 98 5.4E-12

E2 13 98 (12,98) 1

R3 12 13 500

\*

\* Power Supply Section

\*



GSY1 99 52 POLY(1) (99,50) 4E-3 -2.6E-4

GSY2 52 50 POLY(1) (99,50) 3.7E-3 -.6E-3

RSY 52 51 10

\*

\* Gain Stage  $A_v=250$   $f_p=100\text{MHz}$

\*

G2 98 20 (12,98) 0.25

R1 20 98 1000

C1 20 98 10E-13

E3 97 0 (99,0) 1

E4 52 0 (51,0) 1

V1 97 21 DC 0.8

V2 22 52 DC 0.8

D2 20 21 DX

D3 22 20 DX

\*

\* Q Output

\*

Q3 99 41 46 NOX

Q4 47 42 51 NOX

RB1 43 41 2000

RB2 40 42 2000

CB1 99 41 0.5E-12

CB2 42 51 1E-12

RO1 46 44 1

D4 44 45 DX

RO2 47 45 500

EO1 97 43 (20,51) 1

EO2 40 51 (20,51) 1

\*



\* Q NOT Output

\*

Q5 99 61 66 NOX

Q6 67 62 51 NOX

RB3 63 61 2000

RB4 60 62 2000

CB3 99 61 0.5E-12

CB4 62 51 1E-12

RO3 66 64 1

D5 64 65 DX

RO4 67 65 500

EO3 63 51 (20,51) 1

EO4 97 60 (20,51) 1

\*

\* MODELS

\*

.MODEL PIX PNP(BF=100,IS=1E-16)

.MODEL NOX NPN(BF=100,VAFF=130,IS=1E-14)

.MODEL DX D(IS=1E-14)

.MODEL SLATCH1 VSWITCH(ROFF=1E6,RON=500,VOFF=2.1,VON=1.4)

.ENDS AD8611

\*TopSPICE library: Models\Digital\TTL74F.MDB

\*PART NUMBER: 74F86

\*MODEL NAME: 74F86

\*SYMBOL: XXOR

\*

\* 2-input XOR

\*

.SUBCKT 74F86 1 2 3

\* IN IN OUT

U1 XOR 3 1 2 74F 74FUIO

.ENDS 74F86

\* AD8599 DMod model

\* Description: Amplifier

\* Generic Desc: 9/30V, BIP, OP, Low THD, Low Noise, 2X

\* Developed by: D.F. Bowers.

\* Revision History: 08/10/2012 - Updated to new header style

\* Copyright 2012 by Analog Devices, Inc.

\*

\* Refer to

[http://www.analog.com/Analog\\_Root/static/techSupport/designTools/spiceModels/license/spice\\_general.html](http://www.analog.com/Analog_Root/static/techSupport/designTools/spiceModels/license/spice_general.html) for License Statement. Use of this model

\* indicates your acceptance of the terms and provisions in the License Statement.

\*

\* BEGIN Notes:

\*

\* Not Modeled:

\*

\* Parameters modeled include:

\*

\* END Notes

\*

\*Usage:-

\*X1 7 4 6 3 2 DMOD8599

\* | | | |

\* | | | | Inverting input



\* | | | Non-inverting input

\* | | Output

\* | Negative supply

\* Positive supply

.SUBCKT DMOD8599 7 4 6 3 2

\* Input Impedances

G3 3 2 3 2 82U

R1 3 0 1.6G

R2 2 0 1.6G

C1 3 0 2.25P

C2 2 0 2.25P

C3 3 2 7P

\* Input Clamping

D1 3 12 D1

D2 12 2 D1

D3 2 13 D1

D4 13 3 D1

.MODEL D1 D IS=1E-16

\* Preconditioning Gain Stage and Sum Node for Gain Control

\* and Noise Insertion

E1 20 19 3 2 100

R3 19 0 10M

\* Second-Order Frequency Shaping

R50 20 21 10

C50 21 0 110P

R51 21 22 50

C51 22 0 17P

R52 22 23 250

C52 23 0 17P

R53 23 40 1.25K

C53 40 0 11P

\* Limiting Amplifier with Slew-Rate Control

G4 41 0 40 0 100U

G5 41 0 41 0 5U

D5 42 41 D2

D6 41 43 D2

V1 0 42 460

V2 43 0 460

.MODEL D2 D IS=1E-16 EG=0.6

\* Primary Gain Block, Dominant Pole/Zero and Swing Limiting Network

G6 44 0 41 0 10U

G7 44 0 44 0 33.3N

C4 44 48 310P

R4 48 0 60

D7 44 46 D2



E2 46 0 POLY(1) 7 0 -1.76 1

E3 47 0 POLY(1) 4 0 1.95 1

\* Output Stage and Gain-Reduction Feedback

M1 7 44 45 4 MN AD=0 AS=0 L=1U W=4700U

M2 4 44 45 7 MP AD=0 AS=0 L=1U W=4700U

R6 45 6 1M

G8 19 0 45 6 1000

R5 44 50 180

C5 50 6 400P

.MODEL MN NMOS LEVEL=1 KP=2E-5 PHI=1.0 VTO=-120M GAMMA=0 LAMBDA=0

.MODEL MP PMOS LEVEL=1 KP=2E-5 PHI=1.0 VTO=120M GAMMA=0 LAMBDA=0

\* Quiescent Supply Current

R7 7 4 52K

I1 7 4 3.53M

\* Noise Modeling

D60 60 0 DN1 1000

I60 0 60 1M

D61 61 0 DN4

I61 0 61 1U

D62 62 0 DN3

I62 0 62 1U



I63 0 63 1U

G60 3 0 61 60 .00018

G61 2 0 61 60 .00018

G62 3 2 62 60 .000092

G63 19 0 63 60 700

.MODEL DN1 D IS=1E-16

.MODEL DN2 D IS=1E-16 AF=1 KF=1.05E-17

.MODEL DN3 D IS=1E-16 AF=1 KF=2.8E-17

.MODEL DN4 D IS=1E-16 AF=1 KF=4.5E-17

.ENDS DMOD8599

.MODEL BAT85 D(

+ IS = 2.117E-07

+ N = 1.016

+ BV = 36

+ IBV = 1.196E-06

+ RS = 2.637

+ CJO = 1.114E-11

+ VJ = 0.2013

+ M = 0.3868

+ FC = 0

+ TT = 0

+ EG = 0.69

+ XTI = 2)

\*

\* Fontes

VIN 3 0 SIN 0 3.3 100kHz

\*VREF REF 0 SIN 0 3.3 100kHz 0 0 90

V+ 99 0 5V

V- 0 98 5V

\*V1+ 97 0 15V

\*V1- 0 96 15V

VDC 1 0 3.3

\* Resistores

R1 1 2 41.25

R2 h 2 220

Rgmi 2 gmi 0.88144 ;H=-1,0 Oe

R3 7 8 20k

R4 8 9 20k

RR 4A 0 100

RK1 K 0 1k

RK2 K KK 9k

RF1 Out 11 2k

RF2 11 12 2k

RAJ1 99 AJ 1436

RAJ2 AJ 0 1K

RG G1 G2 1008

RL S 0 10k

R11 99 a 2.2k

R21 a b 1k



R31 b c 1k

R41 c 98 2.2k

Ra e h 1000

Rb b g 2000

Rc i h 2000

Rd o i 2000

Rf g h 1900

\* Capacitores

CC 4 4A 1u

C1 8 Out 0.007958u

C2 9 0 0.007958u

C3 11 Out2 0.07958u

C4 12 0 0.07958u

C11 e b 1.5n

C22 g 0 1.5n

\*indutores

Lgmi gmi 4 563.952n ; H = -1,0 Oe

\*diodos

D1 e a BAT85

D2 c e BAT85

\*Amp ops

X1 0 2 4 99 98 OPA2822

X2 KK 0 99 98 0 0 5 0 AD8611



X3 b 0 99 98 0 0 6 0 AD8611

X4 5 6 7 74F86

X5 99 98 Out 9 Out DMOD8599

X6 99 98 KK 4A K DMOD8599

X7 99 98 Out2 12 Out2 DMOD8599

X8 Out2 AJ 99 98 S 0 G1 G2 INA129E

X11 99 98 b 0 e DMOD8599

X22 99 98 h g i DMOD8599

\* Rotina de Print

.IC V(11,Out2)=0

.TRAN 0.01us 5ms 0ms 0.01us UIC

.SAVE

;<#AUTO PLOT TRAN V(OUT2) V(AJ)

;<#AUTO PLOT TRAN V(OUT2) V(AJ) V(S) V(ss)

#AUTO PLOT TRAN V(S)

.ALTER ; H = -0,9

Rgmi 2 gmi 0.87756

Lgmi gmi 4 549.330n

.ALTER ; H = -0,8

Rgmi 2 gmi 0.87417

Lgmi gmi 4 536.861n

.ALTER ; H = -0,7

Rgmi 2 gmi 0.87067

Lgmi gmi 4 524.727n

.ALTER ; H = -0,6

Rgmi 2 gmi 0.86734

Lgmi gmi 4 513.924n

.ALTER ; H = -0,5

Rgmi 2 gmi 0.86432

Lgmi gmi 4 503.951n

.ALTER ; H = -1,1

Rgmi 2 gmi 0.88394

Lgmi gmi 4 577.421n

.ALTER ; H = -1,2

Rgmi 2 gmi 0.88640

Lgmi gmi 4 590.854n

.ALTER ; H = -1,3

Rgmi 2 gmi 0.88707

Lgmi gmi 4 602.629n

.ALTER ; H = -1,4

Rgmi 2 gmi 0.88654

Lgmi gmi 4 612.631n

.ALTER ; H = -1,5

Rgmi 2 gmi 0.88595

Lgmi gmi 4 620.726n

.END