

# **APRIMORAMENTO DE AMPERÍMETROS SEM CONTATO POR APROXIMAÇÃO BASEADOS EM SENSORES GMR**

Daniel Prado de Magalhães

# **APRIMORAMENTO DE AMPERÍMETROS SEM CONTATO POR APROXIMAÇÃO BASEADOS EM SENSORES GMR**

**Aluno: Daniel Prado de Magalhães**

**Orientador: Carlos Roberto Hall Barbosa**

**Co-orientador: Eduardo Costa da Silva**

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

## Agradecimentos

Meus agradecimentos a este trabalho vão primeiramente a minha mãe, Vania Maria Fátima Delorme Prado, pelo seu amor e apoio incondicional, que foi indispensável para meu crescimento pessoal e consequente crescimento acadêmico e profissional. Me inspiro nela para me tornar a pessoa e profissional que ela é, e foi ao longo da vida. A ela sou eterno e sinceramente grato por absolutamente tudo.

Aos meus irmãos, Juliana Prado de Magalhães Carvalho Maia e Raphael Delorme Prado de Magalhães, que, junto com minha mãe, me proporcionaram acesso à educação e cultura, que foram indispensáveis para a construção da minha carreira acadêmica, e também deste trabalho. Da mesma forma, a todos os meus familiares e amigos que contribuíram com seu apoio, conversa e incentivo, ao longo de toda minha trajetória, nos momentos bons e enriquecedores, e também nos momentos de dificuldades e crescimento. Com especial agradecimento a Carolzinha, Sonia, Guilherme, Ricardo, Daniela, Paula, Luiza, Roberta, Fernanda, Marcello, Fernanda, Marco, Thomas, João Pedro, Juliana, Gustavo, Zeca, Matheus, Camila, Fabi, Ricardo, Mariana, Thaiene, Manuel e Guilherme. Cada um com sua amizade, apoio e troca de experiência.

Ao meu orientador Carlos Roberto Hall Barbosa e co-orientador Eduardo Costa da Silva pela orientação, supervisão e professorado magistrais durante a realização deste projeto. E à aluna Camila Schuina Neves pela parceria no desenvolvimento desse projeto. Os três foram essenciais para a qualidade do trabalho e texto.

Agradeço à PUC-Rio por oferecer um ensino e educação de qualidade, vindo de uma Universidade conceituada. Com especial agradecimento aos excelentes professores que passaram pela minha trajetória acadêmica, com sua dedicação e didática impecáveis. Foi uma experiência enriquecedora e uma honra ter a oportunidade de estudar nesta universidade.

Por fim, esta dedicatória é em memória a minha amada avó, por ter me ensinado a ser ético e íntegro, acima de tudo. Agradeço infinitamente por todos os ensinamentos que ela me deu ao longo da vida. Não seria quem sou hoje sem sua criação e a sinergia que tínhamos. Gratidão.

## Resumo

Medições não invasivas de corrente elétrica são feitas por amperímetros do tipo alicate, que tradicionalmente são usados para diversas aplicações de engenharia elétrica. A partir do campo magnético gerado pelo condutor a ser medido, tais dispositivos inferem a corrente que passa por eles. Alguns dos amperímetros baseados em sensores do tipo bobina são restritos à medição de correntes alternadas. Porém, há versões que medem correntes contínuas, e são baseadas nos sensores de efeito Hall. Este trabalho apresenta o projeto e o aprimoramento de um protótipo desenvolvido anteriormente, de um amperímetro sem contato baseado em magnetômetros comerciais do tipo magnetorresistência gigante (GMR), capaz de medir correntes elétricas alternadas e contínuas, além de inferir a distância entre o sensor e o condutor a ser medido.

**Palavras-chave:** amperímetro; magnetômetros; magnetorresistência gigante; GMR; sem contato

## Improvement of a Contactless Ammeter Based on GMR Sensor

### Abstract

Clamp ammeters are traditionally used in electrical engineering applications associated with non-invasive measurements of electrical currents. Such devices infer the current based on the measurement of the magnetic field that it generates. Ammeters based on coil sensors are restricted to the measurement of alternating currents. However, there are commercial versions able of measuring direct currents, based on Hall effect sensors. This manuscript presents a prototype of a contactless ammeter based on commercial giant magnetoresistance magnetometers, able to measure alternating and direct electrical currents and to infer the distance between the sensor and the electrical current conductor.

**Keywords:** ammeter; magnetometer; giant magnetoresistance; GMR; contactless

## Sumário

Lista de Figuras.....	8
Lista de Símbolos .....	9
Lista de Siglas e Abreviaturas.....	10
1. Introdução.....	11
1.1. Amperímetros .....	11
1.2. Objetivos .....	11
1.3. Estrutura do Projeto Final .....	12
2. Transdutor GMR.....	13
2.1. Princípio de Funcionamento .....	14
2.2. GMR AA005-02 e AAL002-02 .....	15
3. Modelagem teórica.....	17
4. Bancada Experimental .....	19
4.1. Sistema de aquisição de dados .....	20
4.2. Programa em LabVIEW .....	20
5. Sensor GMR alimentado por corrente – AA005-02 – fase 1.....	24
5.1. Motivação .....	24
5.2. Esquemático .....	24
5.3. Simulação no Topspice.....	25
5.4. Implementação em protoboard.....	28
5.5. Medições e resultados .....	28
6. Sensor GMR alimentado por corrente – AA005-02 – fase 2.....	30
6.1. Motivação .....	30
6.2. Esquemático.....	30
6.3. Simulação no Topspice.....	31
6.4. Implementação em protoboard.....	33
6.5. Medições e resultados .....	34
7. Circuito de RESET .....	35
7.1. Motivação .....	35
7.2. Esquemático .....	35
7.3. Simulação no Proteus .....	36
8. Protótipo Completo do Amperímetro GMR .....	43
8.1. Calibração do amperímetro .....	43

8.2. Resultados.....	44
8.3. Conclusões .....	44
9. Conclusões e trabalhos futuros .....	45
10. Referências.....	47
Anexo A - Artigo IMEKO 2017 .....	48
Anexo B - Artigo CBM 2017 .....	54
Anexo C - Netlist Topspice .....	58

## Lista de Figuras

Figura 1 - Sensibilidade magnética planar [10] .....	13
Figura 2 - Estrutura nano tecnológica do GMR, sem aplicação de campo magnético externo [9].....	13
Figura 3 - Estrutura nanotecnológica do GMR, com aplicação de campo magnético externo [9].....	14
Figura 4 - Princípio de Operação do Amperímetro GMR [8] .....	14
Figura 5 - Ponte de Wheatstone do sensor GMR [8] .....	15
Figura 6 - Pinagem e Diagrama de Blocos funcional do GMR, da NVE Corporation [10].....	15
Figura 7 - Saída do Sensor (V) x Magnitude do Campo Magnético Externo (Oe) [10] .....	17
Figura 8 - Diagrama Esquemático do Protótipo do Amperímetro .....	18
Figura 9 - Bancada experimental com sensores GMR e estrutura (visão frontal, lateral e traseira) .....	19
Figura 10 - Estrutura que abriga o condutor, alimentado por uma fonte de corrente .....	19
Figura 11 - Hardwares de aquisição de dados (DAQ) utilizados, respectivamente, nas etapas de desenvolvimento 1 e 2. ....	20
Figura 12 - Diagrama de Blocos do programa em Labview, para as medições da etapa 1 .....	21
Figura 13 - Diagrama de Blocos do programa em Labview, para as medições da etapa 1. ....	21
Figura 14 - Dispositivo de aquisição de dados ligado ao computador com o programa LabView, nas medições da etapa 1 .....	22
Figura 15 - Painel Frontal do programa em Labview, para as medições da etapa 2.....	23
Figura 16 - Esquemático do circuito de condicionamento do sensor GMR AA005-02 alimentado por corrente, da etapa 1 .....	24
Figura 17 - Tensão de saída na ponte para GMR1 e GMR 2 .....	27
Figura 18 - Tensão de saída do circuito para GMR1 e GMR 2 .....	27
Figura 19 - Implementação em protoboard do circuito de condicionamento do sensor GMR AA005-02 .	28
Figura 20 - Dados do teste para duas distâncias distintas.....	29
Figura 21 - Esquemático do circuito de condicionamento do sensor GMR AA005-02, alimentado por corrente, na etapa 2 .....	30
Figura 22 - Tensão de saída na ponte para GMR1 e GMR 2 .....	31
Figura 23 - Tensão de saída na ponte para GMR1 e GMR 2 .....	32
Figura 24 - Tensões de entrada dos INA129 .....	33
Figura 25 - Implementação em protoboard do circuito de condicionamento do sensor GMR AA005-02 .	33
Figura 26 - Dados do vigésimo teste para duas distâncias distintas.....	34
Figura 27 - Esquemático do circuito de condicionamento RESET (circuito no interior do retângulo tracejado).....	35
Figura 28 - Esquemático completo do circuito em Proteus .....	37
Figura 29 - Esquemático do circuito em Proteus - parte 1.....	38
Figura 30 - Esquemático do circuito em Proteus - parte 2.....	38
Figura 31 - Esquemático do circuito em Proteus - parte 3.....	39
Figura 32 - Tensão V40, armazenada pelo capacitor C8 .....	40
Figura 33 - Tensão V39, saída do Amplificador Inversor X5 .....	40
Figura 34 - Tensão VB, fornecida ao pino de offset do INA129 .....	41
Figura 35 - Tensão VA, saída do INA129.....	41
Figura 36 - Unidades de tensão e tempo dos gráficos gerados.....	42
Figura 37 - Características da rede neural utilizada .....	43
Figura 38 - Características da rede neural utilizada .....	43
Figura 39 - Análise de regressão da rede neural .....	44



## Lista de Símbolos

$R$  - resistência, em ohms ( $\Omega$ )  
 $V$  - tensão elétrica, em volts (V)  
 $H$  - indução magnética, em oersteds (Oe)  
 $I$  - corrente elétrica, em amperes (A)  
 $R$  - distância entre o sensor e o condutor  
 $\theta$  - ângulo entre a direção do campo magnético e o eixo de sensibilidade do GMR  
 $H_D$  - módulo do campo eletromagnético ambiente  
 $R_G$  - resistência de ganho  
 $S_{GMR}$  - sensibilidade do sensor  
 $\Delta R_{GMR1}$  - variação na resistência da ponte de *Wheatstone*  
 $G$  - ganho do sensor GMR  
 $V_{MC}$  - tensão de modo-comum do INA129  
 $X$  e  $Y$  - elementos do circuito esquemático  
 $R^2$  - Coeficiente de determinação  
 $t$  - tempo de duração do pulso monoestável  
 $\tau$  - tempo de carga do circuito RC

## Lista de Siglas e Abreviaturas

GMR - giant magnetoresistance (magnetorresistência gigante)  
CC - corrente contínua  
DAQ - dispositivo de aquisição de dados  
A/D - conversor analógico-digital  
DBL - bloco de *double precision*  
CI - circuito integrado  
LM358 - CI amplificador operacional 358  
LM741 - CI amplificador operacional 741  
INA129 - CI amplificador de instrumentação 129  
LM555 - CI contador 555  
SPST - chave *single pole, single throw*  
SPDT - single pole, double throw  
RC - circuito resistor-capacitor/condensador  
ANN - redes neurais artificiais  
RMSE - raiz do erro quadrático médio

## 1. Introdução

### 1.1. Amperímetros

Amperímetros são instrumentos aplicados a circuitos elétricos com o propósito de realizar medições de corrente elétrica. Têm diversas aplicações no setor elétrico, sendo um equipamento essencial neste meio. Apresentam uma variedade de tipos, se diversificando tanto pelo princípio físico utilizado para sua execução, quanto pela necessidade de interrupção do circuito para que a corrente seja medida [1,2].

Convencionalmente, essas medições são efetuadas de forma que o amperímetro seja inserido em série com o elemento a ser medido, constituindo assim uma forma de medição invasiva. Dessa forma, como o circuito não pode ser facilmente alterado em alguns casos, tem-se um problema de praticidade (e em alguns casos de viabilidade). Um exemplo de tal situação é a medição com amperímetros *shunt*, nas quais se coloca, em série com o condutor, uma pequena resistência de *shunt* conhecida, a qual apresenta uma diferença de potencial entre seus terminais proporcional à corrente, como determinado pela *Lei de Ohm* [1,2,3]. Neste caso, há duas condições problemáticas. A primeira refere-se ao fato de que, para efetuar tal medição, deve-se interromper o circuito. Além disso, quando se insere um resistor em série com o elemento a ser medido, acaba-se alterando a corrente que passa por ele. Quanto menor o valor do resistor, mais este problema é amenizado, porém é impossível evitá-lo [4].

Há alguns tipos de amperímetros que realizam medições não invasivas de corrente, de modo que as desvantagens anteriormente destacadas não são mais relevantes. São o caso dos amperímetros baseados em sensores do tipo bobina, baseados no fenômeno físico que faz com que uma corrente elétrica passando por um condutor gere um campo magnético circular no seu entorno, cuja intensidade varia com a intensidade da corrente e com a distância ao condutor [1,2].

Dentre os amperímetros baseados em sensores do tipo bobina, os amperímetros alicate são tradicionalmente usados na prática para efetuar medições de correntes alternadas. Para efetuar a medição, posiciona-se uma bobina ao redor do condutor elétrico. Desta forma, quando uma corrente elétrica alternada percorre o condutor, um campo magnético alternado é gerado, que induz uma tensão elétrica nos terminais da bobina, seguindo assim a lei de *Faraday-Lenz*. A partir deste princípio, pode-se medir a corrente elétrica, por meio da proporcionalidade direta entre a intensidade da corrente e a tensão resultante nos terminais da bobina [2]. Pode-se assim estimar o valor de uma corrente elétrica passando por um condutor, a partir da tensão induzida em uma bobina que o envolve, que depende somente da corrente elétrica e do número de espiras da bobina [4].

Para a medição de correntes contínuas, deve-se atentar ao fato de que não há indução de corrente elétrica na bobina. Isto deve-se ao fato do campo magnético circunferencial ser contínuo e, portanto, é necessário medi-lo diretamente, associando sua magnitude à magnitude da corrente elétrica primária. O sensor de efeito *Hall* é um transdutor de campo magnético usado comumente para esta aplicação. Nesse caso, a corrente que percorre o condutor é determinada a partir da tensão gerada no sensor de acordo com a magnitude do campo magnético gerado pela corrente elétrica que se deseja medir. As desvantagens deste sistema são relativas ao baixo nível de tensão de saída, pouca estabilidade em relação à temperatura e alta sensibilidade a cargas estáticas [3].

A partir deste contexto, espera-se que o protótipo de amperímetro desenvolvido neste projeto, baseado em magnetômetros GMR, realize medições de correntes contínuas e alternadas com alta resolução, em relação aos amperímetros alicate baseados em sensores de efeito Hall.

### 1.2. Objetivos

O objetivo deste Projeto de Graduação foi aprimorar um protótipo previamente desenvolvido de um amperímetro sem contato para medições não invasivas, baseado em sensores GMR (magnetorresistência gigante, do inglês), capaz de medir correntes elétricas alternadas e contínuas que percorrem um condutor. Deseja-se, também, que o protótipo realize a estimativa da distância entre o amperímetro e o condutor.

As correntes elétricas a serem medidas pelo protótipo estão na faixa de -20 A a 20 A, passando por um condutor elétrico retilíneo, que está em um ponto próximo ao sensor, a uma distância típica entre 1 cm e 4 cm.

Este projeto de amperímetro iniciou-se como um projeto de iniciação científica dos alunos Marcos Civiletti de Carvalho e Camila Schuina [4]. A continuidade do projeto constituiu a pesquisa de Mestrado em Metrologia (PósMQI) da aluna Camila Schuina. Parte dos resultados apresentados neste documento foram extraídos das pesquisas realizadas para estas publicações [2,5,6], sendo que as duas últimas se encontram nos Anexos A e B.

### 1.3. Estrutura do Projeto Final

A descrição do trabalho desenvolvido se inicia no capítulo 2, onde é apresentada uma breve descrição do transdutor GMR e o detalhamento do seu princípio de funcionamento, com a explicação do efeito da magnetorresistência gigante (GMR), que é a base teórica para o desenvolvimento do protótipo do amperímetro desenvolvido. Em seguida, são apresentados os modelos de sensores GMR utilizados na construção dos protótipos, suas características e funcionalidades.

No capítulo 3, discute-se e desenvolve-se a modelagem teórica que dá base à construção do protótipo atual, dando um sentido mais detalhado ao objetivo do trabalho previamente citado. Subsequentemente, é apresentada a aplicação da modelagem teórica, por meio da exposição da bancada experimental. São mostrados os instrumentos e é feita a descrição da montagem e aplicação da bancada, a fim de realizar medições de corrente contínua no condutor.

Após esta introdução, é apresentado no capítulo 5 o primeiro protótipo de amperímetro, baseado no sensor GMR AA005-02, da *NVE Corporation*. O capítulo é dividido de forma a apresentar as motivações para o uso de tal sensor e para as alterações realizadas nesta etapa, em relação ao projeto desenvolvido anteriormente a este trabalho; o do circuito de condicionamento que possui características específicas que atendem a necessidades do projeto; as simulações teóricas do circuito de condicionamento desenvolvidas previamente à medição da corrente do condutor; a implementação do circuito em *protoboard* e os desafios encontrados nesta montagem; as medições e resultados das medições referentes a esta fase, realizando assim, uma análise detalhada dos resultados obtidos nestas leituras.

O capítulo seguinte apresenta as modificações implementadas na fase anterior de modo a obter um sinal de saída do circuito mais preciso e com menos influência de campos magnéticos externos. Assim como no capítulo anterior, é apresentada a motivação destas modificações; o esquemático e simulação do circuito de condicionamento do sensor GMR; a implementação em *protoboard* de tal circuito; e a apresentação e discussão dos resultados das leituras referentes a esta etapa, assim como melhorias a serem implementadas em etapas subsequentes.

A última modificação implementada no protótipo é apresentada no capítulo 7. Nele é mostrado o circuito de *RESET*, que modifica o *offset* do Amplificador de Instrumentação INA129, de forma a zerar a tensão no terminal de referência do amplificador, de forma automática. O intuito é facilitar a operação do amperímetro. Assim como no capítulo anterior, é apresentada a motivação para estas modificações; o esquemático e simulação do circuito de condicionamento do sensor GMR; a implementação em *protoboard* de tal circuito; e a apresentação e discussão dos resultados das leituras referentes a esta etapa, assim como melhorias a serem implementadas em etapas subsequentes.

Como o objetivo final do projeto é a confecção de um amperímetro, é necessário resolver o problema inverso: dadas as tensões medidas pelos dois canais do sistema de medição, estimar a corrente elétrica que flui pelo condutor e a distância do amperímetro ao mesmo. Esta resolução do problema inverso é apresentada no capítulo 8

Finalmente, o capítulo 9 discorre sobre aperfeiçoamentos a serem implementados em um futuro trabalho do protótipo, de forma a melhorar os resultados de medição das correntes do condutor.

## 2. Transdutor GMR

O efeito de magnetorresistência gigante (GMR) é um efeito explicado pela Mecânica Quântica, que foi descoberto em materiais metálicos ferromagnéticos. A resistência desses varia em função da aplicação de um campo magnético externo [7]. Assim, tem-se a relação

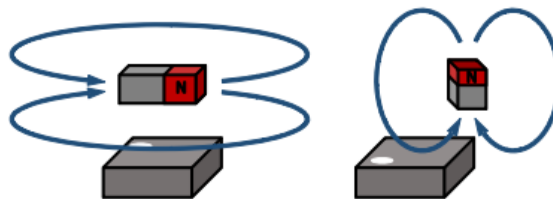
$$R = f(H) , \quad (1)$$

onde  $H$  é a indução magnética e  $R$  é a resistência do material.

Este efeito pode ser encontrado em semicondutores clássicos e, particularmente, em semicondutores magnéticos [7]. Em função do descobrimento deste fenômeno, em 1988, os pesquisadores Albert Fert e Peter Grünberg revolucionaram o campo de medição magnética, e foram contemplados com o Prêmio Nobel da Física, de 2007 [8].

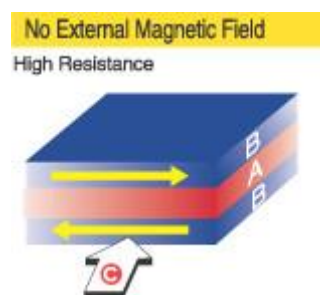
A etimologia do termo magnetorresistência gigante pode parecer incongruente para um instrumento da nanotecnologia, mas se refere à grande variação da resistência, tipicamente entre 10 e 20%, quando o sensor é submetido a um campo magnético, se comparada à sensibilidade máxima de outros tipos de sensores [9].

A Figura 1 mostra duas orientações possíveis para um ímã permanente, que representa um campo magnético externo, e que irá, nesse caso, excitar o sensor GMR. Pode-se notar que a sensibilidade do material se dá no plano do *chip*, diferentemente de elementos baseados no efeito Hall [10], o que é mais conveniente para muitas aplicações.



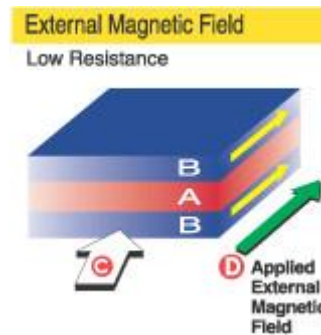
**Figura 1 - Sensibilidade magnética planar [10]**

A Figura 2 apresenta uma configuração típica de sensor GMR multicamada. A variação da resistência, anteriormente citada, deve-se à estrutura de duas camadas de ligas ferromagnéticas (B) separadas por uma camada ultrafina de um condutor não magnético (A). Esta configuração tem inicialmente uma grande resistência elétrica à corrente [9].



**Figura 2 - Estrutura nano tecnológica do GMR, sem aplicação de campo magnético externo [9]**

Aplicando-se um campo magnético externo (D), como na Figura 3, os momentos magnéticos nas camadas de ligas (B) se alinham, contribuindo para um decaimento (de 10 a 20%) da resistência à corrente (C) [9].



**Figura 3 - Estrutura nanotecnológica do GMR, com aplicação de campo magnético externo [9]**

Sensores GMR comerciais usualmente são fabricados com múltiplas camadas alternadas de camadas magnéticas e não magnéticas, de modo a obter uma maior sensibilidade.

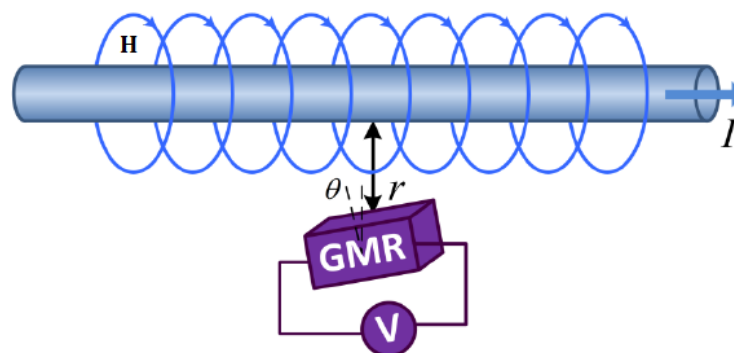
### 2.1. Princípio de Funcionamento

Uma corrente fluindo através de um fio condutor gera um campo magnético em volta do fio. A relação entre esta corrente e o campo magnético é descrita pela Lei de *Biot-Savart* [8]. Aplicando esta lei a condutor retilíneo, pode-se estimar o campo magnético gerado, em oersteds (Oe), por

$$H = \frac{I}{500 r}, \quad (2)$$

onde  $I$  é a corrente elétrica em amperes e  $r$  é a distância entre o sensor e o condutor, em metros.

Assim, o princípio básico de operação de um amperímetro baseado em um sensor GMR se dá conforme a figura 4.  $I$  é a corrente passando através do fio condutor no sentido da esquerda para a direita.  $H$  é o campo magnético gerado pela corrente  $I$ , e de direção rotacional ao condutor.  $r$  é a distância entre o sensor e o condutor, e  $\theta$  é o ângulo entre a direção do campo magnético e o eixo da sensibilidade do *chip* [8].



**Figura 4 - Princípio de Operação do Amperímetro GMR [8]**

Portanto, pode-se medir a corrente fluindo em um fio condutor por meio dos valores da tensão de saída do sensor GMR, quando ele é posicionado em uma distância próxima ao fio.

A saída do sensor GMR pode-se ser descrita a partir da expressão genérica

$$V = F_{GMR} (I, f, T, V_s, \mu, r, \theta, H_D), \quad (3)$$

onde  $V$  é a tensão de saída do sensor GMR,  $I$  e  $f$  são, respectivamente, a magnitude e a frequência da corrente passando através do fio,  $T$  é a temperatura ambiente,  $V_s$  é a alimentação do sensor,  $\mu$  é a permeabilidade magnética relativa do sensor,  $r$  é a distância do fio ao sensor,  $\theta$  é o ângulo entre a

direção do campo magnético e o eixo de sensibilidade do chip GMR, e  $H_D$  é o campo eletromagnético ambiente que rodeia o condutor [8].

Em relação ao *design* do sensor GMR, para que se tenha uma conversão do sinal magnético para um sinal de tensão que possa ser facilmente medido, utiliza-se a configuração em ponte de *Wheatstone* (Figura 5) [8]. Seria possível, com o intuito de medir a corrente, utilizar apenas uma resistência, porém com esta topologia, é possível obter uma saída de tensão diferencial do sensor, em função da resistência, reduzindo a influência de uma possível variação de temperatura externa [8].

Nesta configuração, os dois resistores blindados são chamados de elementos blindados, enquanto os resistores GMR são os elementos ativos. V+ e V- são os dois terminais de alimentação do sensor GMR, enquanto OUT+ e OUT- são as saídas positivas e negativas do sensor. Sabe-se também que, devido a limitações da manufatura e tecnologia dos materiais, os quatro elementos resistivos não podem ser fabricados com propriedades e estrutura idênticas, então há uma pequena diferença entre a magnitude deles, mesmo quando não há influência de um campo magnético externo [8].

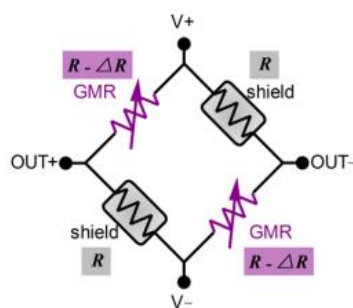


Figura 5 - Ponte de Wheatstone do sensor GMR [8]

## 2.2. GMR AA005-02 e AAL002-02

Os dois transdutores GMR escolhidos para o projeto foram os modelos AA005-02 e AAL002-02, ambos fabricados e fornecidos pela *NVE Corporation*.

Como citado, o sensor é configurado como uma ponte de *Wheatstone*, com duas resistências magneticamente blindadas (elementos blindados) e duas sensíveis ao campo magnético (elementos ativos). Na teoria, se não houver interferência eletromagnética externa, a ponte estará em equilíbrio, e consequentemente a saída do circuito será nula. Já com a presença de um campo magnético, os elementos ativos alteram seu valor de resistência, desequilibrando assim a ponte e gerando uma diferença de tensão entre os pinos OUT+ e OUT- (figura 6). Pode-se notar que a saída da ponte é diretamente proporcional à tensão que a alimenta.

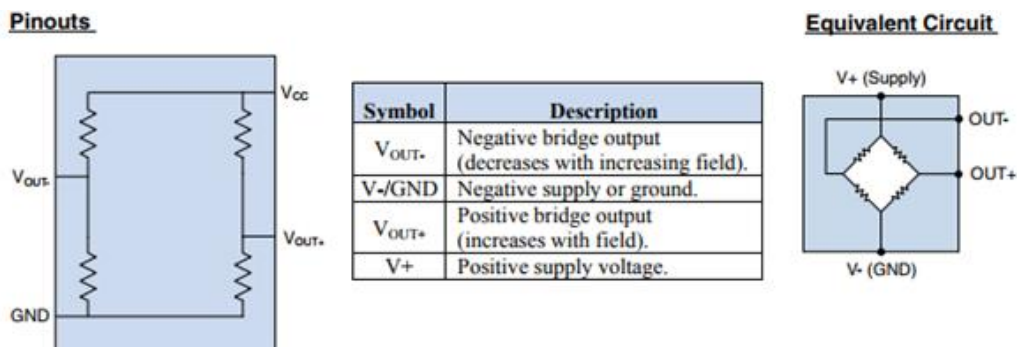


Figura 6 - Pinagem e Diagrama de Blocos funcional do GMR, da *NVE Corporation* [10]



Em termos práticos, ambos os sensores AA005-02 e AAL002-02 apresentam características diferentes, conforme pode ser observado na Tabela 1, para ambos os sensores GMR utilizados no projeto. Os dados abaixo foram coletados do *datasheet* "Sensores Magnéticos Analógicos Série AA/AB" [10], da NVE Corporation.

Nas etapas de desenvolvimento 1 e 2, foi usado o sensor AA005-2, que apresenta uma menor sensibilidade e maior histerese que o modelo AAL002-2, que foi subsequentemente usado na etapa de desenvolvimento 3, para obter medições de corrente com maior resolução.

**Tabela 1 - Características dos sensores GMR, quanto a sensibilidade [10]**

Parameter	AAxxx/ ABxxx	AAHxxx/ ABHxxx	AAKxxx	AALxxx
Field Sensitivity	High	Very High	Low	High
Operating Field Range	High	Low	Very High	Medium
Hysteresis	Medium	High	Medium	Low
Max. Temperature	High	Very High	Commercial	High

Na Tabela 2, também oriunda do *datasheet* supracitado, foram destacados os dois sensores utilizados no projeto, e as características apresentadas no *datasheet* dos mesmos.

**Tabela 2 - Características gerais dos sensores GMR [10]**

Magnetometers (AA-Series)										
Available Part	Linear Range ( Oe )		Saturation ( Oe )	Sensitivity (mV/V-Oe)		Max. Non-linearity (% Uni.)	Max. Hysteresis (% Uni.)	Max. Operating Temp.	Typ. Resistance	Package
	Min.	Max.		Min.	Max.					
AA002-02	1.5	10.5	15	3	4.2	2%	4%	125°C	5 kΩ	SOIC8
AA003-02	2	14	20	2	3.2	2%	4%	125°C	5 kΩ	SOIC8
AA004-00	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	5 kΩ	MSOP8
AA024-00	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	5 kΩ	MSOP8 (cross-axis)
AA004-02	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	5 kΩ	SOIC8
AA005-02	10	70	100	0.45	0.65	2%	4%	125°C	5 kΩ	SOIC8
AA006-00	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	30 kΩ	MSOP8
AA006-02	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	30 kΩ	SOIC8
AA007-00	50	450	500	0.08	0.12	2%	4%	125°C	5 kΩ	MSOP8
AAH002-02	0.6	3	6	11	18	4%	15%	150°C	2 kΩ	SOIC8
AAH004-00	1.5	7.5	15	3.2	4.8	4%	15%	150°C	2 kΩ	MSOP8
AAL002-02	1.5	10.5	15	3	4.2	2%	2%	125°C	5.5 kΩ	SOIC8
AAL004-10	1.5	10.5	15	3	4.2	2%	2%	125°C	2.2 kΩ	TDFN6
AAL024-10	1.5	10.5	15	3	4.2	2%	2%	125°C	2.2 kΩ	TDFN6 (cross-axis)
AAK001-14	400	2500	4000	0.0025	0.004	2%	4%	85°C	3.5 kΩ	ULLGA4

Com a leitura da tabela 2 pode-se inferir, por exemplo, que para o sensor AA005-02, de menor sensibilidade, o sinal de saída é diretamente proporcional à tensão/corrente de alimentação, com uma sensibilidade típica de 0,45 mV/V/Oe e região linear de 10 Oe a 70 Oe. Já para o sensor AAL002-2, tem-se uma sensibilidade típica de 3,5 mV/V/Oe e região linear de 1,5 Oe a 10,5 Oe. Estas características foram cruciais para a escolha de cada sensor e para o detalhamento dos protótipos implementados neste projeto.



### 3. Modelagem teórica

Como já dito anteriormente, o objetivo principal do protótipo desenvolvido é medir correntes elétricas contínuas e alternadas, que variam tipicamente na faixa de -20 A a 20 A, passando através de um condutor elétrico, que está a uma distância ao amperímetro tipicamente entre 1 e 4 cm. Assim, a modelagem teórica descrita nesse capítulo é a base para alcançar este objetivo, e é idêntica para a medição de ambos os tipos de correntes, contínuas e alternadas.

Considerando o princípio de funcionamento do amperímetro GMR, já discutido anteriormente, a corrente elétrica que passa pelo condutor induz um campo magnético circular, em sua volta, que varia com a intensidade da corrente, e com a distância entre o condutor e o ponto de medição do sensor.

Assim, segundo a equação 2, pode-se inferir o campo magnético  $H$  (em Oe), a partir da corrente  $I$  (em A), que percorre o condutor retilíneo, e da distância  $r$  entre o condutor e o ponto de medição do sensor, em metros.

Considerando os valores de corrente e distância já indicados acima, pode-se inferir a máxima magnitude (em Oe) de campo magnético que deverá ser medida pelo sensor GMR como 4 Oe. Em termos de comparação, o valor do campo magnético da Terra é de 0,3 Oe.

Como visto na Figura 7, os sensores GMR utilizados possuem uma resposta de comportamento simétrico, ou seja, a saída é igualmente sensível a ambas as polaridades do campo magnético e seu valor é sempre positivo [10]. Além disso, o sensor GMR possui comportamento altamente não linear próximo a  $H = 0$  Oe. A Figura 7 também ilustra os efeitos de temperatura típicos para sensores das famílias AA002-02 e AAL002, alimentados com uma corrente constante de 1 mA.

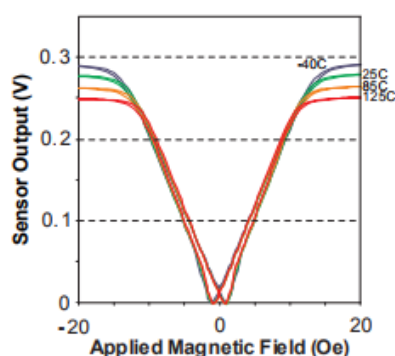


Figure 5a. Typical AA002 output with 1 mA constant-current drive.

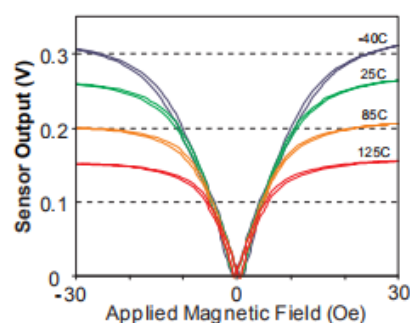


Figure 7a. Typical AAL002 output with 1 mA constant-current drive.

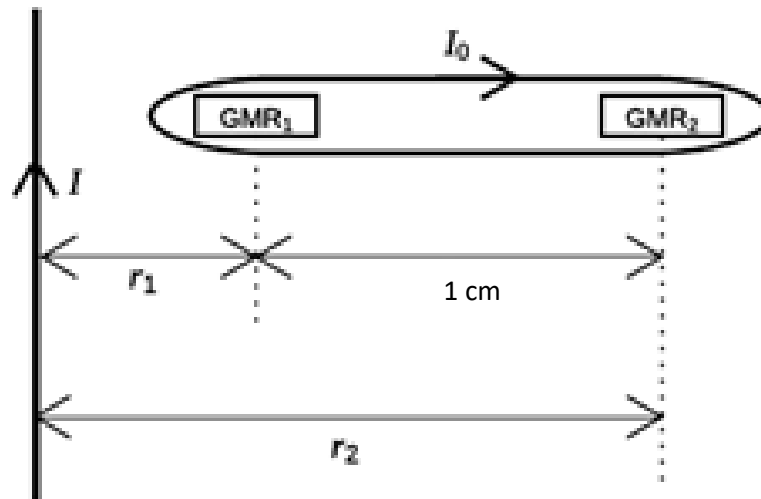
#### Figura 7 - Saída do Sensor (V) x Magnitude do Campo Magnético Externo (Oe) [10]

Assim, para garantir a operação na faixa linear (definida nas colunas 2 e 3 da Tabela 2), é necessário aplicar um campo magnético CC de polarização. Anteriormente, esta polarização era gerada por ímãs permanentes, porém era muito trabalhoso controlar precisamente este valor de polarização. Assim, optou-se pela utilização de um solenoide, de forma a facilitar a geração do campo magnético de polarização.

Considerando o modelo AA005-02, utiliza-se um solenoide de 10 espiras e corrente  $I_0 = 1,5$  A para gerar um campo de polarização CC de 16 Oe, definindo uma faixa dinâmica de  $\pm 6$  Oe, na região linear que propicia mais precisão e estabilidade.

Já no caso do modelo AAL002-02, utiliza-se um solenoide de 10 espiras e corrente  $I_0 = 0,5$  A para gerar um campo de polarização CC de 6 Oe, definindo uma faixa dinâmica de  $\pm 4,5$  Oe, na região linear que propicia mais precisão e estabilidade.

Retornando à equação 2, percebe-se a necessidade de se utilizar mais de um sensor, pois é necessário conhecer a distância  $r$  para estimar a corrente elétrica  $I$ . Assim, o protótipo de amperímetro é baseado em dois sensores GMR, separados por uma distância fixa ( $D = 1$  cm), além do solenoide descrito anteriormente que gera o campo magnético. Tal configuração pode ser observada na Figura 8.



**Figura 8 - Diagrama Esquemático do Protótipo do Amperímetro**

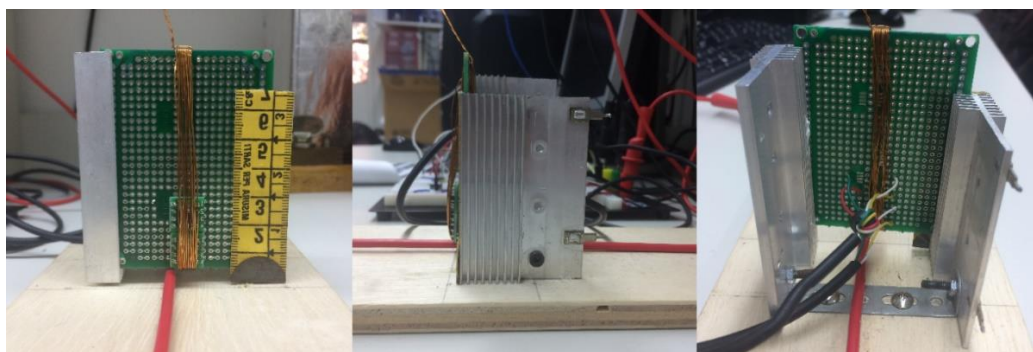
Assim, medindo-se a tensão gerada por ambos os sensores GMR, pode-se estimar a corrente  $I$ , independente da distância do condutor aos sensores e também estimar a distância  $r_1$  até o condutor [4].

As etapas realizadas no trabalho e o detalhamento da bancada experimental do protótipo descritos nos próximos capítulos têm o intuito de, a partir da modelagem teórica apresentada neste capítulo, realizar inicialmente medições somente para correntes contínuas, que variam na faixa de -20 A a 20 A, passando por um condutor retilíneo.

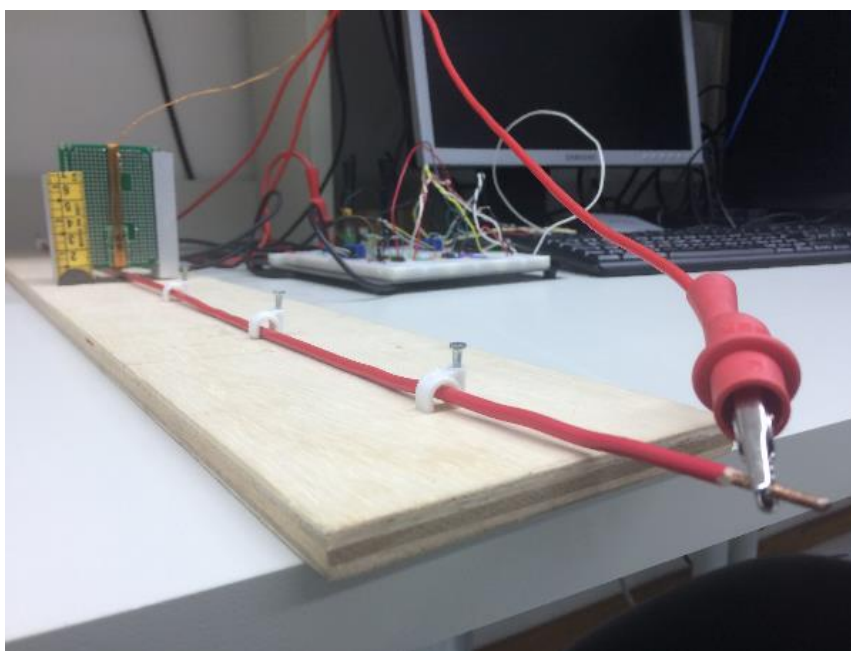
## 4. Bancada Experimental

Para a etapa de medições iniciais, uma bancada experimental foi construída, de forma a permitir a realização de ensaios sistemáticos para obter curvas que relacionam a saída dos sensores GMR (em mV) à corrente que passa pelo condutor (A), para diferentes distâncias entre os sensores GMR e o fio condutor. A partir da modelagem teórica do capítulo anterior, foram posicionados dois sensores GMR (inicialmente modelo AA005-02 e posteriormente AAL002-02) em uma placa universal, os quais estão espaçados entre si por 1 cm. A placa está, por sua vez, encaixada em uma estrutura que foi construída de forma a permitir variar a distância dos sensores ao condutor, e assim verificar as diferentes respostas para diferentes distâncias. A estrutura fica presa a uma tábua de madeira, à qual também se encaixam pinos que irão suportar o condutor.

Nas figuras 9 e 10 é possível visualizar a montagem descrita acima. Pode-se ver o fio condutor, em vermelho, além do solenoide de polarização, com 10 voltas e corrente  $I_0 = 1,5$  A, os dois sensores GMR, posicionados na placa universal, além de toda a estrutura construída de forma que se possa variar a distância  $r_1$ , anteriormente descrita. Já na figura 10, observa-se a maneira com que o condutor foi posicionado na placa de madeira, de modo que ele fique o mais retilíneo possível, para que se obtenham resultados mais precisos.



**Figura 9 - Bancada experimental com sensores GMR e estrutura (visão frontal, lateral e traseira)**



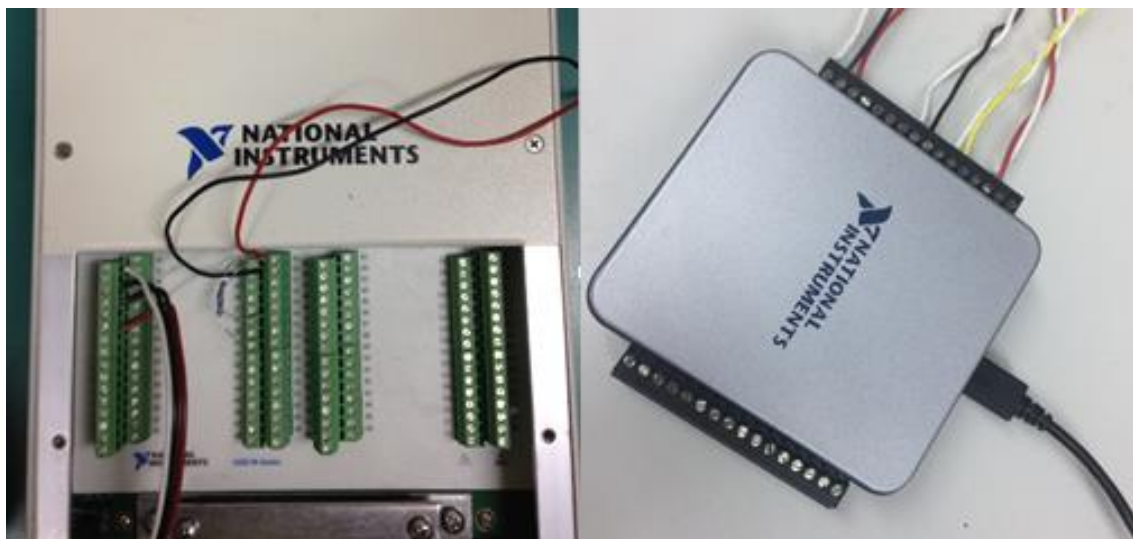
**Figura 10 - Estrutura que abriga o condutor, alimentado por uma fonte de corrente**

## 4.1. Sistema de aquisição de dados

A aquisição de dados (DAQ) é o processo de medição de um fenômeno elétrico com o uso de um computador. O sistema utilizado na implementação do amperímetro GMR é formado pelo circuito eletrônico (a ser explicado posteriormente), *hardware* de aquisição e medição de dados e um computador com *LabVIEW*. Em comparação com os sistemas tradicionais de medição, os sistemas DAQ baseados em PC exploram a capacidade de processamento, produtividade, sistemas de visualização e recursos de conectividades dos computadores padrão da indústria. Com isso, tem-se uma solução de medição mais poderosa, flexível e de melhor custo-benefício. [11]

Para a primeira etapa de desenvolvimento, foi utilizada um sistema de aquisição de dados da *National Instruments*, NI-USB-6229, mostrado à esquerda da figura 11. Já na segunda e terceira etapas, o modelo da placa DAQ utilizado é o NI-USB-6001, também da *National Instruments*, que pode ser observado à direita da figura 11.

O conversor A/D NI-USB-6229 tem 16 bits de resolução, e as medições foram feitas a cada 5 s, com frequência de aquisição de 10 kHz. Já para o conversor A/D NI-USB-6001, tem-se uma resolução de 16 bits, e as medições foram feitas a cada 2 s, com frequência de aquisição de 5 kHz. Em ambos os casos, calcula-se a média de todos os pontos adquiridos em cada ciclo, definindo assim o valor de tensão correspondente que será registrado pelo sistema.

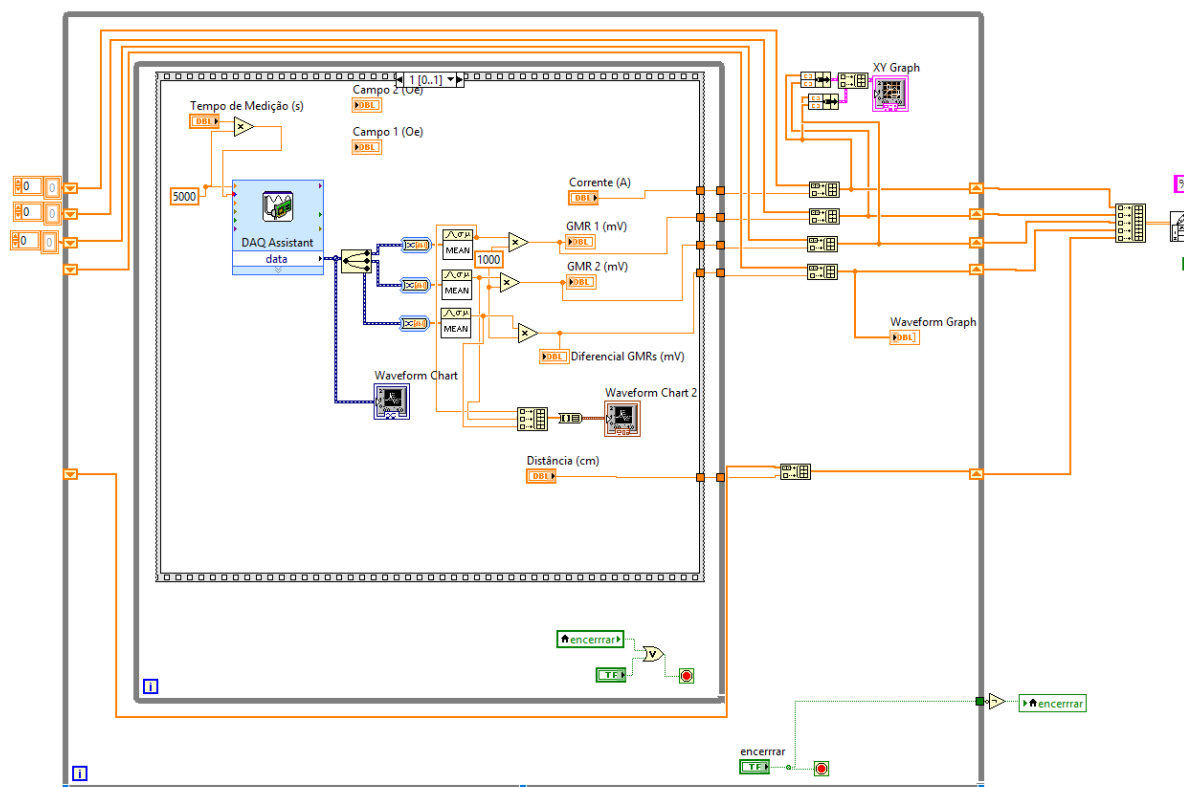


**Figura 11 - Hardwares de aquisição de dados (DAQ) utilizados, respectivamente, nas etapas de desenvolvimento 1 e 2.**

## 4.2. Programa em LabVIEW

O objetivo do programa em *LabVIEW* é realizar a leitura das grandezas de interesse, como tensões nos sensores GMR e valor diferencial de tensão nos sensores GMR, através da comunicação das placas de aquisição de dados NI-USB-6001 e NI-USB-6229 com o computador que contém o software. Os valores lidos pelo programa são então armazenados em uma base de dados, e podem ser lidos em diferentes frequências. A frequência de cada medição e número total de medições são parâmetros que podem ser ajustados pelo usuário. Uma vez conectado ao DAQ, o programa em *LabVIEW* pode realizar a medição dos valores, uma vez que o usuário defina a frequência entre as leituras e o número total de medições. Uma vez definidos, o programa faz o cálculo da média destes valores, informa o resultado obtido, e reinicia o processo, corrigindo flutuações pontuais.

Pode-se observar, nas figuras 12 e 13, respectivamente, o diagrama de blocos e o painel frontal, desenvolvidos para a primeira etapa de medição do projeto. Os diagramas contêm a lógica para realizar as medições dos dados coletados pelo DAQ, e os painéis mostram os gráficos das medições dos valores de saída do circuito.

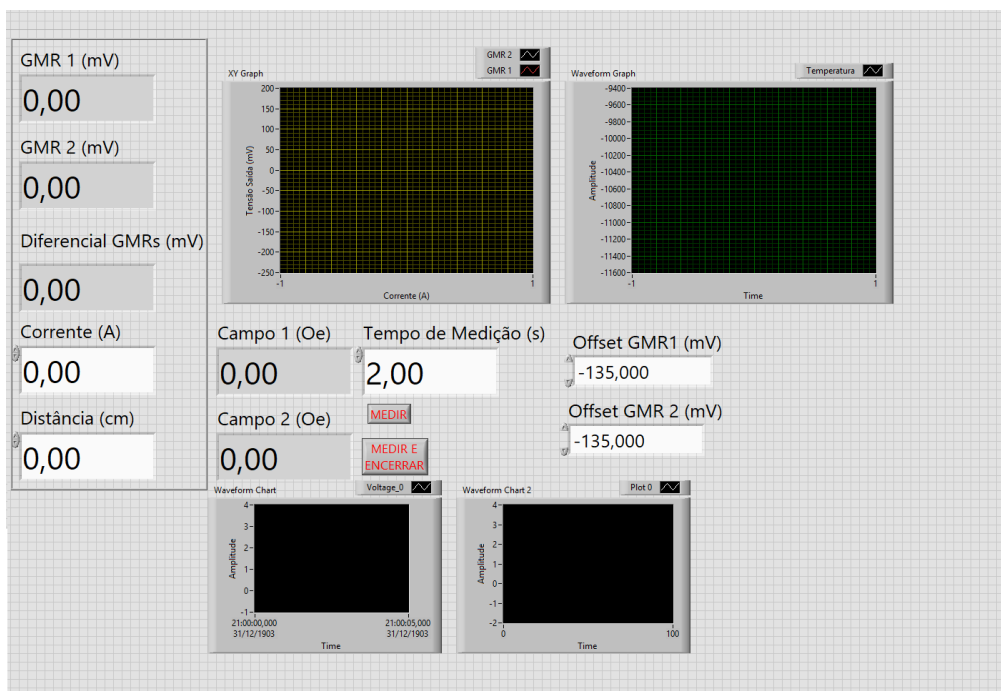


**Figura 12 - Diagrama de Blocos do programa em Labview, para as medições da etapa 1**

No diagrama de blocos pode-se notar que foi especificada a frequência de aquisição, em laranja, como 5 kHz. O número de valores utilizados para o cálculo da média é o produto do tempo de medição pelo valor da frequência, que pode ser observado no gráfico, como a segunda porta de entrada do bloco DAQ. A partir dessa lógica pode-se fazer a leitura, para cada ponto, dos módulos das tensões elétricas geradas pelos sensores GMR, além da tensão diferencial na saída dos sensores GMR. Todas estas variáveis estão representadas no diagrama por blocos DBL (*double-precision*), em laranja.

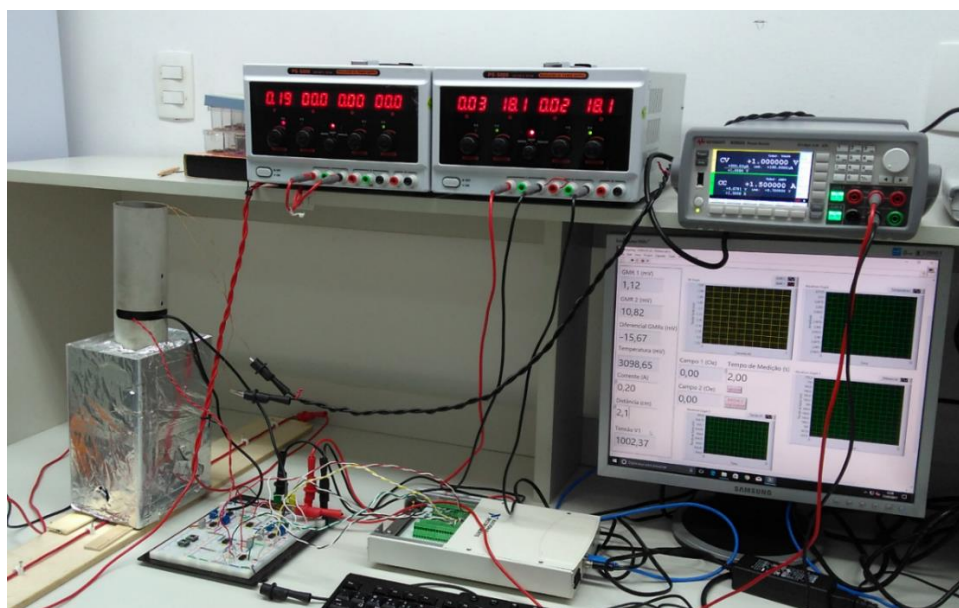
Na figura 13, é apresentado o painel frontal para a primeira etapa de medição, ainda no estado inicial de leitura. Nele pode-se observar que é possível fazer as medições das tensões de saída dos sensores GMR e do valor diferencial destes valores de tensão. A corrente que passa pelo condutor a ser medido e a distância entre o sensor mais próximo e o condutor a ser medido, nesta versão do software, são inseridos pelo usuário. Já os valores dos módulos dos campos magnéticos medidos pelos sensores GMR atualmente não estão sendo utilizados. Também é apresentado o tempo de medição de cada ponto.





**Figura 13 – Painel frontal do programa em Labview, para as medições da etapa 1**

Na Figura 14 pode-se compreender melhor a dinâmica de funcionamento e disposição dos equipamentos, relativos à primeira etapa de medição do trabalho. Também é possível observar as fontes de alimentação utilizadas para alimentar o circuito de condicionamento com duas tensões, +18 V e -18 V, além de alimentar o condutor com correntes que variavam de -3 A a 3 A (limites das fontes atualmente utilizadas).



**Figura 14 - Dispositivo de aquisição de dados ligado ao computador com o programa LabView, nas medições da etapa 1**

Para a segunda etapa de desenvolvimento foi proposto um programa em *LabView* cujo diagrama de blocos contém a lógica que faz com que o *offset* gerado pelo campo de polarização (e eventuais interferências magnéticas) seja removido eletronicamente a partir de tensões geradas pelos conversores D/A da placa NI USB 6001, como pode ser observado na Figura 15. Assim, as medições são realizadas com resultados mais precisos e sem a influência de campos magnéticos externos.

Na terceira fase de implementação, descrita no capítulo 7, um circuito analógico é proposto para realizar essa remoção de *offset* de forma totalmente eletrônica, sem a necessidade dos conversores D/A, de forma que possa ser implementado mais facilmente no protótipo desenvolvido.

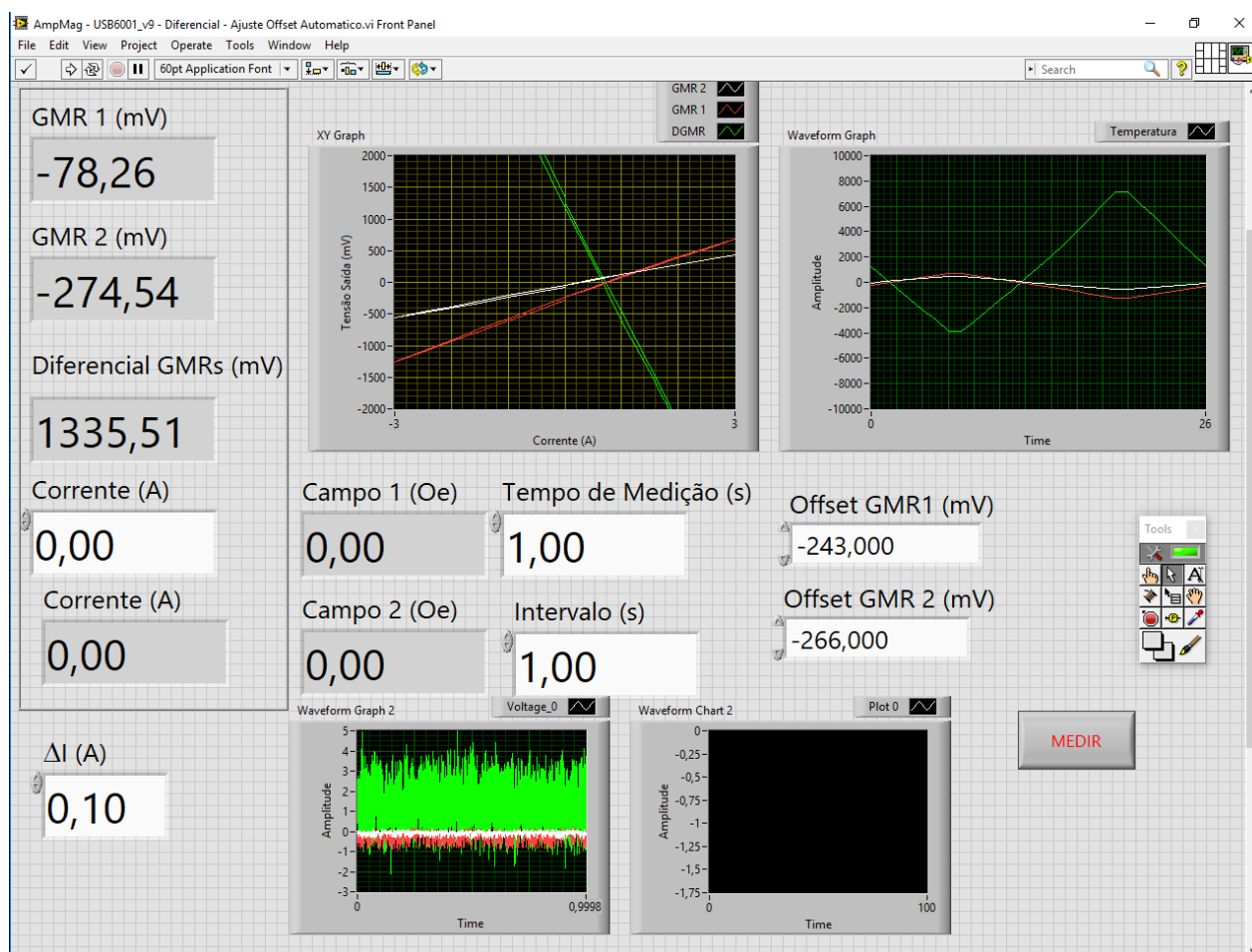


Figura 15 – Painel Frontal do programa em Labview, para as medições da etapa 2

## 5. Sensor GMR alimentado por corrente – AA005-02 – fase 1

### 5.1. Motivação

Na etapa de testes, o circuito implementado em *protoboard* tem as características descritas a seguir, que contribuem para as necessidades do projeto. O circuito eletrônico é capaz de:

- Alimentar o sensor GMR com uma corrente contínua de aproximadamente 3 mA, por meio de uma fonte de corrente baseada em amplificador operacional (*AmpOp*). Com isso, reduz-se a variação de sinal de saída do GMR com a temperatura.
- Realizar a leitura diferencial do sensor GMR (ponte de Wheatstone), e aplicar um ganho de tensão de 50x, melhorando assim, significativamente, a relação tensão-ruído.
- Retirar o *offset* causado pelo campo magnético de polarização (gerado pelo solenoide) de modo que, quando a corrente no condutor for nula ( $I = 0$ ), a saída do circuito seja 0 V, levando a uma relação linear com mínimo coeficiente linear.

Como abordado no capítulo 3 (Modelagem Teórica), para que se possa fazer a medição da corrente é necessário utilizar mais de um sensor. Assim, foi feita a duplicação do circuito inicialmente proposto, para que assim as leituras pudessem ser realizadas para ambos os sensores GMR. Realiza-se também a leitura diferencial entre as saídas dos dois sensores GMR, gerando um terceiro sinal de saída de tensão, que apresenta menos interferência eletromagnética.

### 5.2. Esquemático

Na Figura 16 pode-se observar o circuito esquemático da solução anteriormente descrita para o protótipo do amperímetro. Nele, foi modelada uma fonte de corrente, que fornece 3 mA, baseada no *AmpOp* LM318, que foi o amplificador operacional que obteve o melhor desempenho nos ensaios. Já o amplificador de instrumentação INA129 foi utilizado para suprir as necessidades da medição diferencial da ponte de *Wheatstone*, ganho de tensão e ajuste de *offset*. A resistência que define o ganho do INA129 é de  $R_G = 1\text{ k}\Omega$ , equivalente a um ganho de  $G=50$ . O pino de referência do INA129, foi ligado, inicialmente, a um potenciômetro, que regula o valor de *offset*. A tensão deste pino é somada à saída (pino 6) do INA129, obtendo-se assim o valor efetivo da saída do amplificador de instrumentação. Posteriormente um circuito lógico de *RESET* foi projetado, para que este valor de *offset* seja subtraído automaticamente, independentemente do valor da saída do INA129.

Como citado, para minimizar o efeito de interferências externas também é feita a leitura diferencial das saídas do GMR, por meio do terceiro INA129 projetado no circuito.

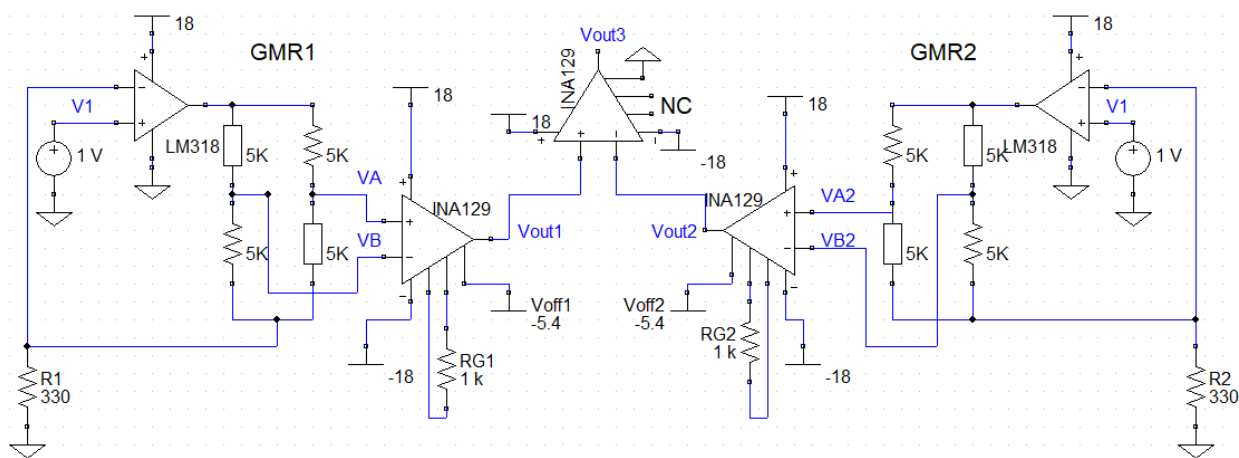


Figura 16 - Esquemático do circuito de condicionamento do sensor GMR AA005-02 alimentado por corrente, da etapa 1



### 5.3. Simulação no Tspice

A primeira dificuldade identificada para realizar a simulação do circuito de condicionamento do sensor GMR no *Tspice* foi o fato de não existir um modelo para o GMR no software. Assim, houve a necessidade de encontrar uma expressão para a variação da resistência em função do campo. Outra barreira foi a simulação de circuitos que contêm potenciômetros. Para isto, foi empregado um valor fixo de tensão (simulado como uma fonte de tensão independente) no pino de referência do INA129.

Considerando o esquemático da Figura 13, para que uma corrente de 3 mA circule através do GMR, tem-se os seguintes cálculos:

$$V_1 = 1 \text{ V}, \quad (4)$$

$$R_1 = R_2 = \frac{V_1}{3 \text{ mA}} = \frac{1 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 333,3 \Omega \quad (5)$$

Para as resistências  $R_1$  e  $R_2$ , foi feita uma aproximação para um valor comercial. Assim, considerando ainda que o sensor GMR AA005-05 tem valores nominais de resistência de 5 k $\Omega$ , tem-se:

$$R_1 = R_2 = 330 \Omega \quad (6)$$

$$V_A = V_1 + 5 \text{ k}\Omega (1,5 \text{ mA}) = V_1 + 7,5 \text{ V} \quad (7)$$

$$V_B = V_1 + (5 \text{ k}\Omega + \Delta R)(1,5 \text{ mA}) = V_1 + 7,5 + 1,5 \cdot \Delta R \cdot 10^{-3} \quad (8)$$

$$\Delta V = V_B - V_A = 1,5 \cdot \Delta R \cdot 10^{-3} \quad (9)$$

Considerando as sensibilidades específica e absoluta dos sensores GMR, definidas por

$$S' = \text{sensibilidade} \left[ \frac{\frac{mV}{V}}{Oe} \right] \text{ e} \quad (10)$$

$$S = \text{sensibilidade} \left[ \frac{mV}{Oe} \right], \quad (11)$$

tem-se

$$\frac{\Delta V}{\Delta H} = S = I \cdot \frac{\Delta R}{\Delta H} \quad (12)$$

Para uma queda de tensão 15 V no GMR, tem-se

$$\frac{\Delta V}{\Delta H} = (S' \cdot 15 \text{ V}) = S = I \cdot \frac{\Delta R}{\Delta H} \quad (13)$$

A expressão do campo magnético, em [Oe], é dada por (2). Para o GMR mais próximo ao condutor,  $r = 1 \text{ cm}$ , ou seja,

$$H = \frac{I}{5}, \quad (14)$$

sendo  $I$  a corrente que passa pelo condutor.

Logo, com uma variação da corrente entre [-3,0; 3,0] A,  $H$  varia entre [-0,6; 0,6] Oe.

Analogamente, para o GRM mais distante, com  $r = 4 \text{ cm}$ ,

$$H = \frac{I}{20}. \quad (15)$$

Logo, com uma variação da corrente entre  $[-3,0; 3,0]$  A,  $H$  varia entre  $[-0,15; 0,15]$  Oe.

A partir de (13), a variação da resistência não blindada do GMR, devido ao campo gerado pela corrente no condutor, é dada por

$$\Delta R_I = \frac{S}{I} \cdot \Delta H = \frac{S}{1,5 \text{ mA}} \cdot \Delta H \quad (16)$$

Como explicado anteriormente, a fim de fazer com que o GRM opere em sua faixa linear, 10 Oe a 70 Oe, será utilizado um solenoide de 10 voltas e corrente  $I_0 = 1,5$  A para gerar um campo de polarização CC de 16 Oe (suficiente para proporcionar a excursão simétrica desejada).

Assim, uma variação máxima de  $\pm 0,6$  Oe, no sensor mais próximo, acarretaria uma variação do campo entre  $[15,4; 16,6]$  Oe.

O campo do solenoide também gera uma variação na resistência não blindada do GMR, expressa por

$$\Delta R_S = \frac{S}{1,5 \text{ mA}} \cdot 16 \quad (17)$$

Portanto, a variação das resistências não blindadas sofre influência de duas componentes: o campo gerado pela corrente que circula no condutor e o campo do solenoide de polarização. Para fins de simulação, estes efeitos serão simulados como, respectivamente, a amplitude e o *offset* de uma senoide de frequência 1 kHz.

Com isso, os valores dos resistores que simulam as variações dos elementos GMR não-blindados ficam:

$$\Delta R_{GMR1} = \frac{S_{GMR1}}{1,5 \text{ mA}} (0,6 \sin(wt) + 16) \text{ e} \quad (18)$$

$$\Delta R_{GMR2} = \frac{S_{GMR2}}{1,5 \text{ mA}} (0,15 \sin(wt) + 16) \text{.} \quad (19)$$

Para o cálculo da sensibilidade do sensor GMR utilizada para as medições, foi analisada a faixa de sensibilidade do sensor GMR utilizado nesta etapa, o AA005-02. Segundo o *datasheet*, esta faixa é de 0,45 a 0,65 mV/V/Oe], e a sensibilidade típica do sensor vale 0,45 mV/V/Oe. Assim, a sensibilidade utilizada para o projeto foi calculada como

$$S = 0,45 \frac{\text{mV}}{\text{V}} * (15 \text{ V}) = 6,75 \text{ mV/Oe.} \quad (20)$$

Combinando as expressões (18) e (19) com (20), obtém-se

$$\Delta R_{GMR1} = 4,5 (0,6 \sin(wt) + 16) \text{ e} \quad (21)$$

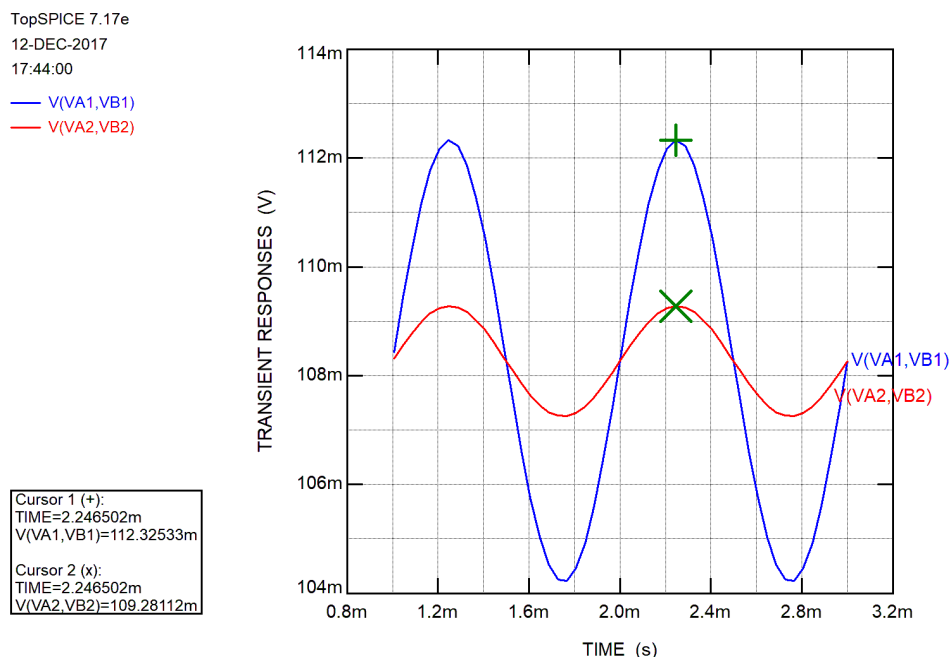
$$\Delta R_{GMR2} = 4,5 (0,15 \sin(wt) + 16) \text{.} \quad (22)$$

Finalmente, combinando as expressões (21) e (22) com (9), obtém-se

$$\Delta V_{GMR1} = 6,75 (0,6 \sin(wt) + 16) \text{ mV e} \quad (21)$$

$$\Delta V_{GMR2} = 6,75 (0,15 \sin(wt) + 16) \text{ mV.} \quad (22)$$

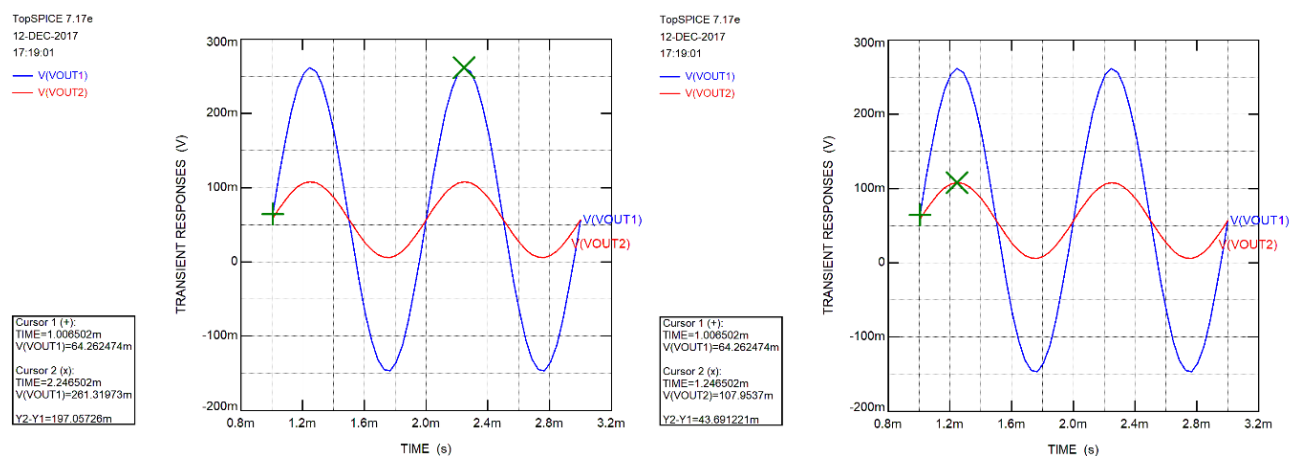
A Figura 17 apresenta a simulação em *TopSpice* das saídas dos sensores GMR.



**Figura 17 - Tensão de saída na ponte para GMR1 e GMR 2**

Como previsto pelos cálculos realizados nesta seção, os valores máximo da senoide que descreve a saída da ponte devem ser 112,05 mV para o GMR1, e 109,0125 mV para o GMR2. Estes resultados estão condizentes com os valores apresentados na Figura 17, podendo ser observados na legenda do gráfico disposto na figura.

Com  $R_{G1} = R_{G2} = 1 \text{ k}\Omega$ , um ganho  $G = 50 \text{ V}$  será aplicado à saída dos GMRs. Com isso, a tensão de offset, gerada pelo campo magnético de polarização, passa a ser  $16 \times 6,75 \times 50 = 5,4 \text{ V}$ . Para compensar este *offset*, deve ser inserida ao pino de referência do INA129 uma fonte de tensão constante  $V_{ref} = -5,4 \text{ V}$ . Esta tensão é somada à saída do INA e elimina a influência do solenoide no sinal de saída, conforme apresentado na Figura 18.



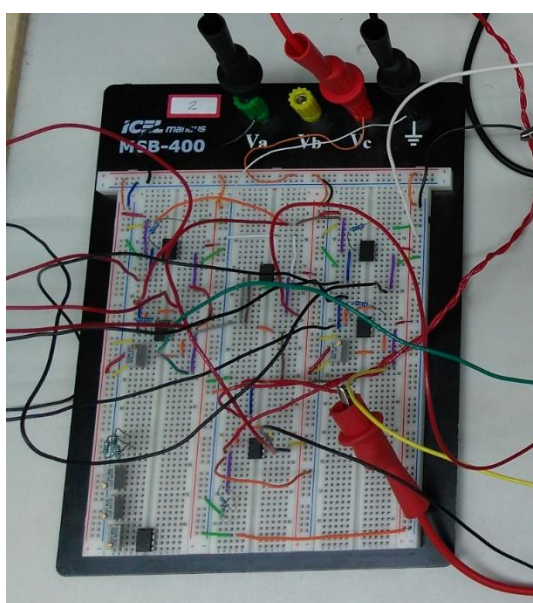
**Figura 18 - Tensão de saída do circuito para GMR1 e GMR 2**

Como previsto pelos cálculos realizados nesta seção, as senoides que descrevem a saída do circuito, devem estar centradas em 0 V, com amplitudes de 202,5 mV e 50,625 mV, para o GMR1 e GMR2, respectivamente. São mostradas na legenda dos gráficos dispostos na Figura 18 os valores de  $Y_2 - Y_1$ , que são exatamente os valores das amplitudes da senoide.

A discrepância de valores entre o esperado pelos cálculos teóricos e o encontrado pela simulação deve-se a uma diferença de características entre os componentes ideais utilizados na teoria e aos componentes reais modelados pelo *Tspice*.

## 5.4. Implementação em protoboard

A figura 19 apresenta a implementação em protoboard do circuito de condicionamento dos sensores GMR.



**Figura 19 - Implementação em protoboard do circuito de condicionamento do sensor GMR AA005-02**

As saídas do circuito foram medidas pelo sistema de aquisição de dados, que estava, por sua vez, ligada ao computador com programa *LabVIEW*, conforme descrito no Capítulo 4.

## 5.5. Medições e resultados

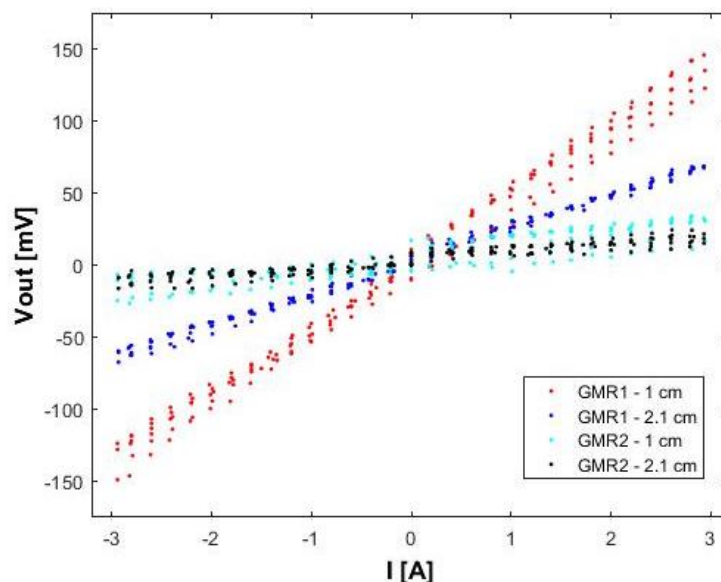
Para que se possa observar o efeito da histerese e eventuais flutuações, 15 testes foram realizados com a corrente variando entre -3 A e 3 A, com passos de 0,2 A.

Os testes foram realizados para cinco distâncias  $r_1$  (distância entre o condutor e o sensor GMR mais próximo) diferentes. As variações foram feitas para as distâncias de 1,0 cm a 2,1 cm, com 3 repetições cada uma.

Os dados foram adquiridos pelo conversor A/D NI-USB-6229, que possui as características citadas e detalhadas no capítulo 4.

A partir dos testes observou-se que provavelmente interferências externas causaram *offsets* nos sinais de saída dos sensores GMR. Assim, para que este problema fosse solucionado, foi subtraído o coeficiente linear das linhas de tendência estimada de cada teste.

A figura 20 apresenta as curvas relativos aos 15 testes, obtidas após as três repetições das duas distâncias, relacionando as saídas dos amplificadores de instrumentação INA129 com a corrente no condutor.



**Figura 20 - Dados do teste para duas distâncias distintas**

Analisando os resultados, definiram-se três estratégias de melhoria do protótipo de amperímetro, a saber:

- Para obter tensões de saída com melhor relação sinal-ruído, deve-se aumentar o ganho dos amplificadores de instrumentação INA129. Contudo, este ganho está limitado pela tensão de offset (que é amplificada antes da remoção no estágio de saída do INA) e pela tensão de modo comum de 7,5 V (que é amplificada no estágio de entrada do INA, podendo causar saturação no mesmo). Assim, deve-se modificar o circuito de modo a remover ambas estas tensões, permitindo aumentar significativamente o ganho.
- Além do campo magnético de polarização gerado propositalmente pelo solenoide anteriormente descrito, os sensores GMR também estão sujeitos a variações de *offset* causadas por outras fontes próximas de campo magnético. Assim, uma definição dinâmica da tensão a ser fornecida ao pino de *offset* do INA129 proporcionaria uma maior praticidade na operação do amperímetro.
- Verificou-se que o modelo AA005-02 apresenta muita histerese (segundo o datasheet, 4%), além de baixa sensibilidade. A substituição pelo modelo AAL002-02 (histerese de 2% e sensibilidade de 3,5 mV/V/Oe) permitirá ganhos significativos no desempenho do amperímetro.

A estratégia (a) foi parcialmente contemplada no desenvolvimento descrito no Capítulo 6 (remoção da tensão de modo comum), e a estratégia (b) foi implementada segundo descrito no Capítulo 7. O item (c) está incluído em desenvolvimentos futuros do amperímetro GMR, conforme citado no Capítulo 9.

## 6. Sensor GMR alimentado por corrente – AA005-02 – fase 2

### 6.1. Motivação

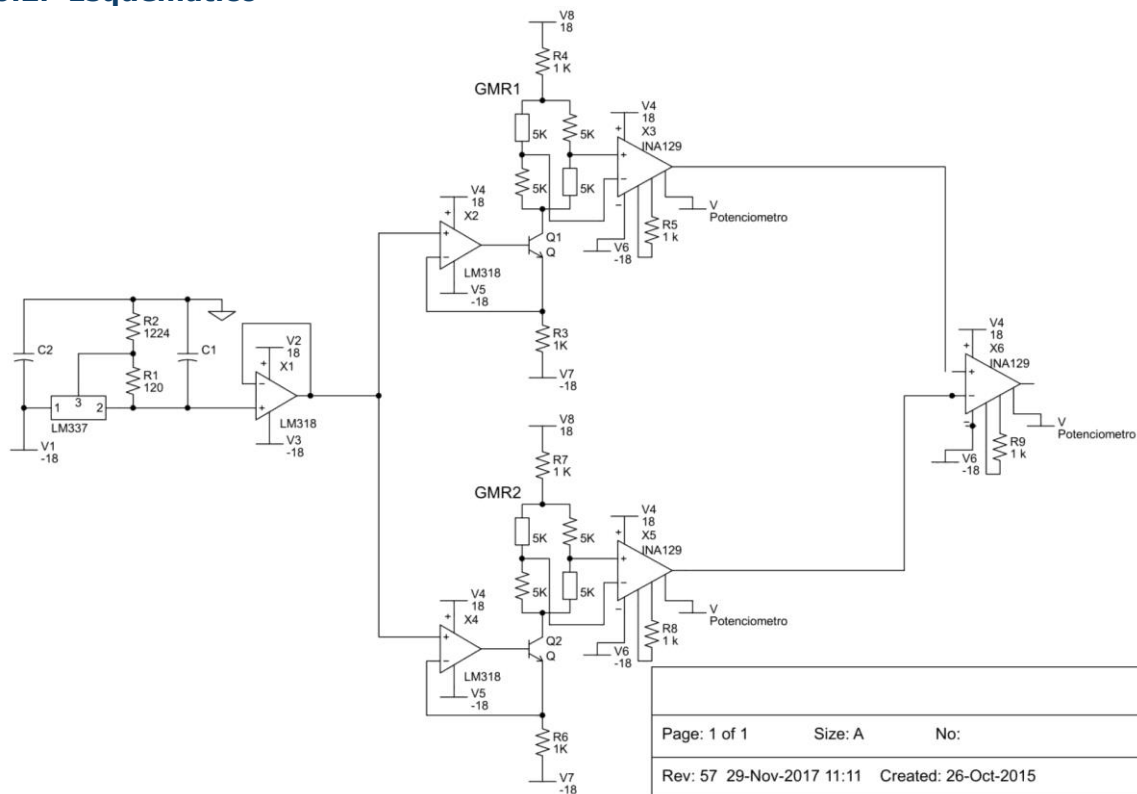
Nesta etapa de desenvolvimento, duas modificações majoritárias foram feitas. A primeira foi a utilização de um regulador de tensão, cuja saída está ligada ao terminal de entrada não-inversora do Amplificador Operacional LM318. O propósito do regulador é tornar mais estável a corrente de alimentação do sensor GMR, que nesta etapa passou a valer aproximadamente 2 mA.

A segunda modificação permite zerar a tensão de modo comum nas entradas do INA129, que na etapa anterior valia

$$V_{MC} = \frac{(V_+ + V_-)}{2} = 7,5 \text{ V} . \quad (23)$$

A consequência disso era a limitação era uma possível saturação no INA129, quando se aumentasse o valor de ganho deste Amplificador, contribuindo assim, para uma tensão de saída do INA129 menor, e uma piora na qualidade dos resultados medidos. Para resolver este problema foi proposta a topologia apresentada na Figura 21.

### 6.2. Esquemático



**Figura 21 - Esquemático do circuito de condicionamento do sensor GMR AA005-02, alimentado por corrente, na etapa 2**

Pode-se observar na Figura 21, da esquerda para a direita, as seguintes etapas implementadas para o circuito de condicionamento: o regulador de tensão, que deixa mais estáveis as correntes de 2 mA fornecidas pelos dois amplificadores LM358 para a alimentação dos sensores GMR. A ponte de *Wheatstone*, que representa os sensores GMR, está modelada com dois sensores blindados, de valor 5 kΩ cada, e dois resistores sensíveis ao campo magnético gerado pelo solenoide, que também valem 5 kΩ. O INA129 amplifica o sinal de saída do GMR em 50 vezes, devido ao resistor de ganho de  $R_G = 1 \text{ k}\Omega$  e, por meio de um potenciômetro conectado ao seu pino de referência, é realizada remoção da tensão de offset gerada pelo campo do solenoide e amplificada pelo INA129.

Para solucionar o problema da tensão de modo comum, foi implementado um arranjo que consiste em uma fonte de corrente para a alimentação dos GMRs, baseada num *AmpOp* LM358, e um transistor BC547B, em substituição à topologia antiga, que alimentava o sensor somente com o *AmpOp*. Este novo arranjo permite que haja uma queda de tensão específica, que faz com que a tensão de modo comum na entrada do INA129 seja próxima a zero. Estes valores serão posteriormente expostos para um melhor entendimento da topologia.

Vale lembrar também que, no caso desta topologia, mesmo quando se anula a tensão de modo comum na entrada do INA129, o ganho do amplificador ainda fica limitado a 50, devido à tensão de *offset* ainda presente. No capítulo 8, propõe-se uma solução para este problema como parte das sugestões de trabalhos futuros.

### 6.3. Simulação no Topspice

As simulações realizadas para esta etapa passaram pela mesma necessidade de se criar uma expressão para a variação da resistência em função do campo. Entretanto, nesta etapa tem-se uma corrente de 2 mA passando por cada ramo da ponte de *Wheatstone*, que representa o sensor GMR, e uma queda de tensão de 10 V na ponte.

Para o cálculo da sensibilidade do sensor GMR utilizada para as medições, foi analisada a faixa de sensibilidade do mesmo sensor GMR utilizado na etapa anterior, o AA005-02. Segundo o *datasheet*, esta faixa é de [0,45-0,65 mV/V/Oe], e a sensibilidade típica do sensor vale 0,45 mV/V/Oe. Assim, a sensibilidade utilizada para as respostas das medições foi calculada da seguinte forma.

$$S = 0,45 \frac{\text{mV}}{\text{V}} * (10 \text{ V}) = 4,5 \text{ mV/Oe}$$

Repetindo a formulação apresentada no Capítulo 5, obtém-se para as tensões de saída dos 2 GMRs as expressões

$$\Delta V_{GMR1} = 4,5 (0,6 \sin (wt) + 16) \text{ mV e} \quad (21)$$

$$\Delta V_{GMR2} = 4,5 (0,15 \sin (wt) + 16) \text{ mV.} \quad (22)$$

A Figura 22 apresenta a simulação em *TopSpice* das saídas dos sensores GMR.

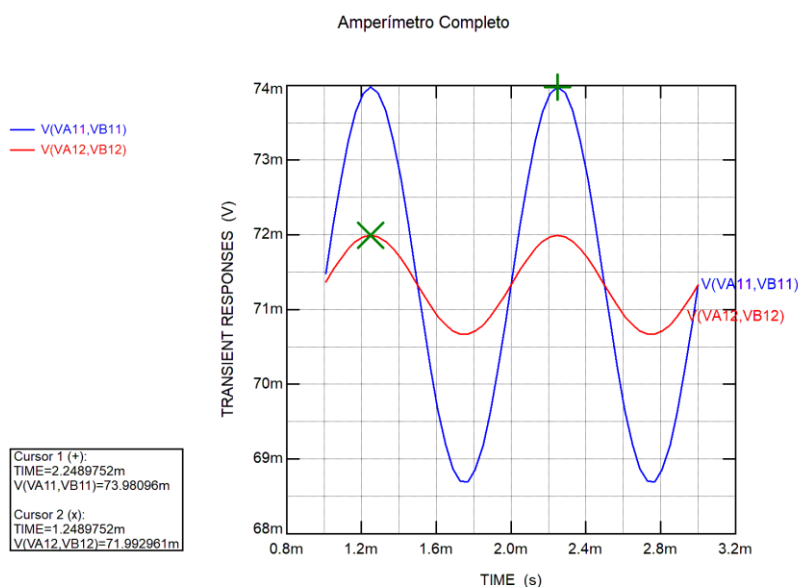


Figura 22 - Tensão de saída na ponte para GMR1 e GMR 2



Como previsto pelos cálculos realizados nesta seção, os valores máximos das senoides que descrevem as saídas dos sensores GMR devem ser 74,7 mV para o GMR1, e 72,675 mV para o GMR2. Estes resultados estão condizentes com os valores dispostos na Figura 22. Estes valores podem ser observados na legenda do gráfico disposto na figura.

Com  $R_{G1} = R_{G2} = 1 \text{ k}\Omega$ , um ganho  $G = 50 \text{ V}$  será aplicado à saída dos GMRs. Com isso, a tensão de offset, gerada pelo campo magnético de polarização, passa a ser  $16 \times 4,5 \times 50 = 3,6 \text{ V}$ . Para compensar este *offset*, deve ser inserida ao pino de referência do INA129 uma fonte de tensão constante  $V_{ref} = -3,6 \text{ V}$ . Esta tensão é somada à saída do INA e elimina a influência do solenoide no sinal de saída, conforme apresentado na Figura 23.

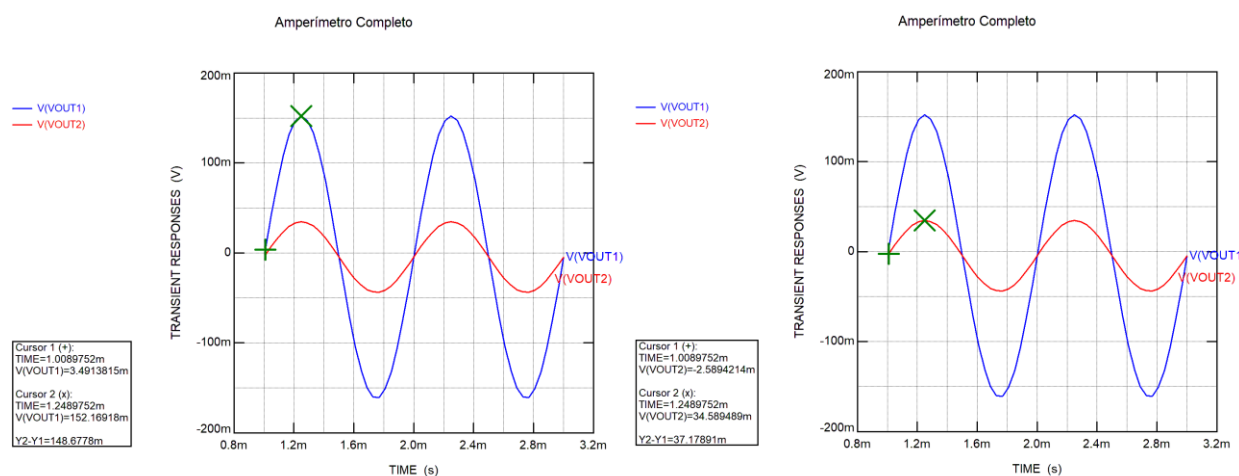


Figura 23 - Tensão de saída na ponte para GMR1 e GMR 2

Como previsto pelos cálculos realizados nesta seção, as senoides que descrevem a saída do circuito, devem estar centradas em 0 V, com amplitudes de 135 mV e 33,75 mV, para o GMR1 e GMR2, respectivamente. São mostradas na legenda dos gráficos dispostos na Figura 23 os valores de Y2-Y1, que são exatamente os valores das amplitudes da senoide.

Novamente, a discrepância de valores entre o esperado pelos cálculos teóricos e o encontrado pela simulação deve-se a uma diferença de características entre os componentes ideais utilizados na teoria e aos componentes reais modelados pelo *Topspice*.

A Figura 24 apresenta os gráficos referentes às tensões de entrada referentes aos dois Amplificadores de Instrumentação INA129. Pode-se calcular, então a tensão de modo comum nas entradas de cada INA129, como

$$V_{MC1} = \frac{(-97,079 + 47,595)}{2} = 24,742 \text{ mV}$$

$$V_{MC2} = \frac{(-96,155 + 47,594)}{2} = -36,651 \text{ mV}$$

Percebe-se que os valores de entrada estão na ordem de grandeza de dezenas de milivolts, o que faz com que a tensão de modo comum seja próxima a zero. De modo a reduzir esta tensão de modo comum ainda mais, é possível ajustar os resistores R4 e R7.



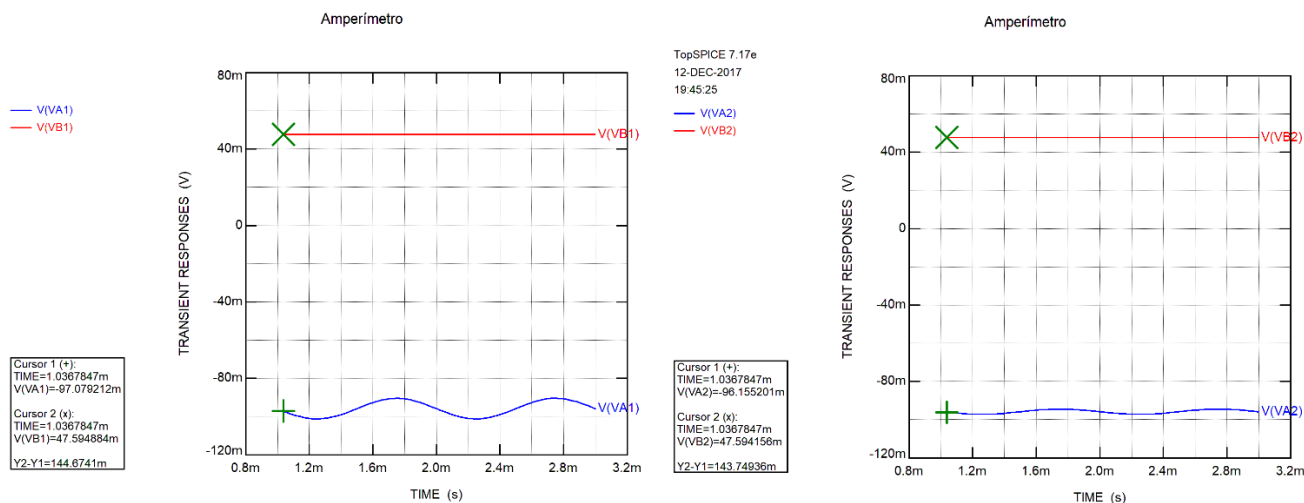


Figura 24 - Tensões de entrada dos INA129

#### 6.4. Implementação em protoboard

A figura a seguir apresenta a implementação em protoboard do novo circuito de condicionamento dos sensores GMR.

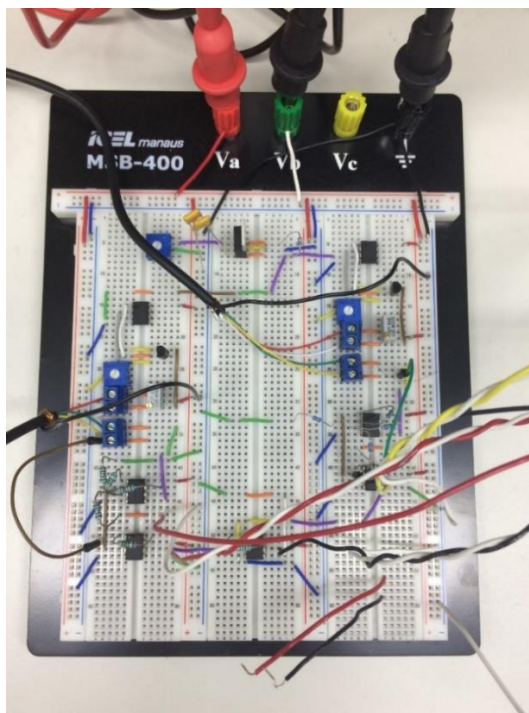


Figura 25 - Implementação em protoboard do circuito de condicionamento do sensor GMR AA005-02

Nele pode-se observar as implementações referentes às modificações realizadas para esta etapa: o regulador de tensão, para tornar a corrente de alimentação do circuito mais estável, e a modificação na topologia do circuito que circunda o sensor GMR, de forma que a tensão de modo comum do INA129 tenha seu valor zerado, e uma consequente melhoria nos resultados medidos.

### 6.5. Medições e resultados

Nesta etapa, de forma a observar o efeito da histerese e eventuais flutuações, foram realizados 20 testes, no quais a corrente foi variada entre -3 A e 3 A, com passos de 0,2A. Da mesma forma que na etapa anterior, os testes foram realizados para cinco distâncias  $r_1$  diferentes, de 1,0 cm a 2,1 cm, com 3 repetições cada.

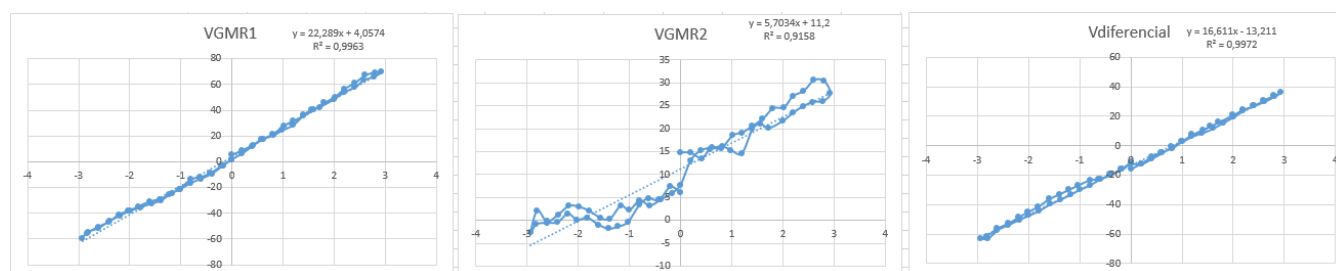
A modificação da placa de aquisição de dados, para o modelo A/D NI-USB-6001, foi feita, de forma a obter dados mais consistentes, e de maior precisão. Tal sistema possui 16 bits de resolução, com medições feitas a cada 2 s e frequência de aquisição de 5 kHz.

Na figura 26 são dispostos os gráficos referentes à vigésima leitura realizada pelos dois sensores GMR, e que possuía as características relativas a esta medição descritas na Tabela 3.

**Tabela 3 - Características relativas à vigésima medição do sensor GMR**

Características	Valores	Unidades
Corrente na bobina	1,5	A
Temperatura	17	°C
Tempo de medição	2	s
Medições por segundo	5000	Hz
Distância	2,1	cm

Os dois primeiros gráficos mostram a tensão referentes aos 2 sensores GMR, em função da variação da corrente, que varia entre -3 A e 3 A. O primeiro gráfico refere-se ao sensor mais próximo ao condutor e o segundo ao sensor mais distante. Isso pode ser percebido pela diferença do valor de coeficiente de determinação ( $R^2$ ), de cada gráfico, sendo que o primeiro apresenta um valor maior em relação ao segundo. Já o terceiro gráfico apresenta a tensão diferencial dos valores de saída referentes aos dois sensores GMR, também em relação à corrente de excitação do condutor.



**Figura 26 - Dados do vigésimo teste para duas distâncias distintas**

## 7. Circuito de RESET

### 7.1. Motivação

Nas primeiras versões do protótipo do amperímetro, o terminal de ajuste de *offset* do Amplificador de Instrumentação INA129 era variado de forma manual, por meio de um potenciômetro. Esse ajuste era feito de forma que a tensão de saída do INA fosse nula quando a corrente no condutor fosse nula, cancelando assim a influência do campo magnético de polarização e de outras eventuais interferências magnéticas externas. Posteriormente uma solução rápida, mas não muito prática foi implementada no software LabView, utilizando os 2 conversores D/A disponíveis no sistema de aquisição de dados. Entretanto, em termos do protótipo a ser construído, seria necessária tanto a placa de aquisição de dados quanto o computador que processava esses dados para fazer este ajuste, o que claramente não é uma solução prática.

Assim, foi desenvolvida uma solução analógica que faz com que o sinal de saída do INA129 seja zerado, quando o operador aperta um botão analógico, implementado pelo circuito mostrado na figura 27. O circuito contém uma lógica que monitora a tensão de *offset* a cada instante (que pode ser causada pelo campo magnético de polarização e por outros campos magnéticos externos) e que, ao se apertar o botão, armazena esta tensão em um capacitor, invertendo-a e fornecendo-a em sua saída ao INA129 citado no parágrafo anterior.

### 7.2. Esquemático

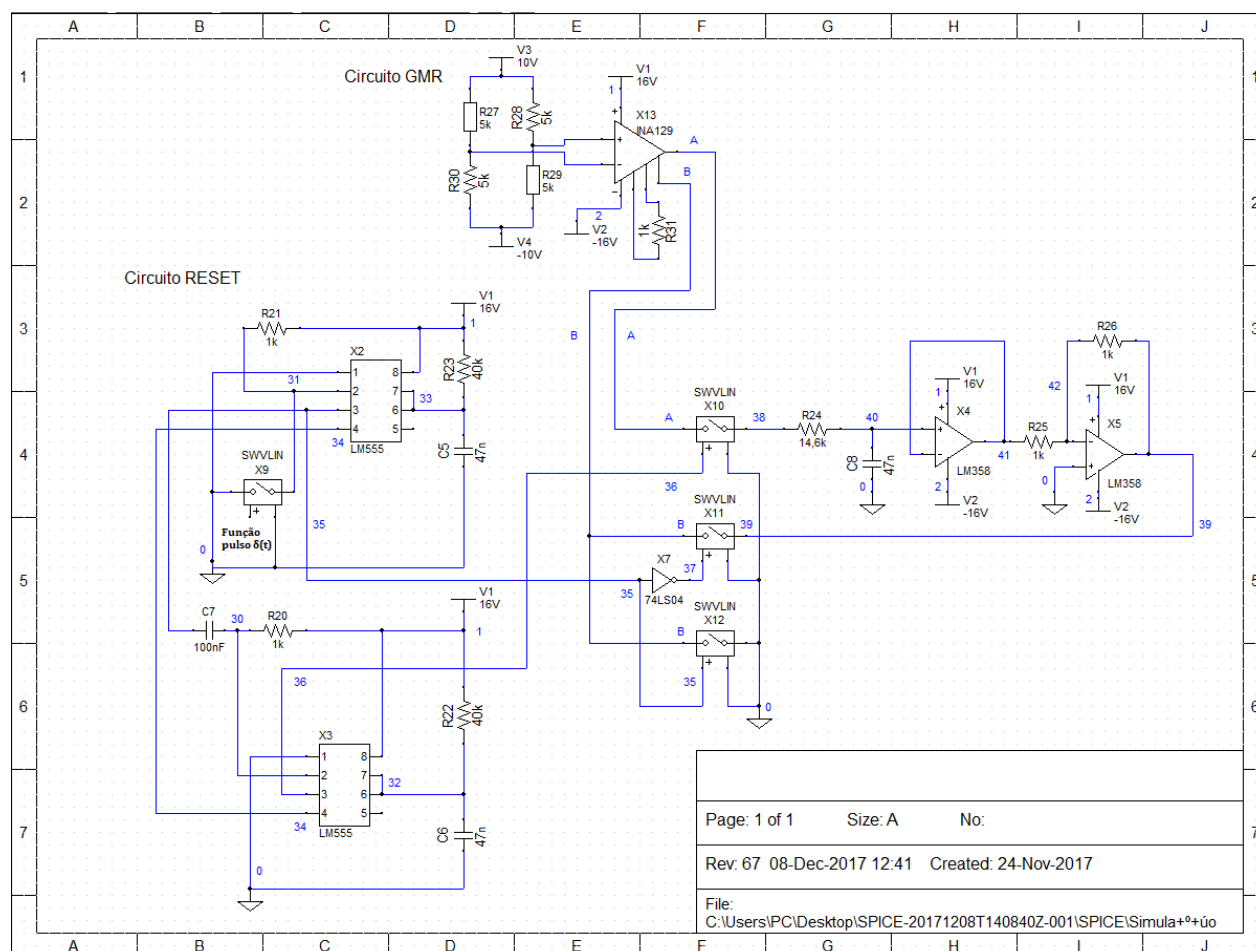


Figura 27 – Esquemático do circuito de condicionamento RESET (circuito no interior do retângulo tracejado)

O esquemático do circuito apresentado na Figura 27 foi desenvolvido utilizando duas chaves analógicas, uma SPST (*single pole, single throw*), outra SPDT (*single pole, double throw*); dois CIs LM555, que operam no modo monoestável; um circuito RC, que opera como elemento de memória que armazena o sinal de saída do INA129; um *buffer* e um inversor, para o tratamento do sinal que sai do circuito RC

A chave analógica X10, representada no esquemático, refere-se à chave analógica SPST, e as chaves X11 e X12 modelam juntas a chave SPDT. Essa modelagem foi necessária pois não havia na biblioteca do *TopSpice* um modelo de chave analógica SPDT, assim foi desenvolvida uma lógica utilizando duas chaves SPST para modelá-la. As chaves analógicas do circuito têm seu modo de operação inicial em aberto ( $R_s = \infty$ ), e modificam seu modo de operação para fechado ( $R_s = 0$ ), a partir dos sinais de saída dos circuitos monoestáveis implementados pelos CIs LM555 (X2 e X3). X2 é responsável pelo controle da chave SPDT (X11/X12), enquanto X3 é responsável pelo controle da chave SPST (X10).

A chave SPST (X10) é responsável por amostrar o sinal de tensão no nó A (saída do INA129), o qual corresponde ao valor de *offset* que deve ser fornecido ao nó B (pino de *offset* do INA129) para ser subtraído da tensão de saída. Já a chave SPDT (X11/X12) define a tensão fornecida a este nó B, podendo esta ser zero volt (chave X12) ou a tensão de *offset* invertida (chave X11). Note que o pino de entrada de X10 está à esquerda, enquanto os pinos de entrada de X11 e X12 estão à direita.

Os CIs LM555 (X2 e X3) funcionam como disparadores, assim que recebem sinais adequados nos respectivos pinos de *trigger* (nós 30 e 31 do circuito, conectados aos pinos 2 de X3 e X2, respectivamente). Assim, eles geram pulsos retangulares em seus pinos de saída 3, com duração  $t_1 = 1,1 \times R_{22} \times C_6 = 1,88 \text{ ms}$  para X3 e  $t_2 = 1,1 \times R_{23} \times C_5 = 1,88 \text{ ms}$  para X2. Em seguida, as saídas retornam ao repouso, aguardando para receber estímulos subsequentes. Como os terminais de *reset* (pinos 4) dos dois CIs estão interligados, além da saída (pino 3) de X2 estar conectado ao *trigger* (pino 2) de X3, o pulso de saída de X3 ocorre em sequência ao de X2.

Em termos gerais de operação do circuito, quando o operador aperta o botão analógico X9, a chave X12 do SPDT (X11/X12) fecha por um tempo  $t_2$ , zerando a tensão no nó B. Com isso, a saída do INA129 apresenta a tensão total correspondente a quaisquer *offsets*, podendo em seguida ser amostrada pela chave SPST (X10), que fecha por um tempo  $t_1$ , e armazenada no capacitor C8. Este sinal passa por um tratamento que consiste basicamente em um *buffer* e um Amplificador Inversor. O *buffer* é usado de forma que a corrente que sai do circuito RC não interfira no funcionamento do LM358 X5, que modela o Amplificador Inversor. O sinal do RC é então invertido e fornecido ao pino de *offset* do INA129 (nó B) pela chave X11 do SPDT (X11/X12), que havia fechado após o tempo  $t_2$ , zerando assim a tensão de saída do INA129.

Os valores dos componentes que compõem o circuito RC, o resistor  $R_{24}$  e o capacitor  $C_8$ , foram calculados de forma que a constante de tempo de carga  $\tau$  seja proporcional à constante  $t_2$ , que define o tempo de abertura da chave SPDT. Sabe-se que  $\tau = 3 \times R_{24} \times C_8$ , para que o sinal do nó 40 chegue a 95% do sinal de carga máxima do capacitor. Assim foram escolhidos os valores de  $R_{24} = 14,6 \text{ k}\Omega$  e  $C_8 = 47 \text{ nF}$ , o que define  $\tau = 2,06 \text{ ms}$ .

### 7.3. Simulação no Proteus

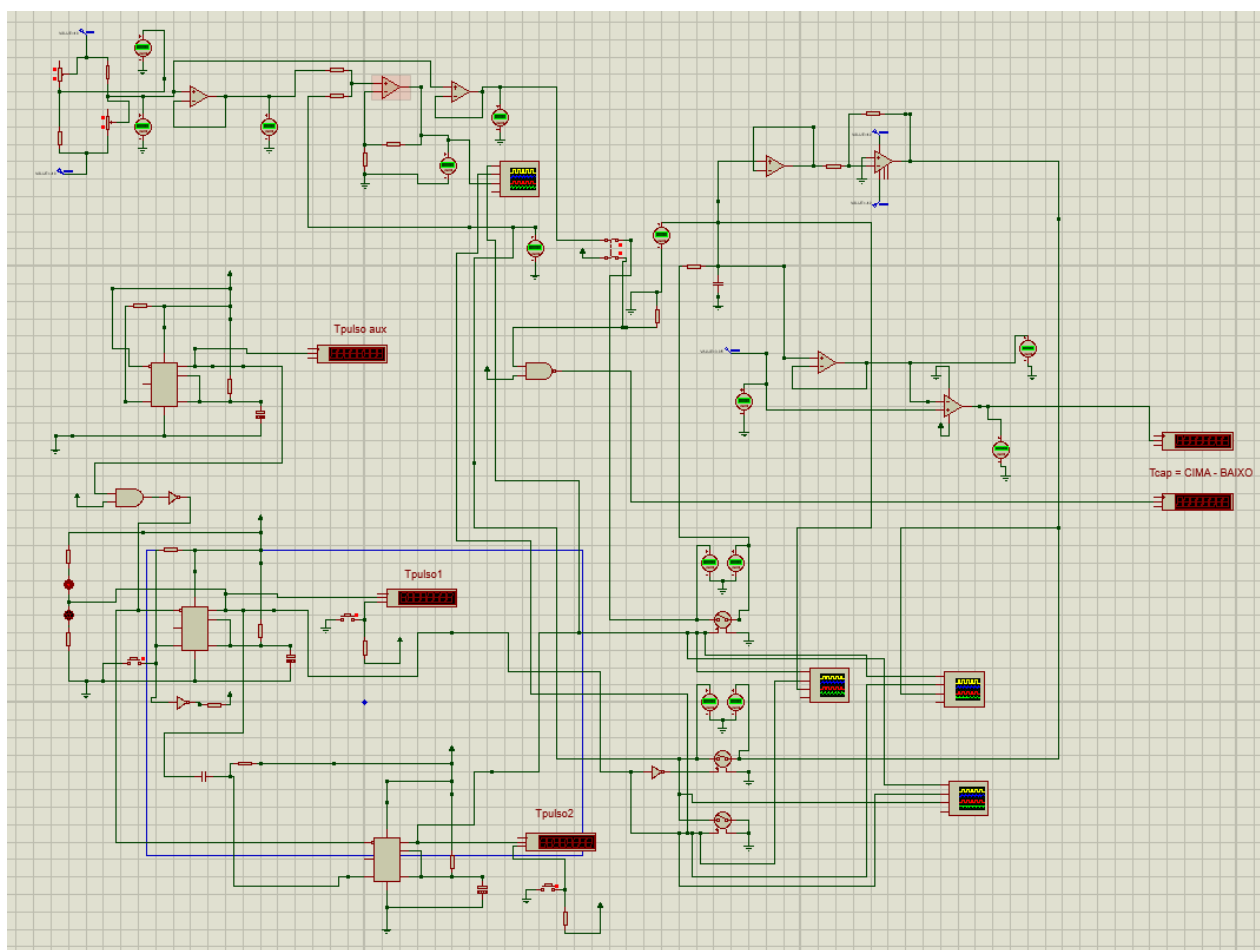
A simulação realizada em *Proteus* implementou o esquemático da Figura 27 (elaborado em *TopSpice*). O simulador do *Proteus* tem a vantagem de ser dinâmico, pois os gráficos de saída funcionam em tempo real, quando, por exemplo, um botão analógico é pressionado repetidas vezes. Assim, pode ser testado de forma mais prática o funcionamento do circuito de memória do *RESET*, de forma a zerar o *offset*, diversas vezes, após a inicialização.

Na figura 28 é apresentado o esquemático completo, e as figuras 29, 30 e 31 apresentam ampliações de trechos do mesmo. Na figura 29, observam-se os circuitos monoestáveis, previamente descritos, e as chaves analógicas SPST e SPDT. Por características do próprio *Proteus*, um CI LM555 extra teve que ser implementado no circuito, de forma que o circuito funcionasse como o esperado. Na figura 30, estão os circuitos RC, e o circuito de tratamento com *buffer* e Amplificador Inversor, que foram previamente descritos. Enfim, na figura 31, é apresentado o circuito que representa o amplificador somador, assim como um circuito que representa o sensor GMR, através de uma ponte de *Wheatstone*.

A ponte apresenta dois resistores, que representam os componentes blindados da ponte, e dois potenciômetros, que representam os resistores que variam conforme um campo magnético externo. Conforme varia-se o valor de resistência destes potenciômetros, pode-se observar uma mudança no valor de tensão do nó que representa o terminal de saída do amplificador somador.

Os temporizadores apresentados no circuito foram implementados para que se pudesse calcular de forma automática os tempos  $t_1$ ,  $t_2$  e  $\tau$ , anteriormente descritos neste capítulo.

O circuito funcionou de forma adequada, como apresentado a seguir nos resultados de simulação. Após a montagem do esquemático, foram realizados diversos testes de variação do valor de resistência do potenciômetro, de modo que o nó de saída do amplificador somador tivesse diversos valores, com o circuito operando de forma adequada para todos estes testes.



**Figura 28 - Esquemático completo do circuito em Proteus**

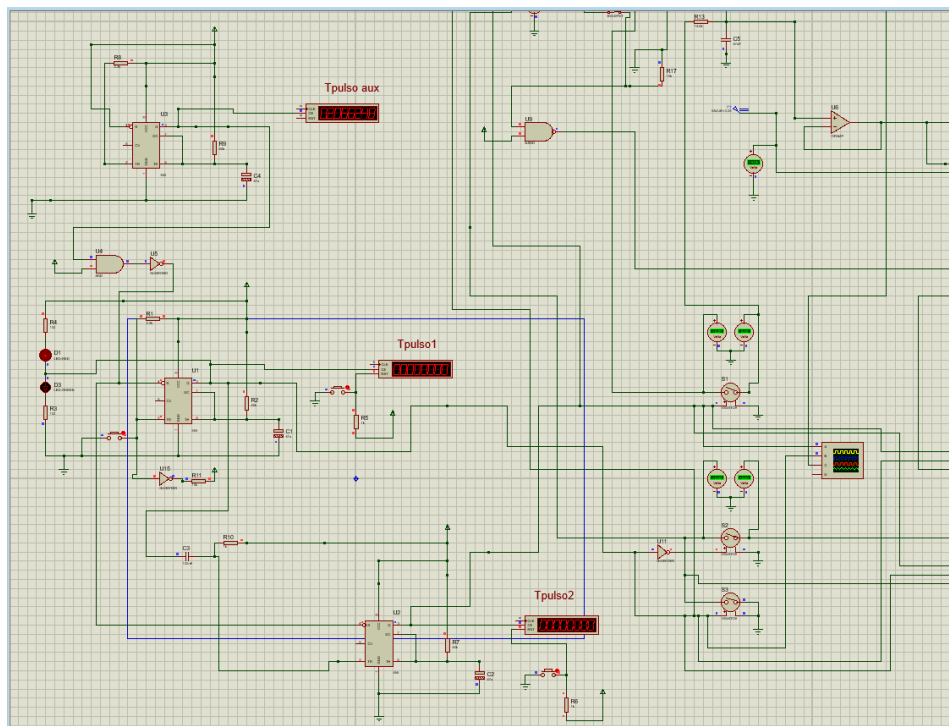


Figura 29 - Esquemático do circuito em Proteus - parte 1

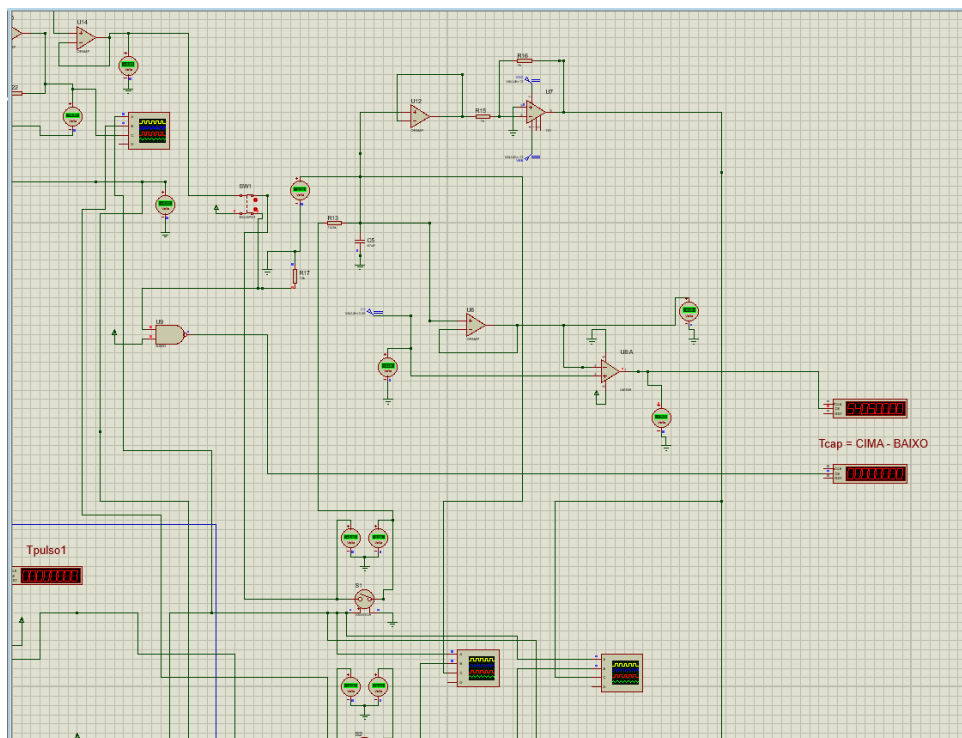
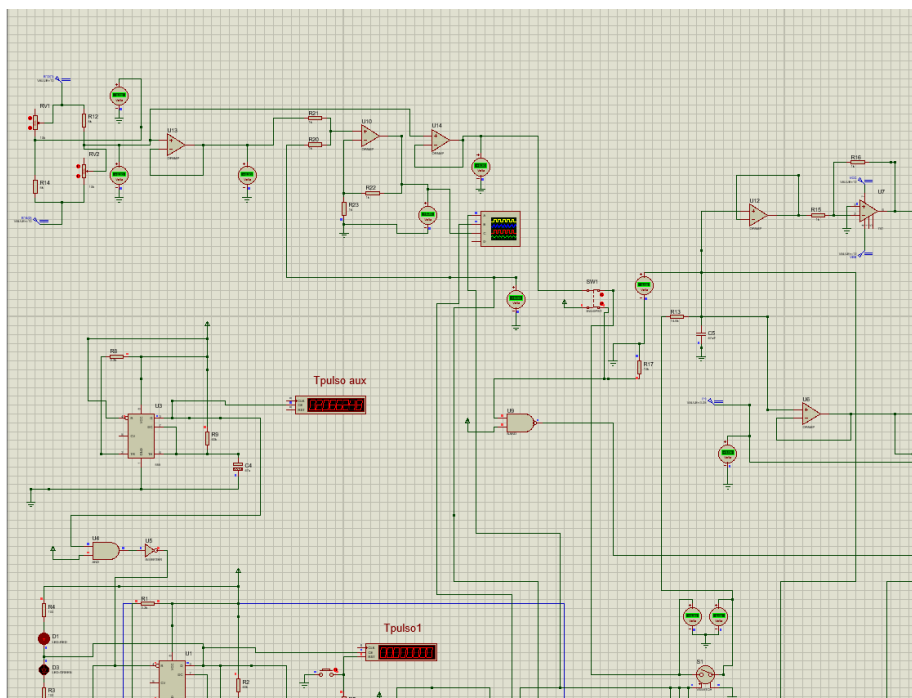


Figura 30 - Esquemático do circuito em Proteus - parte 2



**Figura 31 - - Esquemático do circuito em Proteus - parte 3**

As Figuras 32 a 35 apresentam os resultados de simulação no *Proteus*, baseando-se no esquemático disposto nas Figuras 28 a 31. Para um melhor entendimento dos gráficos, pode-se observar o esquemático da Figura 27. A coordenada y dos gráficos referem-se, respectivamente, aos nós 39, 40, A e B, deste esquemático, em função do tempo.

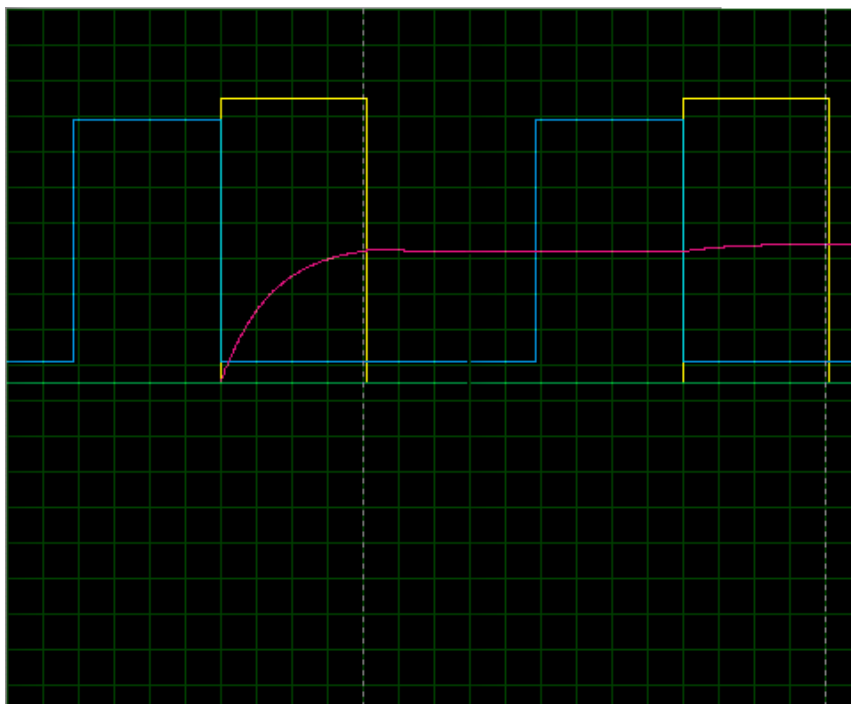
Para os quatros gráficos a curva verde é o terminal de referência *ground* do circuito; a curva azul é a tensão de saída do monoestável LM555 X2 e a curva amarela é a tensão de saída do monoestável LM555 X3.

A curva de cor rosa representa um sinal diferente em cada figura, a saber:

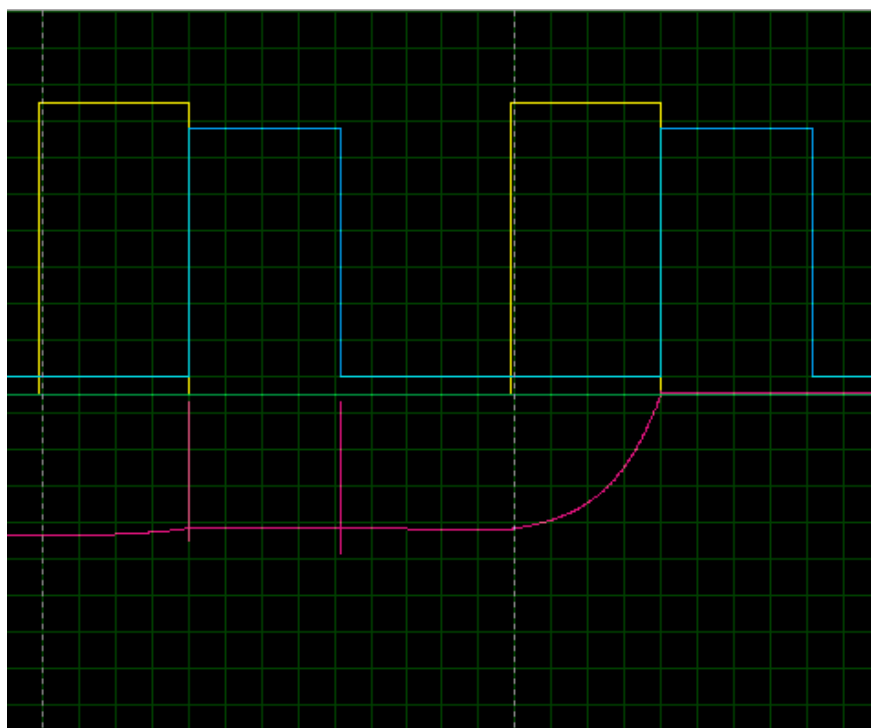
- Figura 32: tensão no nó 40. É a tensão armazenada pelo capacitor C8, e de entrada do *buffer* LM358 (X4).
- Figura 33: tensão no nó 39. É a tensão de saída do Amplificador Inversor X5, fornecida a um dos terminais da chave SPDT (X11).
- Figura 34: tensão no nó B. É a tensão fornecida ao pino de *offset* do INA129.
- Figura 35: tensão no nó A. É a tensão de saída do INA129.

Os gráficos das Figuras 32 a 35 representam uma ação na qual o operador do protótipo aperta em sequência duas vezes o botão analógico, para zerar o *offset*. Assim, quatro pulsos monoestáveis são mostrados no gráfico, sendo dois a dois em sequência.



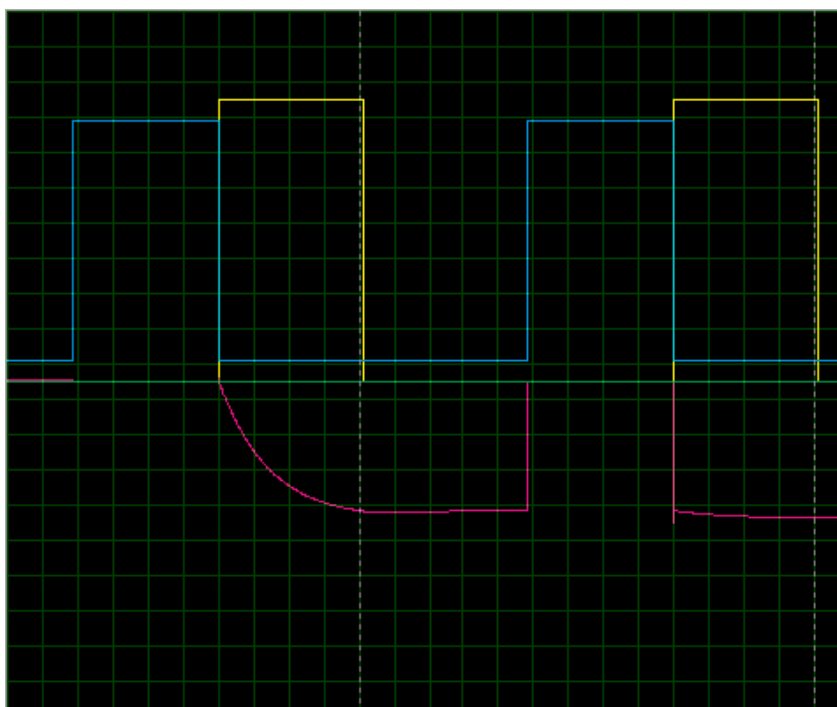


*Figura 32 - tensão V40, armazenada pelo capacitor C8*

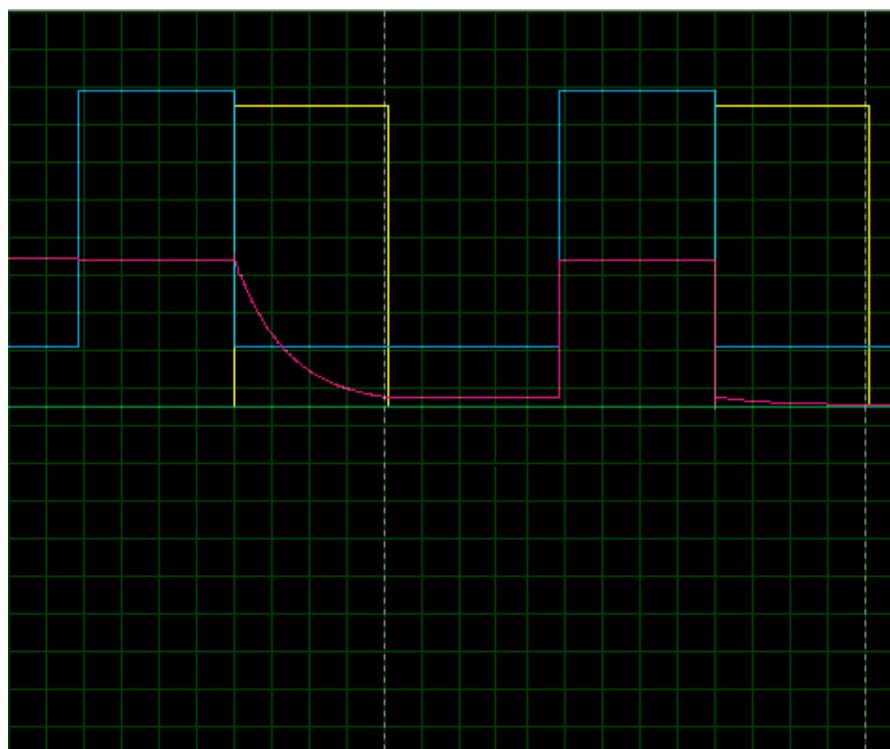


*Figura 33 - tensão V39, saída do Amplificador Inversor X5*



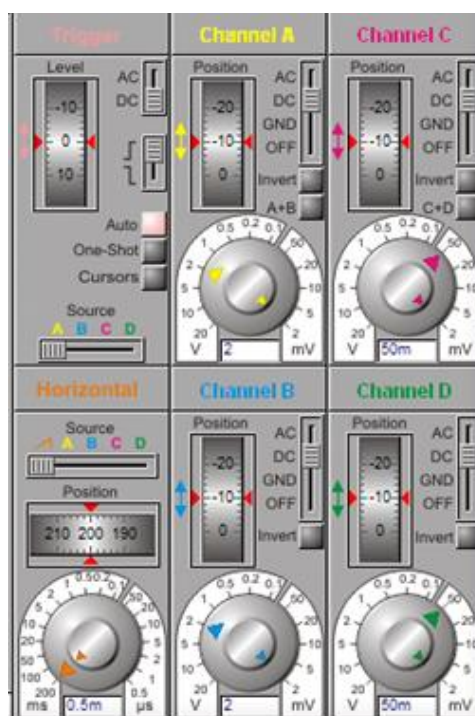


*Figura 34 - tensão VB, fornecida ao pino de offset do INA129*



*Figura 35 - tensão VA, saída do INA129*

Os valores de cada unidade de tensão e tempo podem ser observados na figura 36.



**Figura 36 - unidades de tensão e tempo dos gráficos gerados**

As curvas referentes às figuras 32 e 33, mostram, respectivamente, a carga de tensão do circuito RC, e o seu sinal invertido, e elas ficarão armazenadas durante todo o tempo de operação do circuito. O tempo de carga vale  $\tau$ , que é aproximadamente igual ao tempo  $t_2$ , como foi dito anteriormente, e confirmado pelos gráficos acima.

Já as curvas referentes às figuras 34 e 35, são respectivamente, referentes ao sinal de *offset* e à tensão de saída do INA129. Sendo que, a primeira curva vai a zero quando o operador aperta uma vez o botão analógico. Já a segunda curva tem o mesmo módulo da tensão de saída do INA129 (no tempo inicial), após o tempo  $t_2$ .

Se algum outro campo magnético externo gerar outra interferência externa, o operador deve apertar o botão pela segunda vez. Assim, o circuito, que já tem armazenado o valor de tensão de carga do circuito RC, carrega este valor para que possa ser somado à nova tensão de saída do INA129. Assim, posteriormente, esta soma é zerada novamente pelo circuito, atendendo assim às necessidades do circuito *RESET*.

## 8. Protótipo Completo do Amperímetro GMR

### 8.1. Calibração do amperímetro

Como o objetivo final do trabalho é a confecção de um amperímetro, é necessário resolver o problema inverso: dadas as tensões de saída medidas pelos três canais do sistema de aquisição de dados, estimar a corrente elétrica que flui pelo condutor e a distância do amperímetro ao mesmo. Para isso, duas redes neurais (ANN) foram utilizadas.

A primeira rede, apresentada na Figura 37, recebe as tensões referentes aos dois sensores GMR e à tensão diferencial, para estimar a corrente que passa pelo condutor a ser medido. Esta rede possui as seguintes características:

- Rede com duas camadas, função de transferência *sigmoidal* na camada escondida e linear na camada de saída.
- 20 neurônios na camada escondida
- Algoritmo de treinamento: *Levenberg-Marquardt*.
- A rede estima os valores de corrente com RMSE de 0,33 A.

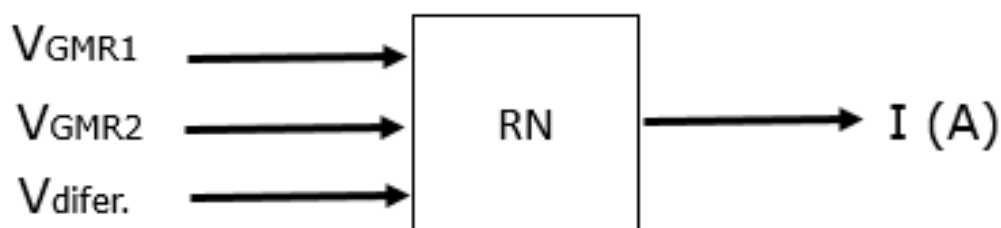


Figura 37 - Características da rede neural utilizada

A segunda rede, apresentada na Figura 38, recebe a tensão nos dois sensores GMR e a corrente que passa pelo condutor a ser medido, para estimar a distância  $r1$  do sensor ao condutor. Esta rede possui as seguintes características:

- Rede com duas camadas, função de transferência *sigmoidal* na camada escondida e *softmax* na camada de saída.
- 20 neurônios na camada escondida
- Algoritmo de treinamento: *Scaled conjugate gradient*.
- A rede estima os valores de distâncias com RMSE de 0,29 cm com os valores de corrente nominais e RMSE de 0,39 cm com os valores de corrente obtidos pela rede neural de estimativa da corrente.

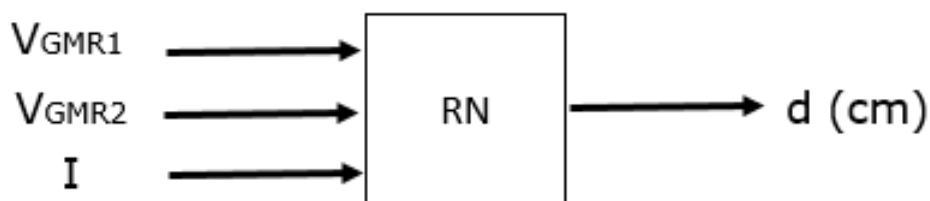
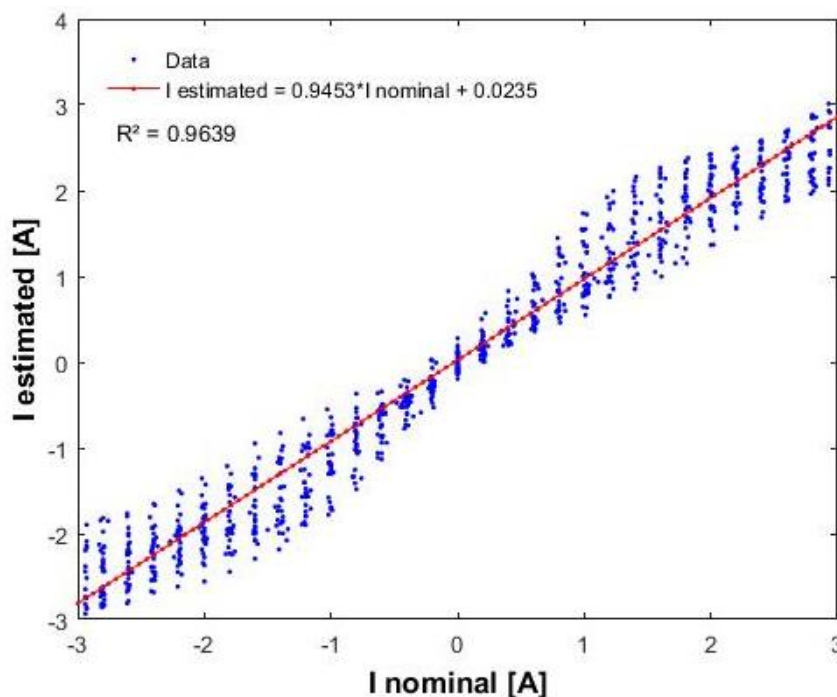


Figura 38 - Características da rede neural utilizada

## 8.2. Resultados

A análise de regressão, que pode ser observada na figura 39, indica que os dados estimados pela primeira rede neural são altamente correlacionados com os dados experimentais, com coeficiente de determinação ( $R^2$ ) maior que 0,96. Por fim, a métrica de erro  $RMSE$  foi calculada. A rede pode prever valores de correntes elétrica, dadas as tensões referentes aos sensores GMR, com boa exatidão, para um  $RMSE$  de 0,327A.



*Figura 39 - Análise de regressão da rede neural*

## 8.3. Conclusões

A estimativa dos valores de corrente pelas redes neurais forneceu resultados consistentes, ou seja, as correntes inferidas foram aproximadas às correntes nominais.

A próxima etapa de desenvolvimento do amperímetro, não incluída neste Projeto de Graduação, consiste na utilização de sensores GMR de maior sensibilidade a fim de possibilitar uma análise mais exata e precisa dos resultados.

## 9. Conclusões e trabalhos futuros

Os resultados experimentais obtidos pelo protótipo desenvolvido neste trabalho corroboraram a hipótese de viabilidade de desenvolvimento de um amperímetro CC, utilizando sensores GMR, embora ainda sejam necessárias melhorias e aperfeiçoamentos, de modo que ele apresente um melhor desempenho.

Os próximos passos para trabalhos futuros são:

Na última versão, essa remoção de *offset* passou a ser feita por um amplificador somador baseado em *AmpOp*, que subtraía o *offset* antes da amplificação feita pelo INA.

- Simulação e implementação de novas topologias de circuitos, com a finalidade de melhorar o circuito de condicionamento.
- De forma a eliminar o máximo a presença de ruído no circuito, é indicada a montagem dos circuitos em placas de circuito universal e, após a definição da topologia final, chegar a um circuito impresso.
- O circuito deve ser planejado de forma que também seja capaz de fazer medições de correntes elétricas alternadas, e assim poder fazer as medições referentes a tais correntes.
- O programa de aquisição de dados em *Labview* será aperfeiçoado de modo que seja calculado o campo magnético devido à corrente e armazenada a distância entre o sensor e o condutor. Assim que os dados forem calculados, serão exportados juntamente com os níveis medidos de tensão, para um arquivo txt.
- Na terceira etapa do projeto, que está atualmente em progresso, foi utilizado o GMR modelo AAL002-02 que como, pode-se observar no *datasheet* disposto na tabela 2, apresenta maior sensibilidade, na faixa de  $[3 - 4,2 \text{ mV/V/Oe}]$  e menor histerese. Assim, as medições desta etapa apresentam uma resolução melhor que a anterior. Todas as características de ambos os modelos podem ser observadas nas tabelas 1 e 2. Nesta mesma etapa, está sendo implementado também um esquema para remoção do *offset* gerado pelo campo magnético de polarização, o que permite aumentar significativamente o ganho dos amplificadores de instrumentação. Este esquema foi brevemente explicado, no capítulo 4 deste trabalho. O esquemático do circuito a ser testado nessa fase, assim como a simulação no *Topspice* são semelhantes às apresentadas no capítulo 6, pois os componentes não sofreram alteração entre as fases dois e três. Da mesma forma a implementação do circuito em *protoboard* é semelhante àquela disposta na Figura 25, porém foi realizada a substituição dos sensores. Os resultados estão sendo medidos atualmente e serão apresentados em artigos científicos em fase de elaboração.

Em relação ao circuito de *RESET*, os passos que estão sendo realizados referem-se às simulações do circuito do *Topspice*, de modo que se possa fazer a integração deste com o circuito descrito no capítulo 6. Neste caso, algumas adaptações foram realizadas para fazer a conversão entre os *softwares*. O botão que ativa o CI555 (elemento X9, do esquemático da Figura 27) foi simulado a partir de uma chave SPST, que recebe em sua entrada uma função impulso (pulso de duração pequena, e amplitude grande). A *NETLIST* do esquemático deste circuito foi implementada, porém na fase de simulação um empecilho impediu de obter os resultados corretamente. O comportamento das chaves analógicas (elementos X9, X10 e X11, do esquemático da Figura 27) não ocorreu como esperado. Assim, esta etapa foi deixada para trabalhos futuros do projeto. Após feita a *netlist* do circuito de *RESET* no *Topspice*, e seus resultados estiverem como esperado, o próximo passo para esta fase será realizar a montagem em *protoboard* deste circuito, e integração com o circuito já montado em *protoboard*, disposto na Figura 25, de modo que o *offset* do INA129 zere o nó de saída deste Amplificador de Instrumentação. Por fim, com o circuito montado, o último passo, para esta etapa, será realizar medições da corrente com a placa de aquisição de dados, e verificar as mudanças no desempenho ao amperímetro relativas à implementação desta nova topologia.

- Uma forma de blindagem do protótipo do amperímetro em relação a campos magnéticos não desejáveis, deve ser investigada. Por exemplo, blindar o campo da terra e o campo do ambiente em que serão realizadas as medições.
- Por fim, será necessária uma caracterização metrológica do amperímetro GMR, que consiste no estudo, análise e avaliação de características que determinarão a qualidade de medição do protótipo do amperímetro.

## 10. Referências

1. Ripka, P.: Eletric current sensors: a review. Measurement Science & Technology 21(11), 1-23 (2010)
2. Carvalho M C, Schuina S, Barbosa C R H, Silva E C and Gusmão L A P, "Amperímetro Sem Contato Baseado em Sensores GMR", Anais do Congresso Brasileiro de Metrologia 2015, Bento Gonçalves.
3. C.L.Stefani Filho e V.Barbeta, "Amperímetro DC não invasivo utilizando sensor GMR". Revista Pesquisa & Tecnologia FEI
4. Neves.C.S, e Hall Barbosa.C.R, "Amperímetro Sem Contato Baseado em Sensores GMR", Projeto de Graduação, Engenharia de Controle e Automação, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2015.
5. C Schuina Neves, D P Magalhães, C R Hall Barbosa, E C Oliveira, "A contactless ammeter based on GMR magnetometers", Anais do Congresso "2017 Joint IMEKO TC1-TC7-TC13 Symposium".
6. C Schuina, D P Magalhães, C R Hall Barbosa "GMR Sensors and Neural Networks Applied to the Contactless Measurement of Direct Electrical Currents"
7. Magnetic Field Sensors Based Electrical Current Sensing - Acesso em 20/10/2017. Disponível em:  
<https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3292089/#b4-sensors-09-07919>
8. Yong Ouyang, Jun Hu, He Jinliang, Shan X Wang "A Current Sensor Based on the Giant Magnetoresistance Effect: Design and Potential Smart Grid Applications"  
[https://www.researchgate.net/publication/233828535\\_A\\_Current\\_Sensor\\_Based\\_on\\_the\\_Giant\\_Magnetoresistance\\_Effect\\_Design\\_and\\_Potential\\_Smart\\_Grid\\_Applications](https://www.researchgate.net/publication/233828535_A_Current_Sensor_Based_on_the_Giant_Magnetoresistance_Effect_Design_and_Potential_Smart_Grid_Applications)
9. NVE Corporation - **How GMR Works** - Acesso em 12/10/2017. Disponível em:  
<http://www2.nve.com/gmrsensors/gmr-operation.htm>
10. NVE Corporation - **AA/AB-Series Analog Magnetic Sensors** - Acesso em 20/10/2017. Disponível em:  
[https://www.nve.com/Downloads/analog\\_catalog.pdf](https://www.nve.com/Downloads/analog_catalog.pdf)
11. National Instruments - **What Is Data Acquisition** - Acesso em 12/10/2017. Disponível em:  
<http://www.ni.com/data-acquisition/what-is/pt/>

### Datasheets:

- **GMRs**

Disponível em: <https://www2.nve.com/gmrsensors/gmr-operation.htm>

- **LM741**

Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>

- **LM358**

Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm358.pdf>

- **INA129**

Disponível em: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf>



## Anexo A - Artigo IMEKO 2017

**A contactless ammeter based on GMR magnetometers****C Schuina Neves<sup>1</sup>, D P Magalhães<sup>2</sup>, C R Hall Barbosa<sup>1</sup>, E C Oliveira<sup>1</sup>**<sup>1</sup> Postgraduate Program in Metrology, <sup>2</sup> Department of Electrical Engineering,  
Pontifical Catholic University of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 22541-900, Brazil

E-mail: camilaschuina@aluno.puc-rio.br

**Abstract.** This work presents a contactless ammeter prototype based on GMR magnetometers, able to measure direct and alternating electrical currents. Two techniques were used to solve the inverse problem, which is, given the output voltages of the GMR sensors, to estimate the electric current flowing through the conductor - nonlinear curve fitting and artificial neural networks. The performance of both techniques was compared based on the standard uncertainty of the data calculated by each one. The results obtained with the neural networks are significantly better.

**1. Introduction**

Ammeters are instruments whose purpose is the measurement of electric currents in conductors. Being essential for various applications in the industry, they can be of several types, depending on the physical principle used for their implementation and on the need to interrupt the circuit for the current to be measured [1] [2] [3].

It is expected that the developed ammeter prototype will perform measurements of direct and alternating currents with high resolution, in relation to the present clamp ammeters based on coils and Hall Effect sensors. The proposed system, initially presented in [2] [3], was developed with the purpose of also estimating the distance between the sensor and the conductor.

The main purpose in this work is to compare the performance of the technique used to solve the inverse problem that is needed to estimate the current previously presented in [3] (non-linear curve fitting) with artificial neural networks (ANN).

This paper is presented as follows: Section 2 presents the operating principle of giant magnetoresistance (GMR) sensors and how to use them to build an ammeter. Section 3 shows step by step how the data was acquired, pre-processed and selected. The computational results are described in Section 4. At last, Section 5 presents the conclusions.

**2. Concepts**

The following sections explain the operating principle of GMR magnetometers and how they are applied to the measurement of electric currents.

**2.1. Giant magnetoresistance (GMR)**

The basic operating principle of GMR is the variation of the resistance of a material as a function of an external magnetic field [4]. This variation, typically between 10 and 20%, if compared to the maximum sensitivity of other magnetic sensors, is very large, hence the name giant magnetoresistance. Magnetoresistance can be found in classical semiconductors and particularly in magnetic semiconductors and, like the Hall Effect, has its origin in the Lorentz force [4].

Although a single resistance can be used as a sensor element, the Wheatstone bridge configuration is a good recommendation because, in this topology, it is possible to obtain a differential voltage output as a function of the resistance variation [4] with lower influence of external factors such as temperature.

In the development of this project it was used a commercial GMR, in the form of integrated circuit, model AA005-02, manufactured by NVE Corporation [5]. The topology of the transducer is a Wheatstone half-bridge, having two magnetically shielded GMRs and two GMRs that are sensitive to the magnetic field. Without the presence of an external magnetic field the bridge is balanced and the output of the bridge is zero. In the presence of an external magnetic field, the field-sensitive GMRs change their values, unbalancing the bridge and generating a voltage difference between pins 5 and 1. The output signal of the bridge is directly proportional to the supply voltage/current, with a typical sensitivity of 0.45 mV/V/Oe.

## 2.2. GRM based ammeter

An electric current passing through a wire generates a circular magnetic field around it whose intensity varies with the intensity of the current and with the distance from the conductor to the measuring point [1]. By applying the Biot-Savart law to a straight conductor, it is observed that the magnetic field  $H$ , measured at a distance  $r_1$  from the conductor, is given by

$$H = \frac{I}{500r_1}, \quad (1)$$

where  $I$  is the electric current in amperes,  $r_1$  is the distance between the conductor and the sensor in meters and  $H$  is the magnetic field in oersteds ( $1 \text{ Oe} = 1000/4\pi \text{ A/m}$ ).

Analyzing (1) it is noticed that the use of only one GMR sensor is not sufficient, since it is necessary to know the distance  $r_1$  to estimate the electric current  $I$ . Thus, a configuration has been previously proposed with two GMR sensors [2] [3], separated by a fixed distance ( $D = 3 \text{ cm}$ ), in addition to a permanent magnet that generates the magnetic field of 15 Oe (so that the sensor operates in its linear range), as shown in Figure 1.

By measuring the voltage generated by both GMR sensors it is possible to estimate the current  $I$ , regardless of the distance  $r_1$  of the conductor from the sensors, and also estimate the distance  $r_1$  between the sensor GMR<sub>1</sub> and the conductor.

The electronic conditioning and reading circuit shown in Figure 2 was designed and implemented. The electronic circuit has the functions of feeding the GMR sensors with a DC current of approximately 3 mA (current source based on the LM741 operational amplifier), as well as reading the differential output voltage of the bridge and amplifying it by 50 times (instrumentation amplifier INA129, with gain defined by the 1 kΩ resistor). The offset voltage level of -5.0625 V allows a zero output voltage,  $V_{out}$ , to be obtained when  $H = 15 \text{ Oe}$  (polarization field). Thus, for a current of 0 A in the wire, there will be an output of 0 V.

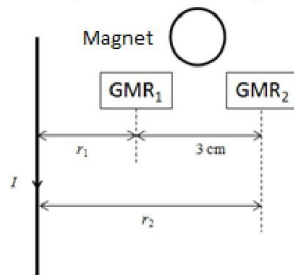


Figure 1. Schematic diagram of the ammeter.

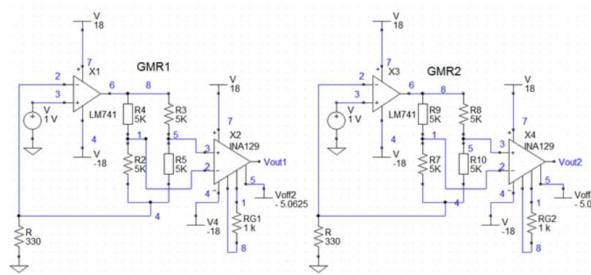


Figure 2. Schematic diagram of the electronic conditioning circuit of GMR magnetometers.

### 3. Acquisition, pre-processing and selection of data

To observe the effect of the hysteresis and any other fluctuations, ten tests with currents varying between -3 A and 3 A were performed in steps of approximately 0.2 A. The result of the ten test cycles can be seen in Figures 3 and 4, containing 602 electrical current values and the respective GMR output voltages.

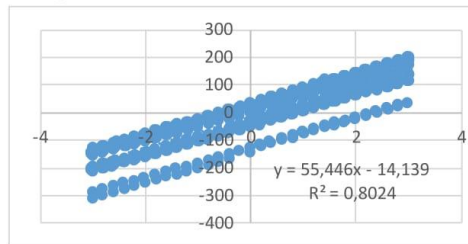


Figure 3. Results of the ten test cycles for GMR 1.

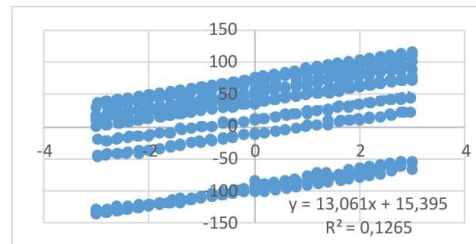


Figure 4. Results of the ten test cycles for GMR 2.

To minimize sensor errors, in order to measure more consistent data, the data were acquired using an A/D converter, model NI-USB 6001, with 14 bits resolution. In eight tests, for each sensor, an acquisition frequency of 10 kHz was used, with measurements taken every 2 s and, in two tests, with a frequency of acquisition of 6 kHz, and measurements taken every 3 s.

Observing Figures 3 and 4 it is possible to observe a drift of the signal, probably caused by the temperature effect or other external interferences. To solve this problem, and to remove the signal offset, the linear coefficient of the estimated trend lines for each test was excluded. Figures 5 and 6 show the final data set.

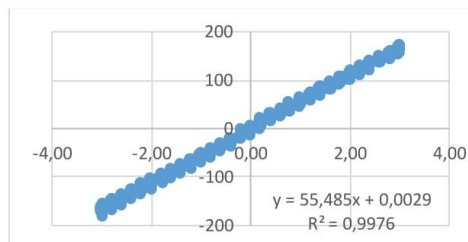


Figure 5. Final selected data for GMR 1.

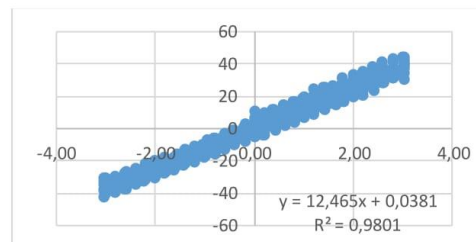


Figure 6. Final selected data for GMR 2.

### 4. Inverse Problem

As the objective is the development of an ammeter, it is necessary to solve the inverse problem, which is, given the output voltages of the GMR sensors, measured by the data acquisition system, to estimate the electric current flowing through the conductors. For that, two techniques were used: nonlinear curve fitting and artificial neural networks. The following subsections present the details of each of the techniques.

#### 4.1. Artificial Neural Networks

A two-layer feed-forward network, with sigmoidal transfer function in the hidden layer and linear transfer function in the output layer was created using Matlab's NeuralNetwork Fitting Tool.

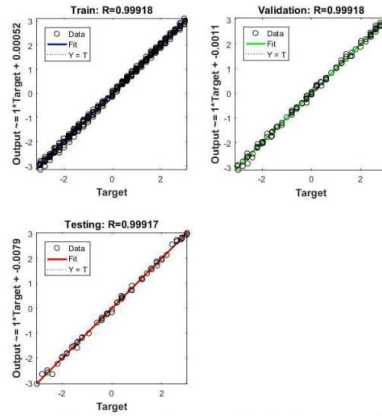
The final data set described in section 3 was randomly divided in training, validation and testing, respectively 70%, 20% and 10% of the data. The network was trained with Levenberg-Marquardt backpropagation algorithm. Training automatically stops when generalization stops improving, as indicated by an increase in the mean squared error of the validation samples. The training continued until the validation error failed to decrease for six iterations (validation stop) [6].



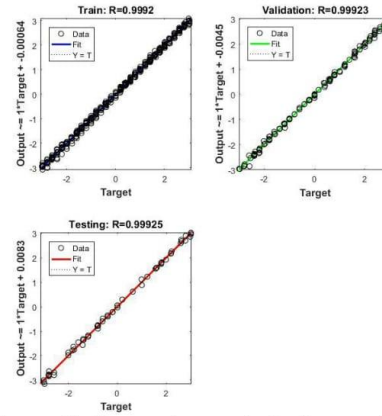
In order to determine the optimal number of neurons in the hidden layer, 5000 networks were trained, with the number of hidden neurons varying from one to fifty. For each number of neurons, a hundred networks were trained and it was calculated mean RMSE for training and validation. After repeating these tests five times, it has been obtained an average RMSE around 68-78 mA and a maximum improvement with the number of neurons around 8 mA.

Considering the results obtained above, a small number of neurons in the hidden layer already presents satisfactory results to solve the proposed problem. Thus, the tests were performed using 5 and 10 neurons in the hidden layer. For each number of neurons, the neural networks were trained 50 times, and the one with best validation RMSE was chosen for testing. The following steps show the performance results for both networks.

The regression analysis in Figures 7 and 8 show that the data estimated for the network are strongly correlated with the experimental data, with values of R higher than 0.999 for validation, training and testing, for both network configurations.



**Figure 7.** Regression analysis for a network with 5 neurons in the hidden layer.



**Figure 8.** Regression analysis for a network with 10 neurons in the hidden layer.

At last, the test root mean squared error was calculated (Table 1) for each network. The network can predict the electrical current value, given the GMRs voltage values, with high accuracy, with errors around 71 – 76 mA.

**Table 1.** Test RMSE vs Hidden layer neurons

Hidden layer neurons	Test RMSE [A]
5	0.07176
10	0.07672

#### 4.2. Nonlinear curve fitting

To solve the nonlinear curve fitting problem, described below, it was used Matlab's function "lsqcurvefit", which adjusts the parameters of the problem, minimizing the error between the theoretical and experimental data. Given the arrangement of the system, the output voltages of the circuit can be deduced from the electric current and several parameters. For a specific sensor  $n$ , equations (2) to (5) present a step-by-step calculation of the output voltage in the circuit ( $V_n$ ) as a function of current ( $I$ ), sensor sensitivity ( $K_n$ ), the distance between the sensor and the conductor ( $r_n$ ), the magnetic field related to the permanent magnet ( $H_{0n}$ ), the offset voltage in the sensor due to internal factors ( $V_{0n}$ ), the INA gain ( $G_n$ ) and the offset voltage ( $V_{offn}$ ) of the INA. In the equations below,  $H_n$  represents the magnetic field at which the sensor is located and  $V_n$  represents the output voltage of the circuit, which is measured by the data acquisition system.

$$H_n = \frac{I}{2\pi r} + H_{0n} \quad (2)$$

$$V_{n_{GMR}} = K_n H_n + V_{0n} \quad (3)$$

$$V_n = V_{n_{GMR}} G_n + V_{offn} \quad (4)$$

$$V_n = \left[ K_n \left( \frac{I}{2\pi r} + H_{0n} \right) + V_{0n} \right] G_n + V_{offn} \quad (5)$$

By means of the data and the analytical equation, the “lsqcurvefit” function of Matlab estimates the values of the parameters that best fit the problem, in order to generate a function that follows the phenomenon and is better approximated to the experimental data, in terms of the mean squared error. For this, it is necessary to choose initial values for the parameters to be optimized, as well as limits (upper and lower) for the parameters, as indicated in Table 2.

**Table 2.** Parameters for the nonlinear curve fitting algorithm.

Parameter	Initial value	Lower Limit	Upper limit
$K_1$ and $K_2$	6.75 mV/Oe	6.75 mV/Oe	9.75 mV/Oe
$r_1$	0.01 m	0.008 m	0.012 m
$r_2$	0.04 m	0.038 m	0.042 m
$H_{01}$ and $H_{02}$	15 Oe	13.5 Oe	16.5 Oe
$V_{01}$ and $V_{02}$	0 V	-100 mV	100 mV
$G_1$ and $G_2$	50	49	51
$V_{off1}$ and $V_{off2}$	-5.0625 V	-6 V	$+\infty$ V

The data were processed and the optimal parameters found, as indicated in Table 3, and used to calculate equations (6) and (7) of the output voltage in the circuits as a function of the current in the conductor and the distance  $r_1$  to the sensor 1.

**Table 3.** Optimal parameters found by the curve fitting algorithm.

Parameter	Optimal value
$K_1$	6.7500 mV/Oe
$K_2$	6.7500 mV/Oe
$r_1$	1.1929 cm
$r_2$	4.200 cm
$H_{01}$	15.0470 Oe
$H_{02}$	14.5058 Oe
$V_{01}$	6.5 mV
$V_{02}$	35.6 mV
$G_1$	49.0273
$G_2$	49.0000
$V_{off1}$	-4.9799 V
$V_{off2}$	-4.7995 V

Finally, in order to verify the reliability of the system, the respective current values were calculated for the different output voltage values of the GMRs obtained in section 3. Figure 9 shows the graph of the measured points, where the horizontal axis represents the nominal current values and the vertical axis represents the current values calculated by means of equations (6) and (7).

$$V_1 = 0.6619 \cdot \frac{I}{r_1} + 0.0029 \quad (6)$$

$$V_2 = 0.6615 \cdot \frac{I}{r_1 + 0,03} + 0.0087 \quad (7)$$

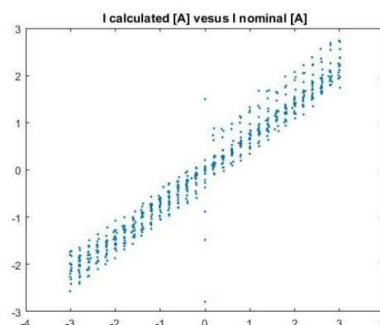


Figure 9. Nominal vs calculated current values.

## 5. Discussion and conclusions

The performance of both techniques was compared based on the standard uncertainty of data calculated by each one, as given by Table 4.

Table 4. Uncertainty of the inverse problem solution methods.

	Uncertainty [A]
<b>Nonlinear regression</b>	$\pm 0.54006$
<b>ANN with 5 neurons</b>	$\pm 0.07133$
<b>ANN with 10 neurons</b>	$\pm 0.07052$

The results indicate that the artificial neural networks technique fits much better the solution of this problem. In future works we intend to study the effects of temperature and to magnetically isolate the sensor, as well as improvements in the conditioning circuit, in order to eliminate the drifts and interferences observed and obtain more consistent data, so as to improve the obtained uncertainty.

## Acknowledgments

The authors would like to thank the Brazilian agencies CNPq, FAPERJ and FINEP for the financial support in the development of this research.

## References

- [1] P. Ripka, "Electric current sensors: A review," *Measurement Science and Technology*, p. 23, 2010.
- [2] C. L. S. Filho and V. B. Barbeta, "Amperímetro DC não invasivo utilizando sensor GMR," *Revista Pesquisa & Tecnologia FEI*, vol. 21, p. 5, 2001.
- [3] C. R. H. Barbosa, M. C. Carvalho, C. Schuina, E. C. Silva and L. A. P. Gusmão, *Amperímetro sem contato baseado em sensores GMR*, Bento Gonçalves, RS, 2015.
- [4] R. Cândid, C. Maria-Dolores and R. M. Diego, "Magnetic field sensors based on Giant Magnetoresistance (GMR) technology: Applications in electrical current sensing," *Sensors*, vol. 9, p. 24, 2010.
- [5] N. Corporation. [Online]. Available: [http://www.nve.com/Downloads/analog\\_catalog.pdf](http://www.nve.com/Downloads/analog_catalog.pdf). [Accessed 20 11 2015].
- [6] MATLAB, "MathWorks," [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/nnet/gs/fit-data-with-a-neural-network.html>. [Accessed 15 01 2017].

## Anexo B - Artigo CBM 2017

### GMR Sensors and Neural Networks Applied to the Contactless Measurement of Direct Electrical Currents

C Schuina<sup>1</sup>, D P Magalhães<sup>2</sup>, C R Hall Barbosa<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Postgraduate Program in Metrology, <sup>2</sup> Department of Electrical Engineering,  
Pontifical Catholic University of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 22541-900, Brazil

E-mail: hall@puc-rio.br

**Abstract:** Clamp ammeters based on coils are restricted to the measurement of alternating currents, through the associated magnetic field. There are also commercial versions able of measuring direct currents, based on Hall effect sensors. This manuscript presents improvements of a previously presented prototype of a contactless ammeter based on commercial giant magnetoresistance magnetometers, associated with neural networks for signal processing, able to measure direct electrical currents and to infer the distance between the sensor and the electrical current conductor.

**Keywords:** ammeter, giant magnetoresistance, GMR, neural networks.

#### 1. INTRODUCTION

There are several types of ammeters applicable for measurement of electric currents in conductors, depending on their physical principle and on the need to interrupt the circuit for the current to be measured [1]. The goal of the present development is to perform measurements of direct currents with high resolution, in relation to clamp ammeters based on Hall effect sensors. The system, initially presented in [2-4], is able to also estimate the distance between the sensor and the conductor. The present work enhances the previous prototypes, by replacing the permanent magnet used to polarize the GMR sensors by a solenoid, and by employing artificial neural networks to estimate currents and distances.

Section 2 presents the design of the ammeter and its electronic circuit. Section 3 presents the measurement and processing of experimental data. The inverse problem solution based on neural networks is described in Section 4. At last, Section 5 presents the conclusions.

#### 2. GMR BASED AMMETER

##### 2.1. GMR Sensors

A GMR sensor is characterized by the large variation of its resistance as a function of an external magnetic field [5], typically between 10 and 20%. This project is based on the GMR AA005-02, manufactured by NVE Corporation. The topology of the sensor is a Wheatstone half-bridge, having two magnetically shielded GMRs and two GMRs that are sensitive to the magnetic field, all in the same SOIC integrated circuit.

Without the presence of an external magnetic field the bridge is balanced and the output of the bridge is zero. In the presence of an external magnetic field, the field-sensitive GMRs change their values, unbalancing the bridge and generating a differential voltage output.

The output signal of the bridge is directly proportional to the supply voltage/current, with a typical sensitivity of 0.45 mV/V/Oe and a linear region ranging from 10 Oe to 70 Oe.



## 2.2. Ammeter Requirements

The goal of the ammeter under development is to measure electric currents in the range of -20 A to 20 A, passing through electrical conductors at close distance, from 1 cm up to 4 cm. An electric current passing through a wire generates a circular magnetic field around it that varies with the intensity of the current and with the distance from the conductor to the measuring point. By applying the Biot-Savart law to a straight conductor it is observed that the magnetic field  $H$ , generated is given by

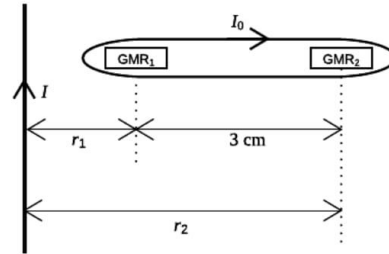
$$H = \frac{I}{500r_1}, \quad (1)$$

where  $I$  is the electric current in amperes,  $r_1$  is the distance between the conductor and the sensor in meters and  $H$  is the magnetic field in oersteds (1 Oe =  $1000/4\pi$  A/m). Considering the values for current and distance above indicated, the maximum magnetic field to be measured by the GMR sensors is 4 Oe. For comparison purposes, the Earth's magnetic field is about 0.5 Oe.

## 2.3. Ammeter Design

As the GMR sensor behavior around  $H = 0$  Oe is highly non-linear, it is necessary to apply a DC biasing magnetic field so that the sensors operate in their linear region. In the previous versions of the ammeter, this biasing field was generated by a permanent magnet, but it was quite difficult to control precisely its value. The present design uses a solenoid with 10 turns and 1.5 A to generate a biasing field of 16 Oe, so as to provide a dynamic range of  $\pm 6$  Oe in the linear region with high accuracy and stability.

Also, the use of only one GMR sensor is not sufficient, as it is necessary to know the distance  $r_1$  to estimate the electric current  $I$ . Thus, the ammeter is based on two GMR sensors separated by a fixed distance ( $D = 3$  cm), in addition to the solenoid above described that generates the biasing magnetic field, as shown in Figure 1.



**Figure 1.** Schematic diagram of the ammeter.

By measuring the voltage generated by both GMR sensors it is possible to estimate the current  $I$  and also estimate the distance  $r_1$  between the sensor GMR<sub>1</sub> and the conductor.

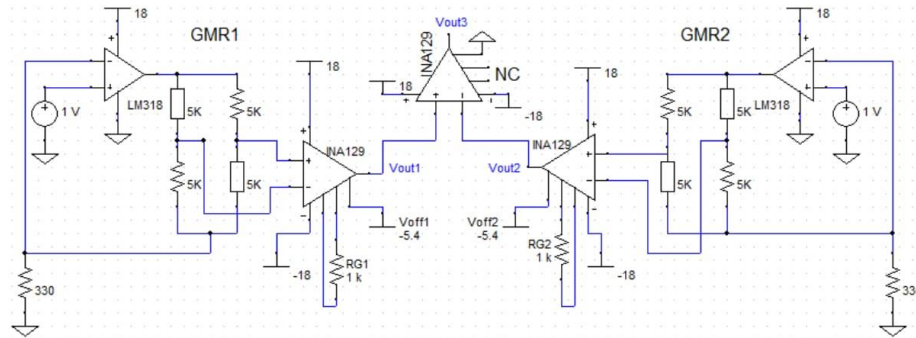
## 2.4. Electronic Circuit

The electronic conditioning and reading circuit shown in Figure 2 was designed and implemented. The electronic circuit has the functions of feeding the GMR sensors with a DC current of approximately 3 mA (current source based on the LM318 operational amplifier), as well as reading the differential output voltage of the bridge and amplifying it by 50 times (instrumentation amplifiers INA129, with gain defined by the 1 k $\Omega$  resistor).

The offset voltage level of -5.4 V allows a zero output voltage,  $V_{out}$ , to be obtained when  $H = 16$  Oe (polarization field). Thus, for a current of 0 A in the wire, there will be an output of 0 V. To minimize the effect of external interferences and improve the ANN performance, a differential reading of the sensors outputs is also made, by the third INA129 indicated in Figure 2.

## 3. EXPERIMENTAL DATA

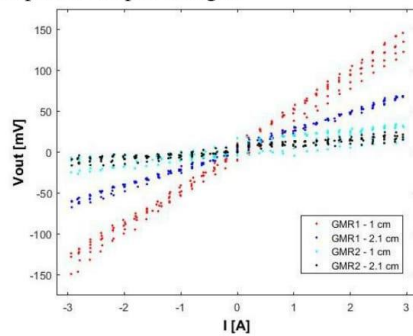
To observe the effect of the hysteresis and any other fluctuations, 15 tests with currents varying between -3 A and 3 A were performed, in steps of 0.2 A. The tests were performed with five different distances  $r_1$ , from 1.0 to 2.1 cm, with three repetitions for each distance.



**Figure 2.** Schematic diagram of the electronic conditioning circuit of GMR magnetometers.

The data were acquired using an A/D converter, model NI-USB 6229, with 16 bits resolution and measurements taken every 2 s with 5 kHz acquisition frequency.

It was observed a variation on the offset of the signals, probably caused by external interferences. To correct this problem, the linear coefficient of the estimated trend lines for each test was excluded. The results for two distances (1.0 and 2.1 cm) can be seen in figure 3, containing the electrical current values and the respective output voltages.



**Figure 3.** Data set for two distances.

#### 4. INVERSE PROBLEM

As the objective is the development of an ammeter, it is necessary to solve the inverse problem, which is, given the output voltages of the GMR sensors, measured by the data acquisition system, to estimate the electric

current flowing through the conductors and the distance  $r_1$ . For that, two artificial neural networks (ANN) were used. The following subsections present the details of each one.

##### 4.1. Estimation of Electric Current

A two-layer feed-forward network, with sigmoidal transfer function in the hidden layer and linear transfer function in the output layer was created using Matlab's Neural Network Fitting Tool. The final data set described in section 3, plus the differential reading, was randomly divided into training, validation and testing, respectively 70%, 20% and 10% of the data. The network was trained with Levenberg-Marquardt algorithm. Training process stops when generalization stops improving, as indicated by an increase in the mean squared error (MSE) of the validation samples [6]. The tests were performed using 20 neurons in the hidden layer. The ANN was trained 50 times, and the one with best validation Root Mean Squared Error (RMSE) was chosen for testing.

The regression analysis in figure 4 shows that the data estimated by the neural networks are strongly correlated with the experimental data with R (correlation coefficient) higher than 0.96. At last, the test RMSE was calculated. The network can predict the electric current value, given the GMRs voltage values, with reasonable accuracy, with an RMSE of 0.327 A.

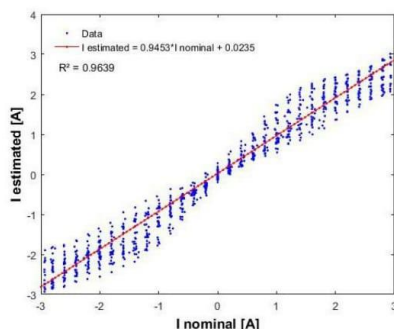


Figure 4. Regression analysis.

#### 4.2. Estimation of Distance

A two-layer feed-forward network, with sigmoidal transfer function in the hidden layer and softmax transfer function in the output layer was created using Matlab's Neural Network Pattern Recognition and Classification Tool. The input variables are the same described in section 3, plus the electric current values, in a total of 3 inputs. However, as the distance can't be estimated when  $I = 0$ , these values were excluded from the final data set. After that, the new data set was randomly divided into training, validation and testing, respectively 70%, 20% and 10% of the data. The network was trained with scaled conjugate gradient algorithm. Training process automatically stops when generalization stops improving [6]. The tests were performed using 20 neurons in the hidden layer. The ANNs were trained 10 times, and the one with best percent of correctly classified cases was chosen.

Even though this ANN originally performs a classification between 5 measured distances, it is still possible to calculate the error between the actual distances and the classified distances. When using the actual current values as inputs the RMSE for the distance was 0.29 cm and, when using the current values estimated by the first ANN, this RMSE error increases slightly to 0.39 cm.

## 5. DISCUSSION AND CONCLUSIONS

The prototype described in this paper, as expected, presents a better performance than the one in [3], but it is less accurate than the one in [4]. This behavior can be explained by the inclusion of different distances and the interferences observed in the GMR2 signal.

In future works it is predicted to magnetically isolate the sensor, as well as improve the conditioning circuit, in order to eliminate the offset variations and interferences observed and obtain more consistent data, so as to improve the obtained uncertainty and RMSE.

## 6. ACKNOWLEDGEMENTS

The authors thank for the financial support provided by CNPq, FINEP and FAPERJ.

## 7. REFERENCES

- [1] Ripka P 2010 *Meas. Sci. Technology* **21** 1-23
- [2] Stefani Filho C L and Barbeto V B 2001 *Revista Pesquisa & Tecnologia FEI* **21** 14-18
- [3] Carvalho M C, Schuina S, Barbosa C R H, Silva E C and Gusmão L A P, "Contactless Ammeter Based on GMR Sensors", *Proc. CBM 2015* Bento Gonçalves.
- [4] Schuina C, Magalhães D P, Barbosa C R H, Oliveira E C, "A contactless ammeter based on GMR magnetometers", *Proc. IMEKO 2017*, Rio de Janeiro.
- [5] Cândid R, María-Dolores C and Diego R M 2010 *Sensors* **9** 24.
- [6] MATLAB, "MathWorks," [Online]. Available: <https://www.mathworks.com/help/nnet/gs/fit-data-with-a-neural-network.html> . [Accessed 15 01 2017].

## Anexo C - Netlist Topspice

Amperímetro Completo

\* Fonte de tensão que simula variação da resistência com o campo magnético

\* SIN (VO VA FREQ)

Va 1 0 SIN(72 2.7 1K)

Vb 2 0 SIN(72 0.675 1K)

\* Fonte de tensão para alimentação

V3 6 0 18

V4 9 0 -18

\* Fontes de Tensão para retirar offset do ímã

V5 13 0 -5.4

V6 14 0 -5.4

\* Definição dos resistores e fontes e tensão

\* resistências das entradas inversoras dos LM741

R1 3 0 333

R12 12 0 333

\* Entrada não inversora do lm741

V1 4 0 1.0

X1 4 3 6 0 Vo1 LM358

X3 4 12 6 0 Vo2 LM358

\*GMR 1

R2 VA1 3 {5k+V(1)}

R3 Vo1 VB1 {5k+V(1)}

R4 Vo1 VA1 5k

R5 VB1 3 5k

\*GMR 2

R7 VA2 12 {5k+V(2)}

R8 Vo2 VB2 {5k+V(2)}

R9 Vo2 VA2 5k

R10 VB2 12 5k

\*Leitura diferencial da saída GMR (INA 129) e Leitura diferencial GMR1 e GMR2 (INA 129)

RG1 7 8 1k

RG2 10 11 1k

RG3 30 31 1k

X2 VA1 VB1 6 9 Vout1 13 7 8 INA129

X4 VA2 VB2 6 9 Vout2 14 10 11 INA129

X5 Vout1 Vout2 6 9 Vout3 0 30 31 INA129

\*Gráficos

.TRAN 100ns 3000us 1000US

\* saída das senóides que simulam as resistências variáveis

\*.PRINT TRAN V(1) V(2)

\* Corrente nos resistores R1 e R12

\*.PRINT TRAN I(R1) I(R12)

\*Tensão na saída do LM741

\*.PRINT TRAN V(Vo1,3) V(Vo2,12)

\*saída diferencial dos GMRs

.save



```
#AUTOPLOT TRAN V(VA1,VB1) V(VA2,VB2)
```

\*saída após amplificação e retirada do offset dos ímãs

```
*.save
```

```
*#AUTOPLOT TRAN V(Vout1) V(Vout2)
```

\*saída diferencial GMR mais perto - GMR mais longe e amplificada em 50x

```
*.PRINT TRAN V(VA1,VA2) V(Vout3)
```

```
*.PRINT TRAN V(VA1) V(VA2)
```

```
*****
*****
```

```
*Models
```

```
* ///// LM741/A/C/E OP AMP MACRO-MODEL
```

```
*
```

```
* connections:  non-inverting input
```

```
*          |  inverting input
```

```
*          | |  positive power supply
```

```
*          | | |  negative power supply
```

```
*          | | | |  output
```

```
*          | | | | |
```

```
*          | | | | |
```

```
.SUBCKT LM741  1 2 99 50 28
```

```
*
```

```
*****INPUT STAGE*****
```

```
*
```

```
IOS 2 1 20N
```

```
*^Input offset current
```

R1 1 3 250K

R2 3 2 250K

I1 4 50 100U

R3 5 99 517

R4 6 99 517

Q1 5 2 4 QX

Q2 6 7 4 QX

\*Fp2=2.55 MHz

C4 5 6 60.3614P

\*

\*\*\*\*\*COMMON MODE EFFECT\*\*\*\*\*

\*

I2 99 50 1.6MA

\*^Quiescent supply current

EOS 7 1 POLY(1) 16 49 1E-3 1

\*Input offset voltage.^

R8 99 49 40K

R9 49 50 40K

\*

\*\*\*\*\*OUTPUT VOLTAGE LIMITING\*\*\*\*\*

V2 99 8 1.63

D1 9 8 DX

D2 10 9 DX



V3 10 50 1.63

\*

\*\*\*\*\*SECOND STAGE\*\*\*\*\*

\*

EH 99 98 99 49 1

G1 98 9 5 6 2.1E-3

\*Fp1=5 Hz

R5 98 9 95.493MEG

C3 98 9 333.33P

\*

\*\*\*\*\*POLE STAGE\*\*\*\*\*

\*

\*Fp=30 MHz

G3 98 15 9 49 1E-6

R12 98 15 1MEG

C5 98 15 5.3052E-15

\*

\*\*\*\*\*COMMON-MODE ZERO STAGE\*\*\*\*\*

\*

\*Fpcm=300 Hz

G4 98 16 3 49 3.1623E-8

L2 98 17 530.5M

R13 17 16 1K

\*

\*\*\*\*\*OUTPUT STAGE\*\*\*\*\*

\*

F6 50 99 POLY(1) V6 450U 1

E1 99 23 99 15 1

R16 24 23 25

D5 26 24 DX

V6 26 22 0.65V

R17 23 25 25

D6 25 27 DX

V7 22 27 0.65V

V5 22 21 0.18V

D4 21 15 DX

V4 20 22 0.18V

D3 15 20 DX

L3 22 28 100P

RL3 22 28 100K

\*

\*\*\*\*\*MODELS USED\*\*\*\*\*

\*

.MODEL DX D(IS=1E-15)

.MODEL QX NPN(BF=625)

\*

.ENDS

\*

\*////////////////////////////////////

\* ##### END OF LM741 MACRO-MODEL #####

\*////////////////////////////////////

\* COMMENTS

\* 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 INA129      1 2 3 4 5 8 9 10

X1            15 17 3 4 11 A1\_129E

X2            15 16 3 4 12 A2\_129E

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

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

\* 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

\*

\*////////////////////////////////////

\* A1\_129E operational amplifier "macromodel" subcircuit

\*////////////////////////////////////

\*

\* connections: non-inverting input

\* | inverting input

\* | | positive power supply

\* | | | negative power supply

\* | | | output

\* | | | |

.subckt A1\_129E 1 2 3 4 5

\*

c1 11 12 2.887E-12

c2 6 7 10.00E-12

css 10 99 1.000E-30

dc 5 53 dx

de 54 5 dx

dlp 90 91 dx

dln 92 90 dx

dp 4 3 dx

egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5

fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 79.58E6 -80E6 80E6 80E6 -80E6

ga 6 0 11 12 1.257E-3

gcm 0 6 10 99 125.7E-12

iss 3 10 dc 50.00E-6

hlim 90 0 vlim 1K

j1 11 2 10 jx

j2 12 1 10 jx

r2 6 9 100.0E3

rd1 4 11 795.8

rd2 4 12 795.8

ro1 8 5 10

ro2 7 99 10

rss 10 99 4.000E6

vb 9 0 dc 0

vc 3 53 dc 1.5

ve 54 4 dc .9

vlim 7 8 dc 0

vlp 91 0 dc 14

vln 0 92 dc 14

\* OUTPUT SUPPLY MIRROR

FQ3 0 20 POLY(1) VLIM 0 1

DQ1 20 21 DX

DQ2 22 20 DX

VQ1 21 0 0



VQ2 22 0 0

FQ1 3 0 POLY(1) VQ1 120u 1

FQ2 0 4 POLY(1) VQ2 120u -1

RP 3 4 3.00E6

.model dx D(Is=800.0E-18)

.model jx PJF(Is=15.00E-12 Beta=31.58E-3 Vto=-1)

.ends

\* A2\_129E operational amplifier "macromodel" subcircuit

\*

\* connections: non-inverting input

\* | inverting input

\* | | positive power supply

\* | | | negative power supply

\* | | | output

\* | | | |

.subckt A2\_129E 1 2 3 4 5

\*

c1 11 12 2.887E-12

c2 6 7 10.00E-12

css 10 99 1.000E-30

dc 5 53 dx

de 54 5 dx

dlp 90 91 dx

dln 92 90 dx

dp 4 3 dx

egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5

fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 79.58E6 -80E6 80E6 80E6 -80E6

ga 6 0 11 12 1.257E-3

gcm 0 6 10 99 125.7E-12

iss 3 10 dc 50.00E-6

hlim 90 0 vlim 1K

j1 11 2 10 jx

j2 12 1 10 jx

r2 6 9 100.0E3

rd1 4 11 795.8

rd2 4 12 795.8

ro1 8 5 10

ro2 7 99 10

rss 10 99 4.000E6

vb 9 0 dc 0

vc 3 53 dc 1.5

ve 54 4 dc .9

vlim 7 8 dc 0

vlp 91 0 dc 14

vln 0 92 dc 14

\* OUTPUT SUPPLY MIRROR

FQ3 0 20 POLY(1) VLIM 0 1

DQ1 20 21 DX

DQ2 22 20 DX

VQ1 21 0 0

VQ2 22 0 0

FQ1 3 0 POLY(1) VQ1 120u 1

FQ2 0 4 POLY(1) VQ2 120u -1

RP 3 4 3.00E6

.model dx D(Is=800.0E-18)

.model jx PJF(Is=15.00E-12 Beta=31.58E-3 Vto=-1)

.ends

\* A3\_129E operational amplifier "macromodel" subcircuit

\*

\* connections: non-inverting input

\* | inverting input

\* | | positive power supply

\* | | | negative power supply

\* | | | | output

\* | | | |

.subckt A3\_129E 1 2 3 4 5

\*

c1 11 12 2.730E-12

c2 6 7 15.00E-12

dc 5 53 dx

de 54 5 dx

dlp 90 91 dx

dln 92 90 dx

dp 4 3 dx

egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5

fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 163.2E6 -160E6 160E6 160E6 -160E6

ga 6 0 11 12 122.5E-6

gcm 0 6 10 99 12.25E-12

iee 10 4 dc 63.95E-6

hlim 90 0 vlim 1K

q1 11 2 13 qx

q2 12 1 14 qx

r2 6 9 100.0E3

rc1 3 11 8.162E3

rc2 3 12 8.162E3

re1 13 10 7.327E3

re2 14 10 7.327E3

ree 10 99 3.127E6

ro1 8 5 300

ro2 7 99 300

vb 9 0 dc 0

vc 3 53 dc 1.500

ve 54 4 dc 1.400

vlim 7 8 dc 0

vlp 91 0 dc 5

vln 0 92 dc 14

\* OUTPUT SUPPLY MIRROR

FQ3 0 20 POLY(1) VLIM 0 1

DQ1 20 21 DX

DQ2 22 20 DX

VQ1 21 0 0

VQ2 22 0 0

FQ1 3 0 POLY(1) VQ1 206.7E-6 1

FQ2 0 4 POLY(1) VQ2 206.7E-6 -1

RQ 3 4 1.87e6

.model dx D(Is=800.0E-18)

.model qx NPN(Is=800.0E-18 Bf=318.8)

.ends

\*////////////////////////////////////

\*LM318 OPERATIONAL AMPLIFIER MACRO-MODEL

\*////////////////////////////////////

\*

\* connections: non-inverting input

\* | inverting input

\* | | positive power supply

\* | | | negative power supply

\* | | | | output

\* | | | |

\* | | | |

.SUBCKT LM318/NS 1 2 99 50 28

\*

\*Features:

\*Internal frequency compensation

\*High bandwidth = 15MHz

\*Minimum slew rate = 50V/uS

\*Low bias current = 250nA

\*Wide supply range = +-5V to +-20V

\*

\*\*\*\*\*INPUT STAGE\*\*\*\*\*

\*

IOS 2 1 30N

\*^Input offset current

R1 1 3 1.5MEG

R2 3 2 1.5MEG

I1 4 50 100U

R3 99 5 517

R4 99 6 517

Q1 5 2 4 QX

Q2 6 7 4 QX

\*Fp2=25 MHz

C4 5 6 6.1569P

\*

\*\*\*\*\*COMMON MODE EFFECT\*\*\*\*\*

\*

I2 99 50 4.9M

\*^Quiescent supply current

EOS 7 1 POLY(1) 16 49 4E-3 1

\*Input offset voltage.^

R8 99 49 80.2K

R9 49 50 80.2K

\*

\*\*\*\*\*OUTPUT VOLTAGE LIMITING\*\*\*\*\*

V2 99 8 2.63

D1 9 8 DX

D2 10 9 DX

V3 10 50 2.63



\*

\*\*\*\*\*SECOND STAGE\*\*\*\*\*

\*

EH 99 98 99 49 1

G1 98 9 POLY(1) 5 6 0 3.0967E-4 0 596.674E-3

\*Fp1=115 Hz

R5 98 9 9.6877G

C3 98 9 1.4286P

\*

\*\*\*\*\*POLE/ZERO STAGE\*\*\*\*\*

\*

\*Fp=300 KHz, Fz=600 KHz

G2 98 13 9 49 1E-6

R10 98 13 1MEG

R11 98 14 1MEG

C6 14 13 2.6526E-13

\*

\*\*\*\*\*POLE STAGE\*\*\*\*\*

\*

\*Fp=55 MHz

G3 98 15 13 49 1E-6

R12 98 15 1MEG

C5 98 15 2.8937E-15

\*

\*\*\*\*\*COMMON-MODE ZERO STAGE\*\*\*\*\*

\*

\*Fpcm=3 KHz

G4 98 16 3 49 1E-8

L2 98 17 53.1M

R13 17 16 1K

\*

\*\*\*\*\*OUTPUT STAGE\*\*\*\*\*

\*

F6 50 99 POLY(1) V6 200U 1

E1 99 23 99 15 1

R16 24 23 30

D5 26 24 DX

V6 26 22 .63V

R17 23 25 30

D6 25 27 DX

V7 22 27 .63V

C9 23 22 100P

V5 22 21 0.2V

D4 21 15 DX

V4 20 22 0.2V

D3 15 20 DX

L3 22 28 100P

RL3 22 28 100K

\*

\*\*\*\*\*MODELS USED\*\*\*\*\*

\*

.MODEL DX D(IS=1E-15)

.MODEL QX NPN(BF=333.333)

\*

.ENDS

\*\$

\*TopSPICE library: Models\Vendor\MOTOAMP.MDB

\*PART NUMBER: LM358

\*MODEL NAME: LM358/MC

\*SYMBOL: XOPAMP

\*

\*////////////////////////////////////

\* Motorola op-amp

\*////////////////////////////////////

\*

.subckt LM358/MC 1 2 3 4 5

\*

c1 11 12 3.000E-12

c2 6 7 6.000E-12

cee 10 99 388.6E-15

dc 5 53 dx

de 54 5 dx

dlp 90 91 dx

dln 92 90 dx

dp 4 3 dx

egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5

fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 48.23E6

+ -50E6 50E6 50E6 -50E6

ga 6 0 11 12 41.47E-6

gcm 0 6 10 99 414.7E-12

iee 3 10 dc 2.543E-6

hlim 90 0 vlim 1K

q1 11 2 13 qx

q2 12 1 14 qx

r2 6 9 100.0E3

rc1 4 11 24.11E3

rc2 4 12 24.11E3

re1 13 10 3.043E3

re2 14 10 3.043E3

ree 10 99 78.65E6

ro1 8 5 50

ro2 7 99 25

rp 3 4 37.62E3

vb 9 0 dc 0

vc 3 53 dc 1.800

ve 54 4 dc .88

vlim 7 8 dc 0

vlp 91 0 dc 40

vln 0 92 dc 40

desd1 1 3 dx

desd2 2 3 dx

.model dx D(Is=800.0E-18)

.model qx PNP(Is=800.0E-18 Bf=32.03)

.ends