

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL

Trabalho de Diplomação em Engenharia Física II

**Construção e caracterização de um sistema realimentado para
medidas de precisão de pequenas tensões em corrente contínua e em
temperatura ambiente**

Renan Anderson D'Avila

Orientador: Mario Norberto Baibich

Porto Alegre

Janeiro 2018

Renan Anderson D'Avila

**Construção e caracterização de um sistema realimentado para
medidas de precisão de pequenas tensões em corrente contínua e em
temperatura ambiente**

Monografia apresentada pelo acadêmico Renan Anderson D'Avila como exigência do curso de graduação em Bacharelado em Engenharia Física na Universidade Federal do Rio Grande do Sul sob a orientação do professor Mario Norberto Baibich.

Porto Alegre
Janeiro de 2018

1. Agradecimentos

À Universidade Federal do Rio Grande do Sul, ao Instituto de Física, e a todos que neles trabalham.

Ao meu orientador Mario Baibich, por toda assistência dada e pelo enorme conhecimento compartilhado.

Ao Mauro Fin, do Setor de Eletrônica, que com seu grande conhecimento, dedicação e paciência foi fundamental no desenvolvimento deste projeto.

Ao Cristiano Krug, ao Marcos Vasconcellos e a todos responsáveis pela criação e crescimento do curso de Engenharia Física da UFRGS.

À minha família e a meus amigos, por todo o suporte dado durante o curso.

Sumário

1. Agradecimentos.....	2
2. Resumo.....	4
Abstract.....	4
3. Objetivo.....	5
4. Introdução	6
5. Problema Físico.....	8
6. Embasamento Teórico.....	12
6.1. Realimentação.....	14
7. Metodologia e Instrumentação.....	17
7.1. Chave MOSFET	21
7.2. Gerador de Sinal	24
7.3. Amplificadores Lock-in.....	26
7.4. Multímetros.....	28
8. Resultados	30
8.1. Teste de Sensibilidade	30
8.2. Teste de Rejeição de Modo Comum.....	32
8.3. Teste de Estabilidade	34
8.4. Teste de Tempo de Resposta.....	40
9. Conclusões e Sugestões de Melhorias.....	44
10. Referências	46
Apêndice I – Circuitos Detalhados.....	48

2. Resumo

Neste trabalho apresentamos o desenvolvimento, construção de protótipo e correspondentes testes realizados de um sistema de realimentado de medidas de tensão em corrente contínua. Este sistema tem como características principais a alta estabilidade, alta sensibilidade e reduzido tempo de resposta, características geralmente não presentes ao mesmo tempo em outros equipamentos tradicionais de medidas de tensão. Estas características são necessárias para a realização de medidas de magnetotransporte eletrônico no estudo da capacidade de injeção de spins em amostras com algum tipo de ordem quiral, como DNA ou helimagnetos, onde o melhor entendimento da relação entre quiralidade e a capacidade de seleção de spins se constitui em meio essencial para o avanço da Spintrônica atual.

O sistema desenvolvido utiliza um amplificador sensível à fase (Lock-in Amplifier – LIA) em configuração de realimentação negativa, permitindo atingir as características necessárias para a medida acima descrita e operando em temperatura ambiente.

Por ultimo avaliamos o sistema construído e os resultados obtidos na caracterização deste, comparando-os com as características necessárias para seu uso em diversos possíveis experimentos, sugerindo possíveis melhorias para o sistema. Estes resultados apontam que um sistema automatizado de medidas de tensão com as características desejadas pode ser totalmente construído no próprio Instituto de Física como um aparelho único, englobando todos os estágios propostos e testados.

Abstract

In this work we present the development, prototype construction and corresponding tests of a feedback system of voltage measurements in direct current. This system has, as main characteristics, high stability, high sensitivity and reduced response time, properties not usually present at the same time in other traditional equipments for voltage measurements. These characteristics are necessary to carry out magnetotransport measurements for the study of the spin injection of samples with some kind of chiral order, such as DNA or helimagnets, where the best understanding of the relation between chirality and spin selection constitutes an essential means for the advancement of Spintronics.

The developed system uses a phase-sensitive amplifier (Lock-in Amplifier – LIA) in negative feedback configuration, allowing to reach the characteristics necessary for the measurement described above, wholly operating at room temperature.

Finally, we evaluate the system and the results obtained in its characterization, comparing those with the needed properties for its use in several possible experiments, also suggesting improvements to the present solution. These results indicate that an automated voltage measurement system with the desired characteristics can be fully built at the Instituto de Física – UFRGS as a single apparatus, encompassing all stages proposed and tested.

3. Objetivo

O objetivo deste projeto foi o desenvolvimento, construção e caracterização de um sistema eletrônico de medidas para pequenas tensões, com as características necessárias para a realização de medidas de magnetotransporte no estudo do fenômeno de injeção de spins em amostras de materiais quirais. São estas características alta sensibilidade, alta estabilidade e reduzido tempo de resposta.

4. Introdução

Para a realização de qualquer tipo de medida elétrica, um dos pontos mais importantes trata de quais equipamentos e/ou métodos utilizar para realizar a medida de interesse, e quais vantagens e desvantagens de cada solução. Para escolher quais instrumentos utilizar é preciso levar em conta a precisão necessária para a medida, o que se deseja medir e as características, inclusive o custo, dos equipamentos/métodos disponíveis para realiza-la.

As características intrínsecas de um equipamento ou método geralmente são decisivas para sua escolha. Exemplos destas características são:

- **Sensibilidade** – a menor variação do sinal de entrada que pode ser detectada, por causar uma variação mensurável no sinal de saída do instrumento.
- **Estabilidade** – qual a dependência temporal do sinal de saída em relação a um sinal de entrada constante, sem oscilar ou variar devido a motivos que não sejam a alteração do sinal de entrada.
- **Tempo de Resposta** – é o intervalo de tempo entre uma variação detectável no sinal de entrada e o sinal de saída alcançar um valor estável, correspondente a este novo valor de entrada.
- **Tempo de Integração** – também chamado de constante de tempo, é o intervalo de tempo em que o sinal é integrado, fazendo com que o sinal de saída seja efetivamente uma média do sinal medido durante o tempo de integração.

Durante o Tempo de Integração é realizada uma “média” dos valores medidos, fazendo com que os valores provenientes de ruído de qualquer origem contribuam menos para o valor final. Porém, enquanto ocorre a integração, o valor da saída não corresponde exatamente ao valor medido até que a integração seja concluída.

O resultado disto é que o aumento do tempo de integração geralmente aumenta a estabilidade da medida, mas acaba deixando a resposta do sistema mais lenta, já que o tempo de resposta não pode ser menor que o tempo de integração.

Desta forma, a maioria dos equipamentos de medidas de tensão acaba se dividindo em dois grandes grupos:

- **Alta Sensibilidade, com Resposta Lenta** – Equipamentos voltados para medidas de precisão em que se supõe que o valor real não varia (pelo menos durante a medida). Nanovoltímetros, Voltímetros ou Amplificadores Lock-

in (LIA) operando em configuração de tempo de integração grande são exemplos de equipamentos que se encaixam neste grupo. Todos têm tempos de integração da ordem de segundos (ou até mais) e sensibilidade podendo chegar a alguns nV em alguns casos específicos [1], [2].

- **Baixa Sensibilidade, com Resposta Rápida** – Equipamentos voltados para medidas de sinais cujo valor varia no tempo, sendo essa a medida de interesse. Podemos incluir neste grupo Osciloscópios, Voltímetros e LIAs operando em configuração de tempo de integração pequeno. Valores típicos para os tempos de integração são, neste caso, menores que um segundo (chegando a menos que nanossegundos), mas com sensibilidade da ordem de dezenas de μV , na melhor das hipóteses [3].

No caso do projeto que motivou o desenvolvimento do sistema aqui apresentado, constatou-se que era necessário, para a realização das medidas de magnetotransporte desejadas, um equipamento com alta estabilidade, alta sensibilidade, e rápido tempo de resposta. Estas características não se encontram simultaneamente presentes nos equipamentos de medida de tensão disponíveis no Laboratório de Supercondutividade e Magnetismo do IFUFRGS, e possivelmente em nenhum outro da Universidade, o que significa que o sistema aqui proposto e construído representa uma adição importante às capacidades do laboratório.

O sistema aqui apresentado foi baseado na ideia de realimentação utilizado em trabalhos de Edwards [4], Baibich [5] e Antunes [6], fazendo uso das características da realimentação, unidas à capacidade de rejeição de ruído do LIA para atingir as características desejadas.

5. Problema Físico

A spintrônica é uma área científica e tecnológica que tem, ainda, alto potencial de inovação, sendo ela responsável, por exemplo, pelo grande aumento da capacidade de armazenamento de dados, graças à descoberta da magnetorresistência gigante em 1988 [7]. Atualmente existem diversos dispositivos propostos e até alguns já construídos, não se limitando apenas à área de armazenamento de dados, que mostram importantes vantagens sobre os dispositivos atualmente utilizados. Alguns exemplos de dispositivos são a *Racetrack Memory* [8], memórias de RAM magnéticas [9] e transistores de spin.

Porém, alguns dos dispositivos propostos para os próximos passos da spintrônica não são ainda comercialmente viáveis devido à necessidade de utilizar corrente polarizada em spin, que atualmente é alcançada com baixa eficiência, da ordem de 30 a 35% [10]. Assim, na melhor das hipóteses, 65% da corrente utilizada têm spins aleatórios (spin efetivo zero), e isto só contribui para aquecer o dispositivo. Portanto é indispensável, para o avanço da spintrônica em geral, a pesquisa e o desenvolvimento de materiais e métodos que aumentem a eficiência de seleção e injeção de spins em dispositivos. Incontáveis esforços, inclusive no IFUFRGS, vem sendo feitos no sentido de entender melhor os processos envolvidos na seleção de spins, que é a base de toda a spintrônica, “antiga” ou futura.

Os processos mais tradicionais para a seleção de spins dependem essencialmente das características específicas das densidades de estados eletrônicos e das configurações utilizadas em dispositivos específicos para este fim. O resultado disto é que algumas propriedades de transporte eletrônico passam a ter diferenças entre os estados com spin para cima ou para baixo, resultando em mudanças significativas no transporte quando na presença ou não de um campo magnético (como, por exemplo, o campo criado pela magnetização de um bit gravado numa mídia magnética). Em suma, usando detectores cuja resistência elétrica muda sensivelmente em face a uma mudança de campo magnético, a magnetorresistência, pode-se “ler” gravação magnética por meio elétrico.

É esse tipo de arranjo, presente na quase totalidade dos leitores de gravação, que está com seus dias contados. A eficiência dessa solução está chegando a um limite que pode tornar-se uma barreira ao crescimento das densidades de informação, o que pode frear a capacidade de crescimento desta área: são necessárias novas soluções para melhorar a seleção de spins, o que aumentaria, por exemplo, a magnetorresistência e, desta forma, permitindo maiores densidades de gravação.

Dentre as muitas tentativas de promover seleção de spins mais eficiente, chamam a atenção as observações sobre efeitos de arranjos quirais na capacidade de polarização de spin. Por exemplo, diversos estudos indicam que moléculas quirais, como o DNA, polipeptídios e proteínas têm capacidade de seleção de spins maior do que os observados em materiais magnéticos tradicionalmente utilizados em dispositivos [11].

Esta observação não é única dessas moléculas, pois também há indícios que a capacidade de seleção de spins esteja presente em outros tipos de materiais com algum tipo de estrutura quiral, como algumas Perovskitas e Terras Raras metálicas [12].

Muito recentemente foi publicado [13] um artigo teórico tratando da possibilidade da utilização de estados helicoidais no titânio supercondutor para uso em filtragem de spins, reforçando ainda mais os indícios da relação entre a estrutura quiral e a capacidade de seleção de spins.

Já foram realizados experimentos promissores quanto à eficiência de seleção de spins por moléculas de DNA, indicando que este, ou outro material quiral, pode servir como base para um dispositivo com alta seletividade [14], [15].

O modo de buscar o aumento da eficiência de seleção de spins passa, certamente, pelo estudo de como a capacidade de seleção se altera com a mudança de parâmetros da estrutura quiral.

É importante notar que, dependendo do parâmetro que se deseja estudar, certos materiais oferecem maior ou menor dificuldade na alteração de tal parâmetro. Por exemplo, para se estudar o efeito do tamanho do passo da hélice na seleção de spins, é muito mais fácil fazer amostras com valores diferentes de passo com perovskitas (onde isso se ajusta por meio de dopagem/rarefação de oxigênio) do que com DNA, onde o passo é definido, a priori, pela interação spin-órbita que “forma” a molécula (que também está presente na perovskita, mas traduzida em uma ordem magnética quiral).

Além do estudo de parâmetros referentes à estrutura intrínseca do material, outra abordagem que pode ser usada é o estudo de como os parâmetros “externos” ao material afetam a sua capacidade de seleção. São diversos os parâmetros que podem ser variados, como temperatura, intensidade e direção do campo magnético aplicado, intensidade e sentido da corrente, entre outros.

Dada à natureza do efeito de seleção de spins, no qual elétrons com spin de determinada orientação têm maior facilidade de conduzir através do material, um método de estudar a seletividade de spins é, certamente, por meio da resistência elétrica do material. Importante lembrar que, associada à capacidade de seleção de spins, é

provável a presença de anisotropias no material dependendo do sentido da corrente, polarizada ou não, que flui através deste, ou seja, a resistência medida para a corrente em um sentido pode ser *diferente* para o mesmo valor da corrente fluindo em sentido oposto.

O estudo do comportamento da resistência elétrica nestes materiais querais perante a variação de parâmetros tanto intrínsecos como extrínsecos é, portanto, um caminho seguro para o melhor entendimento de quais fatores afetam essa seletividade de spins e os mecanismos de seu controle.

Já que se deseja medir variações na resistência da amostra devido à variação de vários parâmetros, é necessário que o sinal medido tenha alta estabilidade para que seja seguro afirmar que as variações observadas no sinal medido são realmente provenientes de variações da resistência da amostra, e não efeitos trazidos pelo equipamento de medida.

É possível, e provável, que as variações a observar na (magneto-) resistência, em determinadas condições, sejam pequenas em relação à resistência total da amostra, significando que é necessário um equipamento que tenha alta sensibilidade para sua correta identificação. Não está descartado, também, o estudo de “resistividade diferencial” [16] tal como é feito para estudar variações da resistência da amostra ao, por exemplo, obter a inversão da magnetização da região em estudo pela injeção de corrente contínua polarizada. Nesses casos, injeta-se um pequeno sinal em alternado “somado” a outro em corrente contínua; dependendo da corrente contínua injetada, a leitura em corrente alternada fornece a “resistividade diferencial” (dV/dI) associada à corrente polarizada.

Além disto, devido ao interesse de se estudar efeitos transientes na resistência elétrica da amostra quando parâmetros são alterados, é também necessário que o equipamento de medida mostre “tempo de resposta” reduzido, ou rápido.

Outra aplicação interessante pode ser vislumbrada no estudo da condutividade por ponteiros num sistema de Microscopia Eletrônica de Força Atômica que funcione a baixas temperaturas e altos campos magnéticos, e dotado de leitor por sensor Hall, tal como está em processo de aquisição para instalação em nossos laboratórios.

Desta forma, para realizar estas medidas, é necessário um equipamento que tenha, simultaneamente, alta sensibilidade, alta estabilidade e reduzido tempo de resposta.

Utilizando este sistema queremos estudar o comportamento da magnetorresistência em amostras querais, e daí deduzir a capacidade de polarização do material, em diversas

condições de campo magnético aplicado, magnetização dos contatos, sentido e intensidade da corrente contínua. A Figura 1 mostra um esquema do experimento a ser realizado.

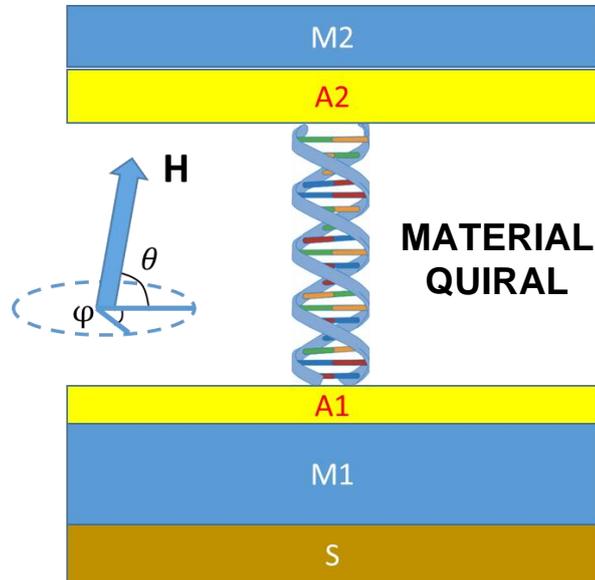


Figura 1: Estrutura da amostra mostrando apenas um “módulo” do material quiral em estudo. A1 e A2 são camadas de ouro (ou prata) que formam os contatos elétricos à amostra, FM1 e FM2 são filmes de materiais ferromagnéticos de espessura até 20 nm (podendo estar presente apenas uma das camadas ou ambas), e S denota o substrato (com cobertura isolante). O campo aplicado H pode variar em ângulo θ e φ (0 a 360°) e intensidade, e varrido a diversas taxas, podendo inclusive ser pulsado.

Importante notar que, embora o sistema de medidas tenha sido desenvolvido para realizar medidas de resistência elétrica para o estudo da seletividade de spins, este foi realmente construído como um sistema de medidas de tensão no sentido mais amplo, permitindo a sua utilização nas mais diversas aplicações que necessitem medir tensão em corrente contínua.

6. Embasamento Teórico

Como tratado no capítulo anterior, desejamos medir a resistência elétrica das amostras, estudando o seu comportamento quando diversos parâmetros são variados. Para isto, o método tradicionalmente mais indicado é a “medida de quatro pontas”, pois este método remove do valor medido os efeitos das resistências de contato e da resistência dos fios. O método de quatro pontas é esquematizado na Figura 2, abaixo:

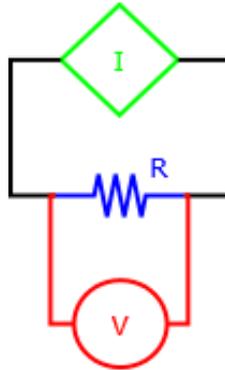


Figura 2: Medida de Quatro pontas: uma corrente conhecida I passa pela resistência desconhecida R , causando uma queda de tensão V . R é obtida através da relação $V=IR$.

Desta forma, o valor da resistência elétrica acaba sendo encontrado através de uma medida de tensão.

O método de quatro pontas é muito utilizado para medidas de resistência elétrica com precisão, principalmente quando a resistência da amostra é baixa, como nos metais, sendo muitas vezes parte de uma ponte de medidas. Em certas configurações de pontes de medidas é realizada uma medida por comparação, onde a tensão medida é a diferença entre a tensão sobre uma resistência, ou um conjunto destas, conhecida e a tensão sobre a resistência a ser determinada. Realizando uma variação conhecida nos parâmetros – como corrente, ou ganho de uma das tensões – de forma a igualar as duas quedas de tensão, significando uma tensão medida igual à zero, obtém-se o valor da resistência desconhecida. A tensão medida, a qual se deseja “zerar”, é medida por um “medidor de tensão”, recaindo nos problemas já citados de falta tanto de alta sensibilidade quanto de resposta rápida ao mesmo tempo.

O sistema desenvolvido utiliza esta ideia de medida por comparação, realizando duas medidas de quatro pontas, uma sobre uma resistência de comparação, e outra sobre a amostra de resistência desconhecida. Esta configuração pode ser vista na Figura 3:

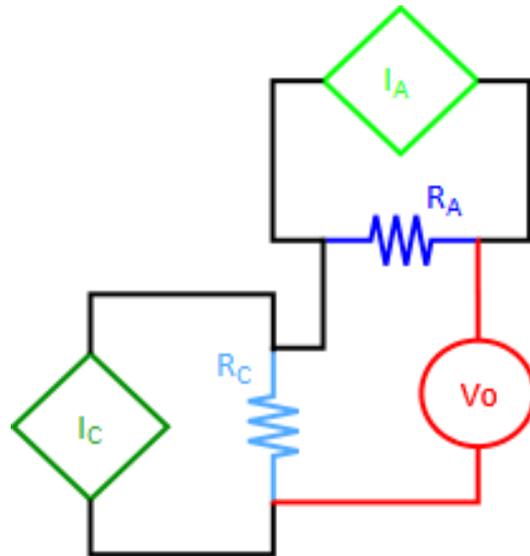


Figura 3: Medida de tensão por comparação. V_0 corresponde à diferença entre a queda de tensão na resistência desconhecida R_A e a queda de tensão na resistência conhecida R_C . Quando $V_0 \approx 0$, R_A é obtida através da relação $R_A = \frac{I_C R_C}{I_A}$.

Para determinar a resistência da amostra, a corrente sobre a resistência de compensação é ajustada de forma a aproximar a tensão medida V_0 de zero. Quando isto ocorre, a resistência da amostra é determinada.

Um modo de aumentar a sensibilidade do sistema é a utilização de um amplificador “lock-in”, também chamado de LIA, para medir a diferença de tensões. Este incremento da sensibilidade vem do alto ganho do amplificador, aliado à sua elevada capacidade de rejeição de ruídos que não tenham a mesma frequência e fase do sinal utilizado como referência.

Para a sua utilização é, portanto, necessário que o sinal de interesse tenha uma frequência determinada, o que geralmente é feito utilizando corrente alternada de baixa frequência na medida - supondo que as baixas frequências reflitam o comportamento em corrente contínua. Como as amostras de interesse devem apresentar anisotropia na resistência em função de sua natureza quiral, não é viável utilizar corrente alternada neste sistema, já que estaríamos medindo apenas a média das duas resistências. O mesmo se aplica no caso da “resistência diferencial” acima citada.

Para a utilização do LIA numa configuração de corrente contínua sobre a amostra e resistência de compensação, é necessário converter a diferença de tensões num sinal com frequência característica, para então fornecê-la como entrada para o LIA. Isto pode ser realizado chaveando-se o sinal com uma frequência f determinada, e utilizando esta frequência como referência para o LIA.

O sistema resultante é semelhante a alguns tipos de pontes de medidas mas, como explicitado na seção 6.1, a seguir, fazendo uso do LIA numa configuração de realimentação negativa, o que permite obter as características desejadas.

6.1. Realimentação

Quando estabelecemos realimentação em um sistema amplificado, várias características do sistema são modificadas em relação ao mesmo sistema sem realimentação.

O comportamento do sistema realimentado depende do tipo da realimentação, que pode ser positiva ou negativa:

- **Realimentação Positiva** – nesta configuração o valor da saída é somado ao sinal de entrada, resultando em um sistema que rapidamente tende a saturar o valor de saída, ou fazer este entrar em oscilação, dependendo do sistema. Este tipo de realimentação é considerado instável, sendo geralmente utilizada em osciladores, ou em alguns tipos de portas lógicas.
- **Realimentação Negativa** – este tipo de realimentação subtrai parte do valor de saída do amplificador do sinal de entrada, e tende a alterar o seu valor de entrada de forma a contrabalancear alterações no valor de saída. Devido a isto uma importante característica desta configuração é o aumento da estabilidade.

Um sistema qualquer que seja composto de um amplificador com realimentação, pode ser representado pelo do diagrama a seguir [17]:

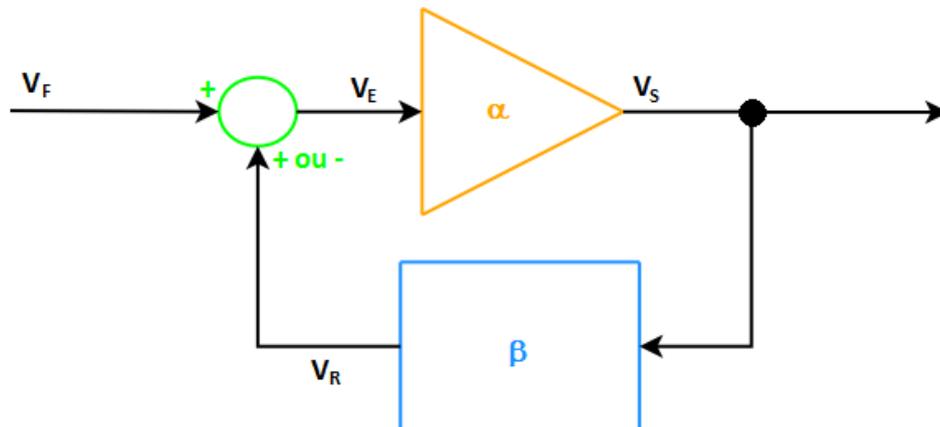


Figura 4: Diagrama de um circuito realimentado genérico. V_F é a tensão de fonte, V_E é a tensão de entrada no amplificador, V_S é a tensão de saída do amplificador, V_R é a tensão realimentada. α representa o ganho do amplificador sem a realimentação e β representa a fração do sinal de saída V_S que é somada ou subtraída (dependendo se a realimentação é positiva ou negativa) ao sinal de fonte V_F .

Através da Figura 4 e da sua respectiva legenda, podemos definir algumas relações. A tensão V_S nada mais é do que a tensão de entrada V_E multiplicada pelo ganho α do circuito aberto:

$$V_S = \alpha V_E \quad (1)$$

Por sua vez, V_E é o resultado da soma ou da subtração da tensão V_R da tensão V_F :

$$V_E = V_F \pm V_R \quad (2)$$

Onde V_R é o sinal de saída realimentado a entrada, tendo passado pelo circuito de realimentação. Deste modo, V_R depende tanto da tensão de saída V_S quanto do circuito de realimentação, segundo a seguinte relação:

$$V_R = \beta V_S \quad (3)$$

Com estas três equações, podemos escrever:

$$V_S = \alpha(V_F - \beta V_S) \quad (4)$$

Rearranjando a equação, temos:

$$\frac{V_S}{V_E} = \frac{\alpha}{1 + \beta\alpha} = G_R \quad (5)$$

Onde G_R é o ganho do circuito realimentado. Esta não é a única característica do sistema alterada pela realimentação pois, com a realimentação, o tempo de integração não é mais o mesmo do sistema aberto, sendo este novo tempo de integração dado por:

$$\tau_R = \frac{\tau_A}{1 + \beta\alpha} \quad (6)$$

Onde τ_A é o tempo de integração do circuito aberto, τ_R é o tempo de integração com a realimentação, e α e β são os fatores anteriormente definidos [18].

Desta ultima equação, podemos perceber que quando o termo $(1 + \beta\alpha)$ é maior que 1, o que geralmente ocorre devido ao ganho α e o fator β serem positivos, o tempo de integração do circuito realimentado diminui em relação ao circuito aberto.

Considerando o que foi dito na introdução, o resultado, à primeira vista, seria uma redução na estabilidade do sistema e, conseqüentemente, a redução da sensibilidade máxima alcançável. Porém, uma característica importante de sistemas realimentados negativamente é a tendência de sua entrada variar de modo a contrabalancear variações da sua saída.

Isto resulta em um sinal que oscila ao redor do valor correspondente ao sinal de entrada, mas, devido à redução do tempo de resposta - já que este é limitado pelo tempo de integração, o qual foi reduzido - a amplitude desta oscilação é pequena, sendo que dependendo do sistema e de suas configurações, pode se tornar imperceptível.

Outro efeito da realimentação é a modificação das impedâncias efetivas de entrada (Z_E) e saída (Z_S) em relação às impedâncias do LIA não realimentado, que são dadas por [17]:

$$Z_{E_R} = Z_{E_A}(1 + \beta\alpha) \quad (7)$$

$$Z_{S_R} = \frac{Z_{S_A}}{1 + \beta\alpha} \quad (8)$$

Todas estas relações são gerais e podem ser utilizadas para representar qualquer sistema realimentado, inclusive o que é proposto neste projeto.

7. Metodologia e Instrumentação

Utilizando as considerações apresentadas na seção anterior, foi desenvolvido o sistema realimentado mostrado na Figura 5, a seguir:

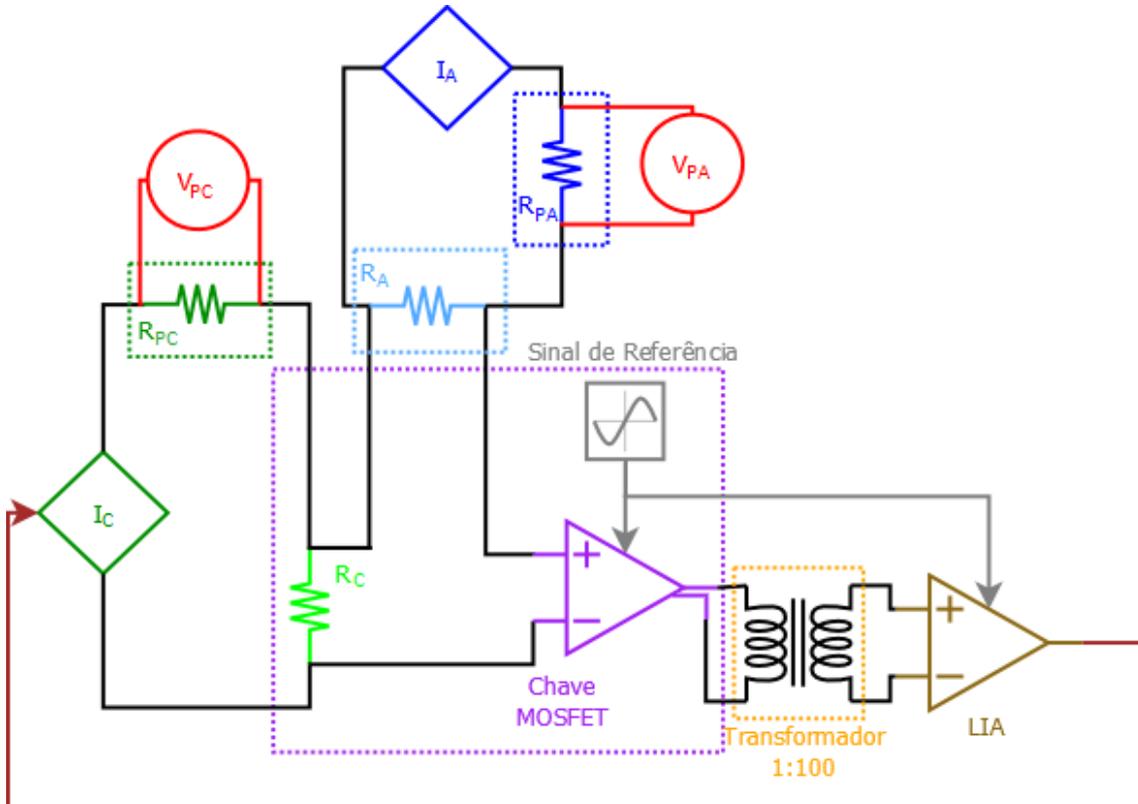


Figura 5: Sistema Desenvolvido. I_A é a fonte de corrente da amostra, I_C é a fonte de corrente de compensação R_C é a resistência de compensação (de valor conhecido), R_{PA} e R_{PC} são resistências padrão (de valores conhecidos) e R_A representa a resistência da Amostra. A chave MOSFET e o gerador do sinal de referência aqui são apresentados de forma simplificada, sendo que uma explicação detalhada desta será apresentada mais adiante.

Comparando a Figura 5 com as Figura 3 e Figura 4, é fácil notar semelhanças com o circuito desenvolvido. Na parte onde teríamos a medida de tensão no caso da comparação, esta passa por uma chave MOSFET no circuito desenvolvido, que transforma o sinal de corrente contínua (CC) em um sinal em corrente alternada (CA) com a frequência característica definida pelo sinal de referência, possibilitando a utilização do Amplificador Lock-In (LIA). De vez que a operação está agora em corrente alternada, a utilização de um transformador contribui para aumentar o ganho total do sistema, além de isolar a saída da chave MOSFET da entrada do LIA.

O sinal de saída do LIA é fornecido, então, como controle da fonte de corrente de compensação, fechando o laço de realimentação. Devido às características anteriormente citadas da realimentação negativa, a corrente de compensação tende

automaticamente a se modificar de forma a igualar a queda de tensão em R_C (V_C) à queda de tensão em R_A (V_A).

Através da medida da tensão sobre a resistência padrão R_{PC} se obtém a corrente I_C , e de modo análogo, através da medida de tensão sobre a resistência padrão R_{PA} se obtém a corrente I_A . De posse destes valores, quando V_C é igual a V_A é fácil obter o valor da resistência elétrica da amostra, através da seguinte fórmula:

$$R_A = R_C \frac{V_{PC} R_{PA}}{R_{PC} V_{PA}} \quad (9)$$

Este método, ignorando a parte da realimentação ajustar a corrente de compensação automaticamente, é muito semelhante com os que são utilizados em alguns tipos de pontes de comparação para a obtenção da resistência de amostras.

Podemos também mostrar a relação direta do circuito desenvolvido com o diagrama de circuito realimentado genérico apresentado na Figura 4 através da figura a seguir:

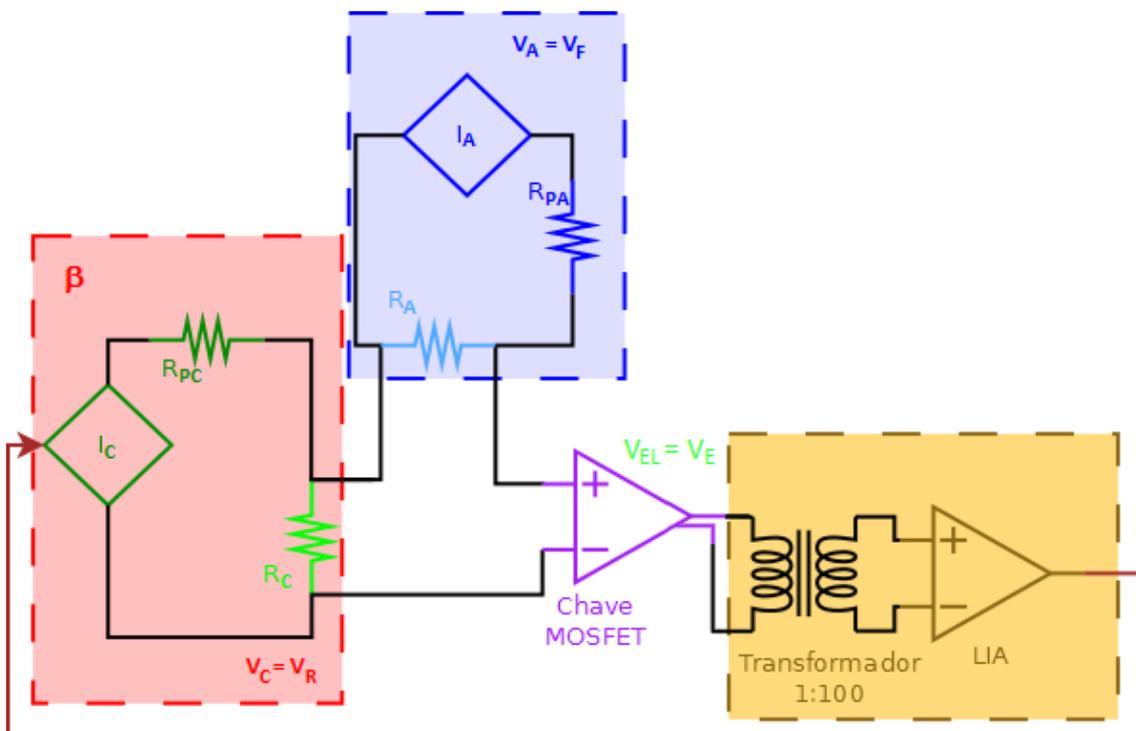


Figura 6: Relação entre o diagrama de circuito realimentado genérico e o circuito projetado. As correspondências entre as tensões no circuito desenvolvido e as tensões do diagrama são dadas da seguinte maneira: $V_A = V_F$, $V_{EL} = V_E$, $V_{SL} = V_S$ e $V_C = V_R$. α e β possuem o mesmo significado tanto no circuito como no diagrama. As tensões sobre as resistências padrão R_{PA} e R_{PC} e o sinal de referência foram suprimidos da figura para facilitar o entendimento. A chave MOSFET, devido à configuração do sistema, funciona como o elemento que subtrai as tensões.

O valor de α é a amplificação do circuito aberto, sendo este dado não somente pelo ganho do amplificador, mas também considerando o ganho do transformador. Deste modo, temos que o fator α no circuito é:

$$\alpha = 100G \quad (10)$$

onde G é o ganho do amplificador.

Utilizando as relações definidas na Figura 6, e as equações (1), (2) e (3), podemos escrever, para o circuito proposto:

$$V_{EL} = (V_A - V_C) \quad (11)$$

$$V_{SL} = \alpha V_{EL} \quad (12)$$

$$V_C = I_C R_C \quad (13)$$

Considerando que a corrente I_C fornecida pela fonte de corrente é controlada pela tensão V_{SL} , de modo que a tensão V_{SL} (entre 0 e ± 10 volts) gera uma corrente proporcional, mas com a escala selecionada no seletor da fonte de corrente, podendo ir da ordem de μA até $100 mA$. Chamando de F o fator que converte a tensão realimentada em corrente de compensação, podemos escrever:

$$I_C = V_{SL} F \quad (14)$$

Quando aplicado à equação (13), resulta em:

$$V_C = R_C V_{SL} F \quad (15)$$

Como β é a fração da tensão de saída que é subtraída da entrada, temos:

$$\beta = \frac{V_C}{V_{SL}} = \frac{R_C V_{SL} F}{V_{SL}}$$

$$\beta = R_C F \quad (16)$$

O que significa que β no circuito proposto só depende da resistência de compensação R_C e do fator F , que nada mais é que a escala de corrente selecionada na fonte de corrente. Portanto, β só depende de fatores do circuito de realimentação.

No sistema desenvolvido, foi utilizada para testes, uma resistência de compensação de $0,1 \Omega$ o que significa que β é dependente apenas da escala de corrente selecionada. Portanto, para esta configuração do sistema, β pode assumir valores entre 10^{-7} e 10^{-2} .

A versão final deste sistema tem a flexibilidade de poder escolher o valor mais conveniente de resistência de compensação por meio de um seletor, de modo a que a leitura de corrente de compensação fique numa faixa “cômoda” para as medidas e com precisão suficiente para as medidas desejadas. Para que tal aconteça, a fonte de corrente usada deve ter compliância suficiente para operar o sistema como um todo.

Desta forma, tendo cuidado para que o resultado do produto entre o ganho total α e o fator β seja maior que 1, temos que, de acordo com as equações (6), (7) e (8), tanto o tempo de integração quanto a impedância de saída são diminuídas, ao mesmo tempo que a impedância de entrada é aumentada. As mudanças dos valores são governadas pelo fator $(1 + \beta\alpha)$.

O aumento da impedância de entrada melhora os resultados da medida de tensão, já que idealmente esta impedância deveria ser infinita. Portanto, o resultado de aumentar a impedância de entrada do LIA por este fator representa um aumento da precisão nas medidas de tensão.

Já a impedância de saída e o tempo de integração seguem o mesmo comportamento, já que as suas relações são basicamente as mesmas, como pode ser visto comparando as equações (6) e (8). O resultado da redução do tempo de integração (e conseqüentemente da impedância de saída) é a redução do tempo de resposta do sistema, já que este é limitado pelo tempo de integração.

Utilizando a equação (5), podemos fazer a seguinte simplificação para casos em que o produto $\beta\alpha \gg 1$:

$$G_R = \frac{\alpha}{1 + \beta\alpha} = \frac{\alpha}{\beta\alpha}$$

$$G_R = \frac{1}{\beta} \quad (17)$$

Isto significa que o ganho do circuito realimentado só depende do fator β .

Como temos a condição de $\beta\alpha \gg 1$ e sabemos que $\beta < 1$, fica claro que $G_R < \alpha$, ou seja, o ganho do circuito realimentado é *menor* que se o circuito estivesse aberto. Isto realmente pode ser um fator limitante em outras aplicações, mas não para o caso de

nosso interesse, pois neste caso a medida de interesse é a da corrente necessária para que as quedas das tensões sobre a amostra e sobre a resistência de compensação se igualem, sendo a precisão limitada pela capacidade do LIA em identificar variações em sua entrada e da sensibilidade para medidas de tensão sobre a resistência padrão R_{PC} , a qual permite o cálculo da corrente de compensação.

Tendo aplicado a teoria à análise do sistema, é importante tratar com maior detalhe de duas partes importantes deste sistema, que são a chave MOSFET e o gerador do sinal de referencia.

7.1.Chave MOSFET

Como dito no capítulo 6, para a utilização de um amplificador Lock-in é necessário que o sinal fornecido a este tenha uma frequência característica, já que o LIA remove do seu sinal de entrada sinais com frequência e fase diferentes do sinal de referencia de maneira muito eficiente.

Como trabalhamos com um sinal em CC sobre a amostra, em vista da possível presença de anisotropia de resistência nesta, a solução é transformar o sinal V_{EL} , resultante da queda de tensão na amostra, e a queda de tensão na resistência de compensação (sendo $V_{EL}=V_A - V_C$) em um sinal com uma frequência característica. Isto é feito realizando um “chaveamento” deste sinal, sendo esta frequência de chaveamento a frequência característica a ser usada como referencia para o LIA.

Este chaveamento foi originalmente feito utilizando um relé eletromecânico, sendo uma adaptação direta dos sistemas utilizados por Mario Baibich [5] e Arlei Antunes [6], só que operando à temperatura ambiente.

Este tipo de relé opera em frequências relativamente baixas ($f < 100$ Hz), devido à limitação física do próprio principio de chaveamento, sendo esta frequência próxima da frequência da rede elétrica (60 Hz) e de seu primeiro harmônico.

Além disto, o ato de chavear o sinal também se chaveia o ruído, de forma a que este seja modulado na frequência de referencia, não sendo corretamente removido do sinal de saída do LIA, já que este detecta o sinal com a frequência de referencia.

Estes problemas não ocorriam nos circuitos nos quais este se baseia devido ao fato de operarem imersos em hélio líquido, fazendo uso de blindagens múltiplas com chumbo. O chumbo à temperatura do hélio líquido é supercondutor, blindando o sistema de ruídos eletromagnéticos externos de forma ideal.

O grande diferencial do sistema completo aqui desenvolvido é sua operação em temperatura ambiente, livrando-o da dependência da disponibilidade e do custo do hélio líquido, sem a utilização daquele tipo de blindagem.

A solução encontrada foi a utilização de uma chave MOSFET, cujo diagrama esquemático pode ser observado na Figura 1Figura 7. Tanto a chave MOSFET como o gerador de sinal de frequência são alimentados por duas baterias de 9V, sendo assim isolados da rede elétrica.

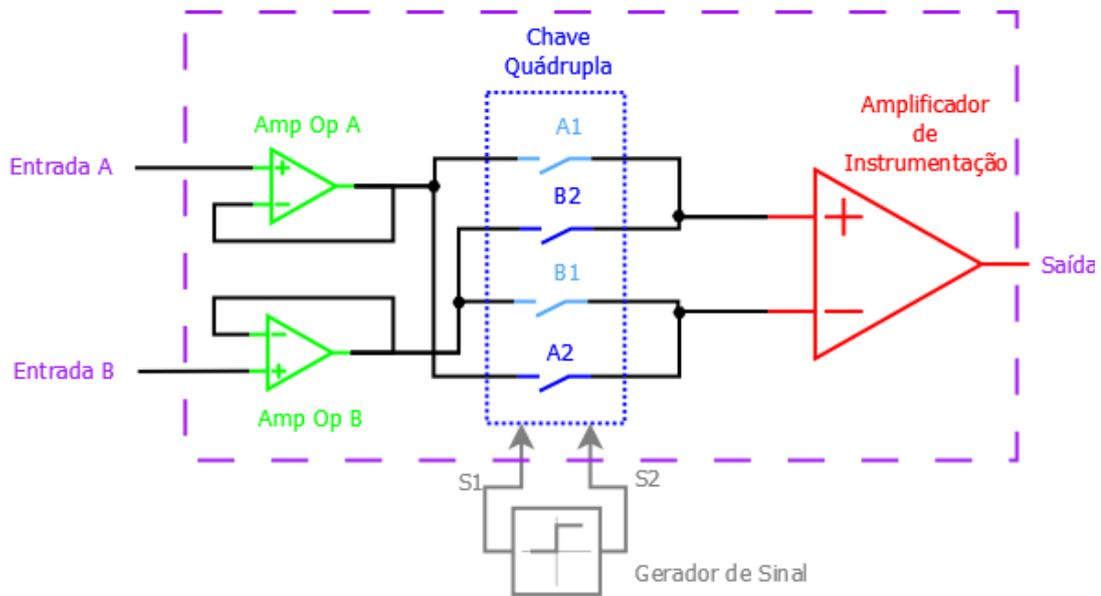


Figura 7: Esquema da chave MOSFET, delimitada pelo retângulo roxo. Os dois sinais de entrada passam por amplificadores operacionais e são fornecidos para a chave MOSFET quádrupla, sendo as chaves A1 e B1 acionadas pelo sinal S1, e A2 e B2 são acionadas pelo sinal S2. O sinal S1 é uma onda quadrada, e o sinal S2 é uma onda quadrada complementar a S1. O sinal chaveado é fornecido de forma diferencial ao amplificador de instrumentação, sendo a sua saída a saída do que chamamos de “Chave MOSFET”.

Segundo a Figura 7, pode-se observar que este elemento que chamamos de “chave MOSFET” é composto basicamente de 3 estágios: (a) amplificadores operacionais de entrada; (b) chave MOSFET quádrupla; e (c) amplificador de instrumentação.

O amplificador operacional colocado em cada entrada utiliza a configuração chamada de buffer de ganho unitário. Nesta configuração, os amplificadores têm alta impedância de entrada e baixa impedância de saída. Isto garante que as entradas das chaves não sejam afetadas pela impedância da amostra, em vista desta poder variar ordens de grandeza entre diferentes amostras.

A chave MOSFET quádrupla é o elemento que faz o chaveamento propriamente dito do sinal. A escolha de uma chave quádrupla se deve à característica de chaveamento do

MOSFET. Quando é fornecida a tensão no *gate* do transistor, causando a formação do canal de condução, ocorre uma injeção de cargas que pode ser detectada na saída com a forma característica de um pico estreito e positivo no momento da transição. Ao desligar a tensão no *gate*, fazendo o canal de condução deixar de existir, ocorre uma injeção de cargas no sentido contrário, que pode ser também detectada com a forma característica de um pico estreito e negativo no momento do chaveamento do MOSFET.

Estes picos podem ser um fator limitante para a medida, já que são da ordem de dezenas de μV , o que causa sobrecarga na entrada do LIA se tentarmos medir sinais menores que estes picos.

O modo de contornar este problema é a utilização de uma chave quádrupla. Sua ativação ocorre através dos sinais quadrados *S1* e *S2*, complementares entre si e também gerados pelo gerador de sinal (a ser tratado em detalhes na próxima seção). *S1* controla as chaves *A1* e *B1*, e *S2* controla as chaves *A2* e *B2*.

Isto faz com que, quando *A1* e *B1* estão fechadas, *A2* e *B2* estão abertas. *A1* e *B1* se fecham ao mesmo tempo em que *A2* e *B2* se abrem, e assim por diante. Portanto, duas chaves estarão sempre abertas e duas fechadas, e quando duas estarão abrindo, duas estarão fechando. O resultado disto é que os picos de injeção acabam se anulando quase que completamente, não sendo mais um fator limitante na medida.

Da chave quádrupla saem dois sinais, fornecidos ao amplificador de instrumentação de precisão, sendo que a saída deste amplificador é a diferença entre a suas entradas. Devido à configuração da chave quádrupla, a cada chaveamento as entradas do amplificador de instrumentação se invertem, o que causa o valor da saída deste seja ora *A-B*, ora *B-A*. Este comportamento é ilustrado na Figura 8.

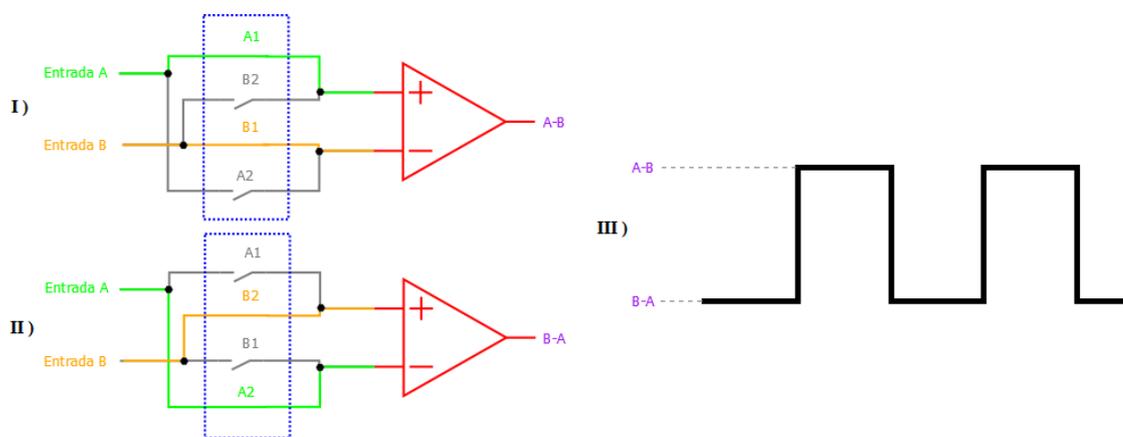


Figura 8: Comportamento do conjunto amplificador de instrumentação-chave quádrupla. O conjunto varia entre os estados I) e II), fazendo com que a saída do amplificador de instrumentação se comporte como a onda quadrada ilustrada em III) (considerando que a tensão da entrada A seja maior que o da entrada B).

Devido à elevada capacidade de rejeição de modo comum, a utilização deste amplificador de instrumentação permite a remoção de grande parte do ruído de 60 e 120 Hz proveniente da rede, que era anteriormente chaveado junto com o sinal de interesse.

Além disto, ao utilizar chaves do tipo MOSFET, não temos mais o problema de precisar operar em frequências próximas de 60 Hz, podendo aumentar a frequência de chaveamento a centenas de Hz ou mais, lembrando que esta frequência é definida pelo gerador de sinal.

Deste modo o sistema não é mais impossibilitado de operar devido à presença excessiva de ruído, conseguindo operar da forma esperada.

7.2. Gerador de Sinal

Para reduzir o número de fontes de ruído externo, optamos pela construção de um gerador de sinal dedicado para o funcionamento da chave MOSFET. Este gerador de sinal também gera o sinal de referencia a ser fornecido para o LIA. O diagrama esquemático deste circuito pode ser observado na figura a seguir:

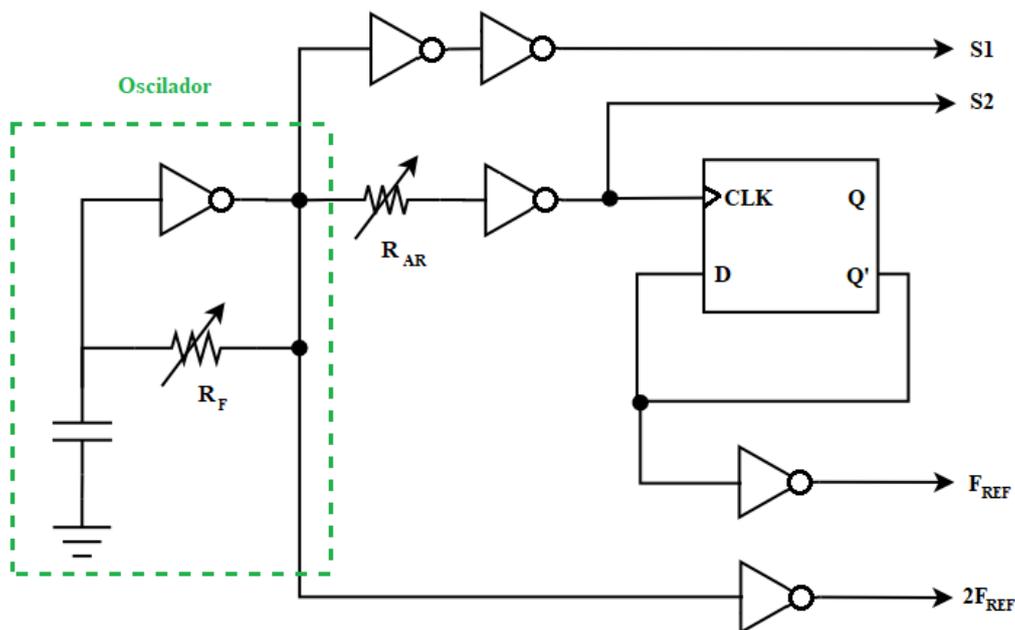


Figura 9: Circuito do gerador de sinal de referencia. O oscilador, composto do capacitor entre o terra, e o inversor e a resistência R_F , gera um sinal oscilante com frequência dependente de R_F . Esta onda quadrada é o sinal S1 e possui o dobro da frequência de chaveamento da Chave MOSFET. O sinal complementar S2 é gerado através de uma inversão do sinal S1, sendo a resistência R_{AR} utilizada como ajuste do "atraso", para garantir que as transições de S1 e de S2 ocorram ao mesmo tempo. Através de um flip-flop tipo D o sinal em 2F é transformado num sinal com a mesma frequência de chaveamento do MOSFET. Tanto os sinais F como 2F podem ser fornecidos como referencia para o LIA.

Neste circuito, o oscilador, destacado na Figura 9, funciona da seguinte forma:

1. Considerando o estado inicial em que o capacitor está carregado, a tensão na entrada da porta inversora é 3,3 V (high), fazendo com que a saída da porta lógica inversora esteja na tensão de 0 V (low).
2. Isto faz com que corrente flua através da resistência R_F , descarregando o capacitor e diminuindo a tensão na entrada do inversor.
3. Quando a tensão na entrada não é mais suficiente para ser considerada como o estado “high”, sendo agora considerada como “low”, isto faz com que a saída passe para o estado “high”.
4. Esta operação faz com que a corrente agora flua através da resistência R_F , de maneira a carregar o capacitor, assim aumentando a tensão na entrada do inversor.
5. Quando a tensão na entrada é alta o suficiente para ser considerada no estado “high” e não mais “low”, isto faz com que a saída passe para o estado “low”, voltando à situação descrita no primeiro passo.

O resultado disto é um sinal oscilante com formato de onda quadrada na saída da porta inversora do oscilador, cuja frequência é dependente de quão rápido o capacitor carrega e descarrega, sendo isto controlado através do valor da resistência R_F .

Este sinal da saída do inversor é o sinal $S1$, que é fornecido para a chave MOSFET após passar por duas portas inversoras. Isto é realizado para compensar o atraso presente no sinal $S2$, que é o sinal $S1$ tendo passado por uma porta inversora. Para garantir que tanto $S1$ e $S2$ façam a transição ao mesmo tempo, foi adicionada uma resistência ajustável antes do inversor de $S2$ para funcionar como ajuste fino do atraso.

O sinal $S1$ tem o dobro da frequência do sinal chaveado que sai da chave MOSFET, sendo possível utiliza-lo como referencia para o LIA. Para haver um sinal de referencia de mesma frequência do sinal chaveado, para ser fornecido para o LIA, é utilizado o sinal $S2$ como “clock” para um flip-flop tipo D. Devido à saída Q’ ser conectada à entrada D, isto faz com que a cada ciclo de “clock” o valor de Q’ e D mude de estado, resultando em uma onda quadrada com a metade da frequência de “clock”, e frequência igual a do sinal chaveado pela chave MOSFET. Este sinal é uma das saídas do gerador, podendo ser utilizado como referencia para o LIA.

No gerador construído, podemos variar a frequência de chaveamento do sinal de interesse através da resistência ajustável R_F , permitindo selecionar a frequência de operação do sistema entre 55 e 1815 Hz.

Na figura abaixo temos uma foto da caixa de alumínio onde parte dos componentes do sistema de medidas está:

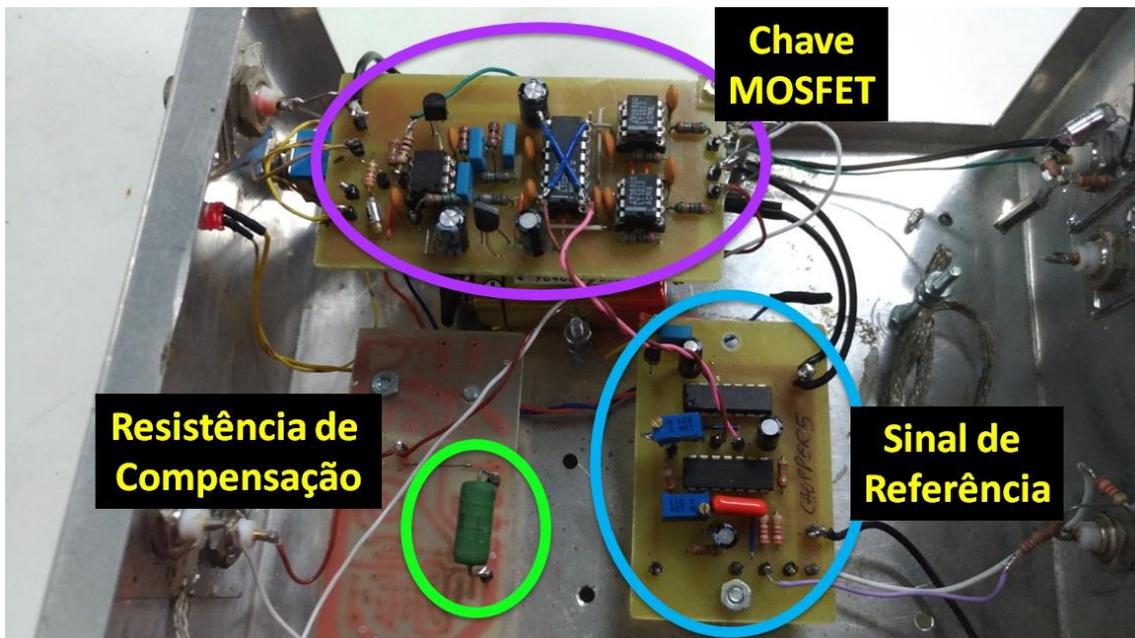


Figura 10: Foto da caixa de alumínio do sistema, mostrando o gerador de sinal de referência, a chave MOSFET e a resistência de compensação. As duas baterias de 9V estão localizadas abaixo da placa de circuito da chave MOSFET.

Tendo discutido os componentes construídos especialmente para este sistema, é importante notar que as características do sistema dependem de todos os elementos que o compõem, significando que, mesmo tomando todo cuidado para reduzir ruídos nos componentes construídos, a utilização de diferentes modelos de LIA, multímetros, transformadores ou fontes de corrente afetam diretamente as características do sistema completo.

Por este motivo, foram realizados testes para avaliar o desempenho do sistema com alguns dos LIA e multímetros disponíveis no laboratório.

7.3. Amplificadores Lock-in

Durante o desenvolvimento deste projeto, foram usados três modelos diferentes de LIA na operação do sistema. Foram eles:

- **EG&G Princeton Applied Research model 5210** – LIA “semi-analógico”.
- **Stanford Research Systems SR530** – LIA parcialmente analógico, sendo um modelo mais antigo que o EG&G 5210.
- **Stanford Research Systems SR830** – LIA digital, sendo o mais moderno disponível para nossos testes.

No início do projeto foi utilizado exclusivamente o LIA EG&G 5210, de maneira a aproximar o máximo possível ao sistema em que este se baseou. Quando foram realizadas as modificações que substituíram o relé eletromecânico pela chave MOSFET, o que permitiu que o sistema finalmente apresentasse as características de rápida resposta e alta estabilidade, se percebeu um comportamento inesperado para quando o tempo de integração era aumentado de 10 segundos.

O sistema apresentava resposta rápida (menor que 100 ms) e estabilidade para valores de tempo de integração de 10 segundos ou menos. Quando aumentado tempo de integração acima de 10 segundos, a resposta do sistema se tornava extremamente lenta, aparentando ser da ordem do tempo de integração.

Por este motivo, o sistema foi testado com os LIA SR530 e SR830. Em ambos os casos o comportamento foi do modo esperado, com o sistema se estabilizando e mantendo a rápida resposta mesmo para tempos de integração maiores que 10 segundos, mantendo este comportamento até o valor máximo do tempo de integração disponível em cada LIA.

Este comportamento do LIA 5210 é causado por ser “semi-analógico”, sendo a sua saída (que é utilizada na realimentação) completamente analógica para tempos de integração de 10 segundos ou menos. Para configurações de tempo de integração maiores passa por um processador de sinal, seguido de um conversor digital-analógico (DAC). Devido a serem circuitos diferentes, e possivelmente devido ao processador de sinal adicionar um atraso na saída, o resultado é que o sistema se comporta completamente diferente do esperado quando a saída vem do DAC.

A ausência desta descontinuidade no comportamento nos LIA SR530 e SR830 se deve ao fato da saída do primeiro ser sempre analógica, e a do SR830 sempre ser digital.

É importante notar que o comportamento do sistema utilizando o SR530 e o SR830 foi muito semelhante, com pequenas diferenças provavelmente provenientes de serem modelos diferentes, com ajustes internos diferentes para alcançar os mesmos parâmetros “externos” de operação. Também, o comportamento do sistema foi muito semelhante com os 3 LIA para tempos de integração de 10 segundos ou menos, evidenciando o funcionamento do sistema.

Quando nosso sistema é ligado, é necessário realizar aumentos graduais das configurações de sensibilidade e de tempo de integração do LIA para que o conjunto permaneça estável. Quando a sensibilidade é aumentada, geralmente o sistema começa a

oscilar, o que cessa quando o tempo de integração é aumentado, fazendo o sistema voltar à estabilidade.

Devido à necessidade destes aumentos graduais destas configurações, a sensibilidade máxima do sistema é alcançada no momento em que se chega na configuração de sensibilidade máxima, ou no tempo de integração máximo do LIA.

O LIA escolhido para os testes do sistema foi o Stanford Research Systems SR830.

7.4. Multímetros

As características dos multímetros utilizados são de extrema importância, já que o cálculo da resistência da amostra é feito a partir das medidas de tensão sobre as resistências padrão.

Por este motivo, foram caracterizados diversos multímetros disponíveis no laboratório, a fim de estudar o seu comportamento de estabilidade e ruído intrínseco. Destes testes, foi determinado qual o tempo de estabilização, ou “aquecimento”, dos multímetros para que seu sinal de saída fosse estável, além de ter sido determinado que o ruído intrínseco médio era menor que 200 nV

Considerando que em nosso sistema os multímetros medem a tensão sobre as resistências padrão, cujos valores são projetados para facilitar a medida, nestas são geradas tensões maiores do que a aplicada na resistência de compensação. Desta forma, os menos de 200 nV de incerteza na medida da tensão acabam significando um valor muito menor de incerteza na medida da tensão sobre a compensação.

Por exemplo, considerando uma resistência padrão de 1 k Ω e uma resistência de compensação de 0,1 Ω , uma incerteza de 200 nV na medida da tensão significa uma **incerteza de 200 pA na corrente de compensação**, e uma **incerteza de 20 pV na tensão de compensação!**

É importante dizer que, embora tenham sido selecionados e utilizados multímetros e LIA comerciais no desenvolvimento deste projeto, todos os elementos que compõem este sistema podem ser construídos dentro do próprio Instituto de Física, baseado na experiência anterior de construção de diversos instrumentos ao longo dos anos, e utilizando componentes comerciais. A vantagem desta solução reside em que, desta forma, a quase totalidade das possíveis interferências seria eliminada por abrigar todo o sistema e suas conexões dentro de um mesmo gabinete dotado de boa blindagem magnética e elétrica. Uma eletrônica digital relativamente simples (como Arduino, por

exemplo) poderia executar todo o procedimento de ajuste interno, fornecendo a leitura digital diretamente interpretada a partir de uma entrada de interesse.

Este seria, assim, um instrumento com solução e características únicas no mercado mundial de medidores de precisão.

8. Resultados

Tendo escolhido as partes e componentes do sistema, completando a fase de construção, o passo seguinte foi sua caracterização. Devido às características de alta sensibilidade, alta estabilidade e rápido tempo de resposta desejadas do sistema, os testes de caracterização se focaram de modo a avaliar estas características de interesse.

Assim, os testes realizados foram os que definem os que permitem definir sensibilidade, estabilidade, rejeição de modo comum e tempo de resposta associados ao método completo.

8.1. Teste de Sensibilidade

Este teste foi realizado com o sistema completo, utilizando o calibrador de tensão como sinal de amostra V_A , sendo que esta configuração pode ser observada na Figura 11. Com o calibrador foram gerados degraus de 10 e 100 μV , simulando uma variação da tensão da amostra. O resultado pode ser visto na Figura 12.

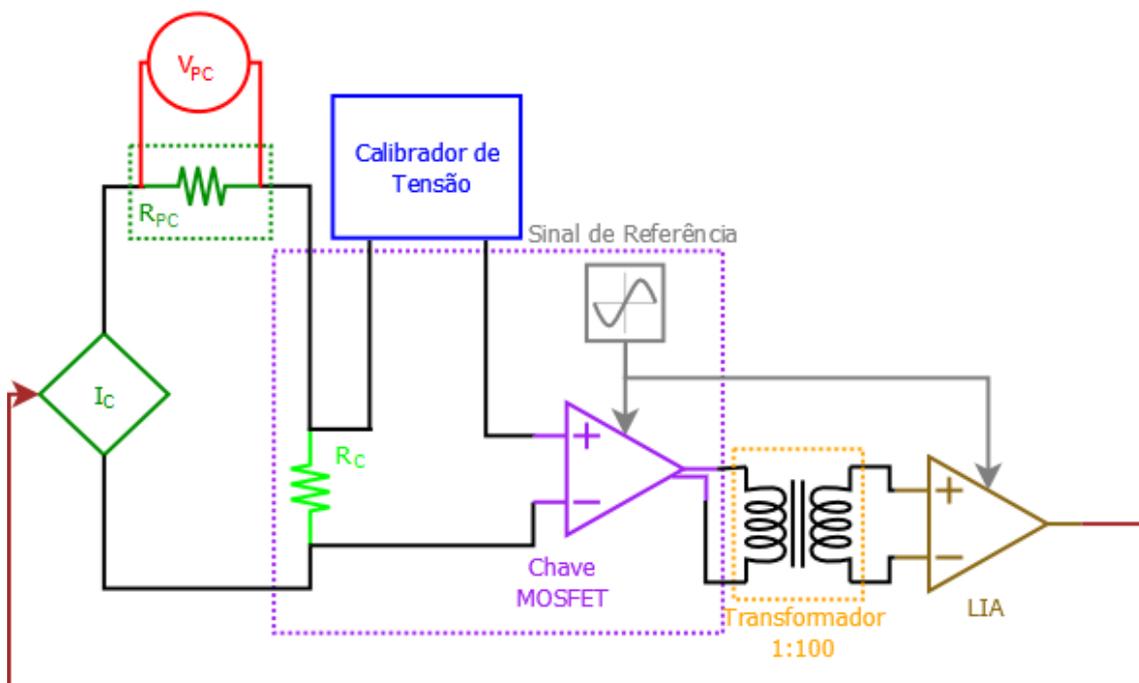


Figura 11: Configuração utilizada nos testes de sensibilidade, rejeição de modo comum e tempo de resposta. Nesta configuração a tensão de amostra é fornecida por um calibrador de tensão, permitindo aplicar e variar a tensão V_A de forma precisa.

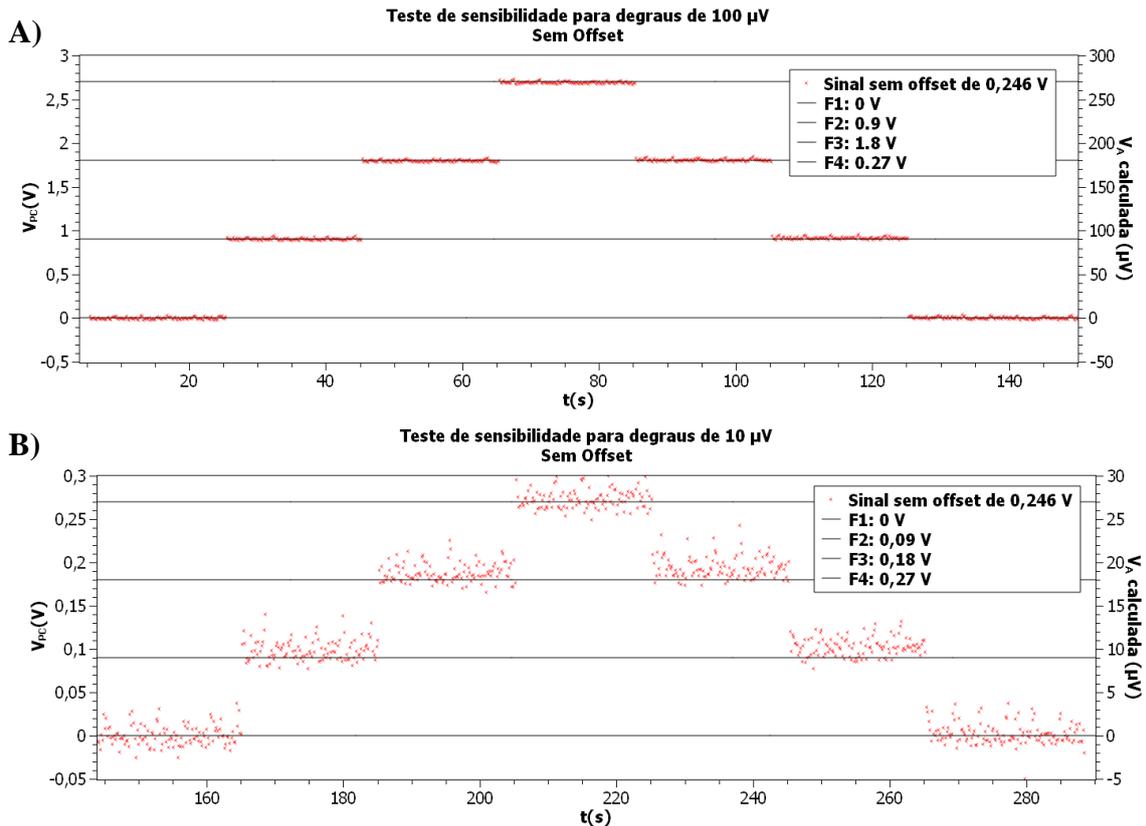


Figura 12: Teste da Sensibilidade do Sistema, com a tensão V_A variando 100 μV em **A)** e variando 10 μV em **B)**, para cada degrau. Observa-se que o sistema se comporta de forma linear com mudanças da tensão de amostra.

Na realização deste teste foram utilizadas as seguintes configurações:

- Frequência de chaveamento: 307 Hz
- Tempo de Integração do LIA: 30 s
- Sensibilidade do LIA: 2 μV
- Escala da fonte de corrente: 1 mA

Para a geração destes gráficos, foi necessário descontar o *offset* do conjunto multímetro-sistema, já que o sistema não estava calibrado, e zero volts de tensão de amostra não correspondia a uma leitura de zero volts no multímetro. Este *offset* foi determinado como 246,049 mV, encontrado através da média do valor medido com a tensão em zero volts.

Com isto, se observa que mudanças de 100 μV em V_A alteram V_{PC} em 0,9 V, e mudanças de 10 μV de V_A alteram V_{PC} em 0,09 V, o que demonstra coerência nas medidas.

Importante notar que, se considerados os valores sendo $R_{PC} = 1 \text{ k}\Omega$ e $R_C = 0,1 \Omega$ (valor nominal), e a Equação (9) adaptada usando $V_A = R_A \frac{V_{PA}}{R_{PA}}$, temos:

$$V_A = R_C \frac{V_{PC}}{R_{PC}} = 10^{-4} V_{PC}$$

Com este teste pudemos verificar que o sistema (nas condições atuais) consegue diferenciar variações de 10 μV na tensão da amostra.

8.2. Teste de Rejeição de Modo Comum

Após a análise da sensibilidade, foi feito um teste para identificar a capacidade do sistema de rejeitar ruídos comuns à sua entrada, muito semelhante ao realizado para caracterizar instrumentos comerciais e outros.

Foi realizada uma medida a longo tempo de uma determinada tensão V_A , gerada pelo calibrador de tensão, em configuração representada na Figura 11. O sistema foi deixado medindo desde às 16h 20min do dia 1º/11 até às 5h 30min do dia 3/11.

O resultado desta medida pode ser observado na Figura 13, a seguir:

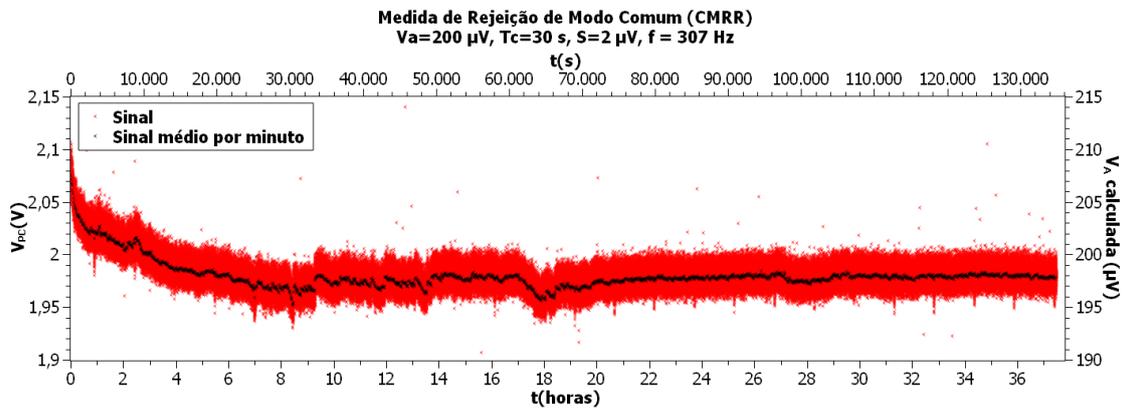


Figura 13: Resultado da medida de rejeição de modo comum, com V_A constante em 200 μV . A medida foi realizada por aproximadamente 37,5 horas.

Na realização deste teste foram utilizadas as mesmas configurações do teste de sensibilidade, mas com a tensão V_A constante e igual a 200 μV .

Decorre da observação do gráfico que o sinal aparentemente não é altamente estável, sendo perceptíveis flutuações e picos na medida, enquanto o esperado seria um sinal constante. Além disto, no início da medida, há a presença de um comportamento de “deriva” em função do tempo. A hipótese para este comportamento inicial é que este seja causado pela variação de temperatura do sistema/ambiente.

Esta medida foi iniciada no dia anterior a um feriado, tendo o ar condicionado sido desligado e o laboratório fechado logo após iniciar a medida. Desta forma, este comportamento inicial é atribuído à variação da temperatura do laboratório, e consequentemente da temperatura do sistema.

Já as flutuações e os picos são atribuídos a fontes externas ao sistema, podendo ter interferido no sistema através da rede elétrica, ou devido à indução eletromagnética.

Embora a chave MOSFET e o seu gerador de sinal tenham alimentação própria através de baterias, todos os outros componentes estão ligados à rede elétrica do laboratório. Há indícios claros de que o sistema é susceptível a interferências causadas por aparelhos conectados na mesma rede elétrica que ele, tendo sido observada, em outra ocasião, a variação de dezenas de mV na medida de V_{PC} (variação de cerca de 1% na medida) quando conectado o carregador de um notebook em uma tomada próxima, mas pertencente a mesma rede elétrica.

Este problema pode ser evitado desacoplando o sistema e seus componentes da rede elétrica, através da utilização de um “nobreak” (UPS). Desta forma, o sistema operaria com alimentação de um conjunto de baterias do UPS, enquanto outro conjunto de baterias carrega, deixando a medida isolada da rede elétrica. Uma vantagem extra da utilização de um UPS é permitir que o sistema não desligue no intervalo de tempo entre uma queda de luz e o gerador começar a funcionar.

A hipótese de interferência eletromagnética de fontes externas também não pode ser descartada, já que o sistema utiliza uma blindagem básica composta de uma caixa de alumínio. Mesmo com a utilização de uma configuração de terra flutuante, utilizando a própria carcaça dos aparelhos e do sistema como aterramento, é provavelmente necessário tanto uma blindagem eletrostática, como a usada aqui, quanto uma magnética, tornando mais eficiente o processo, de modo a assegurar que equipamentos próximos não afetem a medida. Para a blindagem magnética pode ser utilizado um revestimento com folhas de mu-metal envolvendo a caixa de alumínio, ou pode ser colocada esta caixa de alumínio dentro de outra caixa feita de permalloy.

É possível observar no gráfico a presença de picos periódicos em intervalos de aproximadamente 1 hora e 40 minutos, sendo indício de interferência de algum equipamento que é acionado com um intervalo de tempo constante.

Também é possível observar uma transição que ocorreu na entre a 17^a e a 18^a hora da medida, correspondente ao período entre 9h 30min e 10h 30min da manhã do dia 2/11. No teste mostrado a seguir, na Figura 15, também foi registrada uma transição semelhante no sinal aproximadamente neste mesmo período, mesmo o teste tendo sido realizado em outro dia. Isto é um forte indício de que esta transição possa ser causada por algo que é ligado a esta hora em nosso laboratório ou algum outro próximo.

Sendo a rejeição de modo comum (CMRR) dada, em decibéis, pela seguinte equação:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{\alpha}{A_{com}} \right)$$

Onde α é o ganho total do circuito, e A_{com} é o ganho comum, dado por:

$$A_{com} = \frac{V_{SL}}{V_{com}}$$

Com V_{SL} a tensão na saída do LIA e V_{com} a tensão comum às entradas do sistema, através da equação (14) e do fato de I_C ser medida através da resistência padrão R_{PC} , temos:

$$A_{com} = \frac{V_{PC}}{R_{PC} F V_{com}}$$

Devido as configurações utilizadas neste teste, temos $R_{PC} = 1k\Omega$, $F = 10^{-3} R^{-1}$, $\alpha = 5 \times 10^7$. A tensão comum V_{com} é a tensão V_A fornecida pelo calibrador, já que na condição de equilíbrio V_C é igual a V_A , e as duas entradas do amplificador de instrumentação da chave MOSFET possuem ambas o mesmo valor. Deste modo, temos que V_{com} neste teste é 200 μV . Realizando uma média dos valores de V_{PC} durante a medida, se obtém o valor de 1,980 V.

Utilizando estes valores para obter o valor de A_{com} , podemos então calcular a CMRR, que resulta em:

$$CMRR \approx 74 \text{ dB}$$

Para as condições deste teste.

8.3. Teste de Estabilidade

Após ter sido verificado no teste anterior que a estabilidade aparentemente era menor que a esperada, sendo possivelmente afetada por fontes externas de ruído, foram realizados testes para avaliar mais detalhadamente a estabilidade do sistema completo.

Para isto, foi colocada em curto a entrada V_A do sistema, representando uma tensão de zero volts, sendo que esta configuração pode ser vista na Figura 14. Este teste foi realizado entre as 16h do dia 4/1/2018 e 15h 30 min do dia 5/1/2018; o gráfico resultante deste procedimento pode ser apreciado na Figura 15.

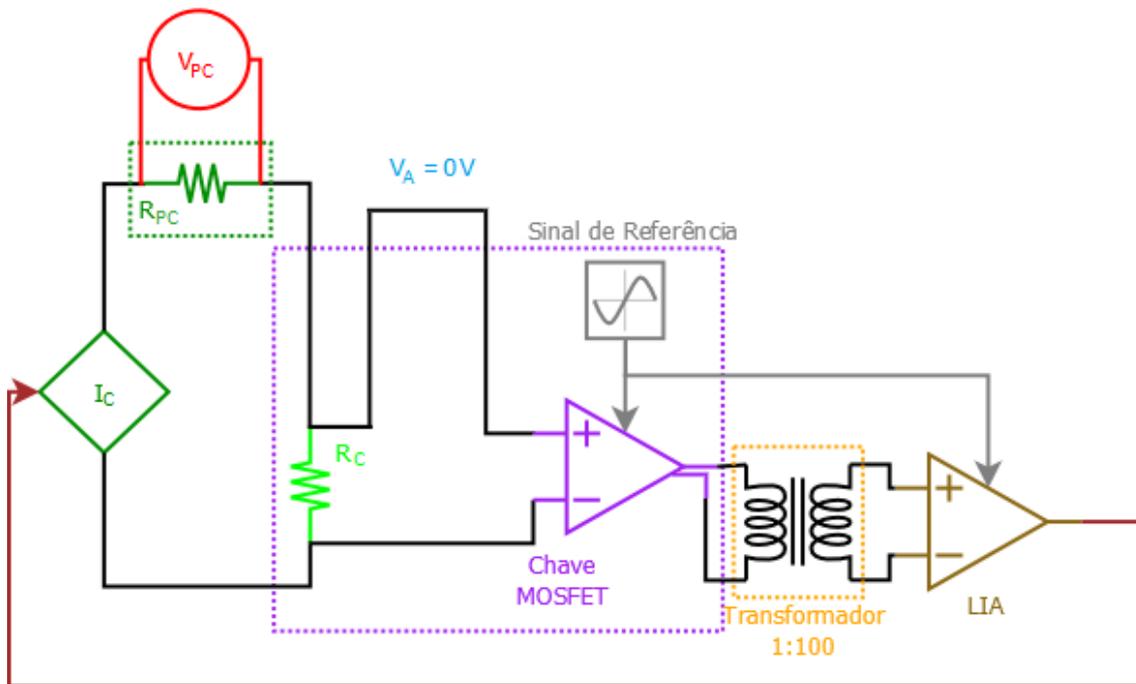


Figura 14: Configuração do sistema utilizada no teste de estabilidade. As entradas correspondentes a tensão da amostra foram colocadas em curto, de modo a representar uma tensão V_A de zero volts.

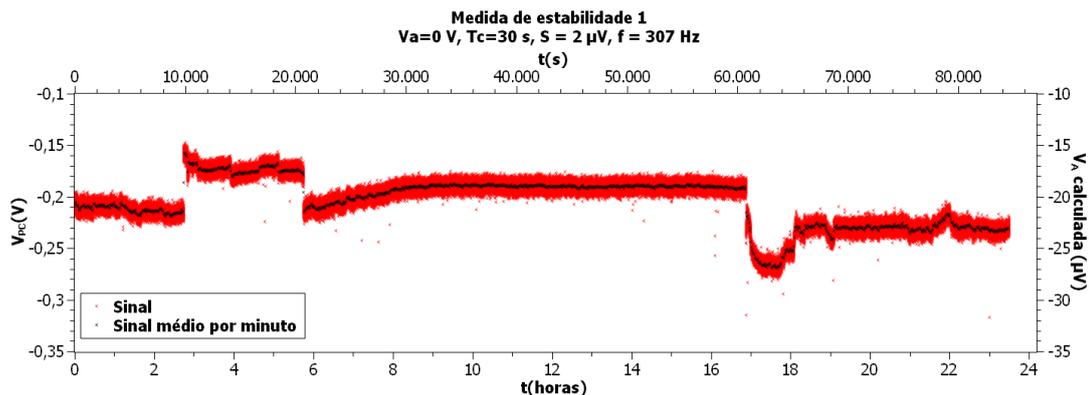


Figura 15: Estabilidade do sistema, obtida através de uma medida de um curto-circuito na entrada V_A .

As configurações para este teste foram as mesmas que as usadas para os dois testes anteriores, só que, agora, com um curto-circuito na entrada V_A , equivalente a uma tensão de zero volts.

Assim como para o caso do teste anterior, se esperava um sinal constante no tempo, o que não foi verificado em todo o gráfico. Mas se observa que, para o período entre a 8ª e a 17ª hora de medida, o sistema permaneceu estável, com o comportamento que seria esperado. Este período de tempo ocorreu entre as 0h e 9h da manhã, sendo mais um forte indício de que os picos e transições presentes nas outras partes do gráfico

são oriundos de fontes externas, já que supõe-se que menos equipamentos estariam ligados a essa hora.

Além disto, entre pouco antes da 6ª hora de medida até a 8ª hora (entre 22h e 24h) se observa uma variação de tensão semelhante à observada no início da medida da Figura 13, atribuída à mudança de temperatura do sistema. Consideramos a mesma causa para este caso, já que ao iniciar a medida o ar condicionado estava ligado, e foi desligado pouco antes das 18h 30min, sendo parte do início da transição sobreposta ao “salto” visto na mesma figura acima referenciada.

O ar condicionado foi religado no dia seguinte em algum momento entre as 9h e 10h da manhã (entre a 17ª e a 18ª hora da medida), estando a variação correspondente ao resfriamento do laboratório sobreposta à transição abrupta que ocorre neste mesmo período. Uma transição abrupta com formato semelhante também foi observada no teste anterior, na Figura 13, ocorrendo aproximadamente na mesma hora do dia, sugerindo ser proveniente de alguma fonte externa.

A hipótese de a temperatura do laboratório afetar a medida tem mais um forte indício a favor ao observar a variação entre as horas 21,5 e 22 de medida, período em que foi desligado o ar condicionado a fim de verificar se este afetava a medida. O comportamento da tensão confirmou o esperado para o aquecimento do ambiente, aumentando cerca de 20 mV em um intervalo de 1h, de forma semelhante ao aumento visto no período entre a 6ª e a 8ª hora, também atribuída ao aquecimento do ambiente. Além disto, após ligar o ar condicionado a medida retornou ao valor anterior ao desligamento deste.

A provável razão desta “deriva” dos valores em função da temperatura é que a resistência de compensação é uma resistência comum de fio metálico, que varia significativamente com a temperatura. Para sanar este problema deve ser instalada um conjunto de amostras de filme metálico dentro da região de irradiação/implantação do Implantador de íons do IFUFRGS, onde devem permanecer por sete a dez dias. Com isso a resistividade residual dos filmes deve crescer significativamente, fazendo com que a dependência com a temperatura ao redor da temperatura ambiente seja imperceptível. Estas amostras então poderão ser utilizadas como Resistências de compensação neste sistema, substituindo a atual,

O “salto” na medida, que ocorre aproximadamente em 2,5 horas e dura pouco menos de 3 horas é muito provavelmente proveniente de um forno ligado no laboratório. Este estava configurado para realizar uma rampa de aquecimento até atingir

uma determinada temperatura, onde permaneceu por duas horas e meia, quando então realizou uma rampa de resfriamento.

A medida foi iniciada quando já estava sendo realizada a rampa de aquecimento, e o forno alcançou a temperatura máxima possivelmente pouco depois das 18h 30 min. A alta corrente necessária para a manutenção dessa temperatura provavelmente foi a causa do “salto”, já que este durou pelo tempo aproximado em que o forno estava na temperatura máxima. O comportamento do sinal durante o “salto” (semelhante a uma onda “dente de serra”) também colabora para esta hipótese, já que para manter uma temperatura constante o forno aumenta a sua corrente quando a temperatura fica menor que a desejada, e reduz a corrente quando a temperatura se aproxima da ajustada num processo PID (Proporcional, Integral, Diferencial) que, apesar de manter a temperatura estipulada no programa, envolve mudanças em correntes elevadas, justificando a instabilidade na alimentação de nosso conjunto.

Para analisar a estabilidade do sistema atual nestas condições, foi analisado o gráfico da Figura 15, sendo calculada a média e o desvio padrão para os dados, e realizado um *fitting* linear. O resultado se encontra na figura a seguir:

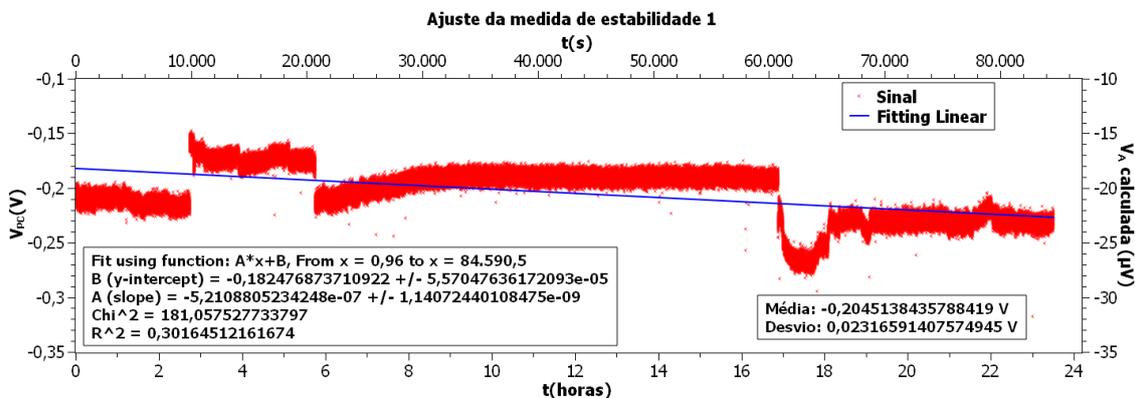


Figura 16: Ajuste linear e cálculo da média e desvio padrão para a medida de estabilidade 1.

Do ajuste do gráfico da Figura 16 se obtém que a tensão média V_{PC} medida nesta medida foi $-204,514$ mV, com um desvio padrão de $23,166$ mV. Isto significa uma incerteza de $23,166$ μ A na corrente de compensação I_C e de $2,317$ μ V para V_A e V_C .

Também temos que nesta medida a variação média da tensão V_{PC} foi de $1,876$ mV/hora, significando numa variação média aparente de $1,876$ μ A/hora para a corrente de compensação I_C e de $187,592$ nV/hora para as tensões V_A e V_C .

No mesmo dia foi iniciada mais uma medida, começando às 18 horas e 45 minutos de sexta-feira (05/01), durando aproximadamente 58 horas durante o final de semana. O resultado foi muito mais estável, como pode ser observado na figura a seguir:

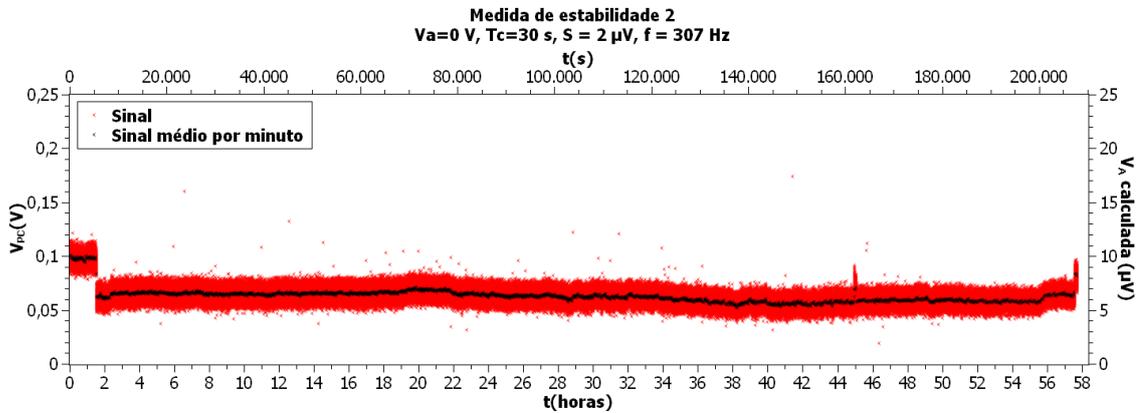


Figura 17: Segunda medida de estabilidade, tendo sido esta realizada grande parte durante um final de semana.

Atribuímos a maior estabilidade nesta medida em relação a anterior, ao menor número de outros equipamentos (fontes externas de ruído) sendo utilizados durante nossa medida, já que esta foi realizada durante um final de semana que precedeu o recesso de vestibular.

O “salto” no início da medida é atribuído a ruído externo causado por algum equipamento que foi desligado. Já o “salto” no final da medida aconteceu logo antes das baterias acabarem, provavelmente tendo sido causado por este motivo, já que possivelmente o chaveamento das chaves já não estava ocorrendo de modo esperado. Como curiosidade, estas duas medidas de estabilidade foram realizadas com o mesmo par de baterias (9 V), inicialmente novas, significando que o tempo de duração destas baterias com o sistema operando continuamente é de aproximadamente 82 horas.

Analisando o gráfico desta medida da mesma forma que foi feito para o gráfico da Figura 15, temos o resultado na figura a seguir:

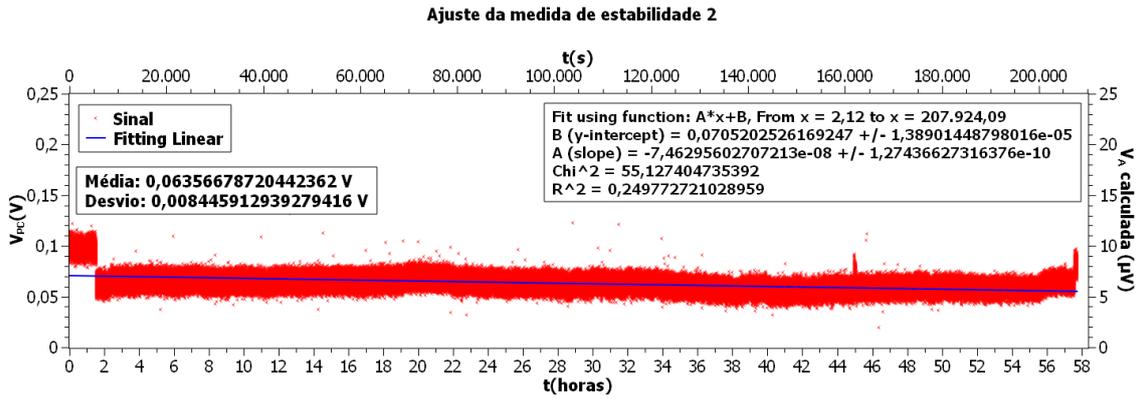


Figura 18: Ajuste linear e cálculo da média e desvio padrão para a medida de estabilidade 2.

Neste teste, temos que a tensão V_{PC} média medida neste período foi de 63,567 mV, com desvio de 8,446 mV. Estes valores significam uma incerteza média de 8,446 μ A na corrente de compensação I_C e de 844,591 nV para as tensões V_A e V_C .

Também temos que para este período de 58 horas, a variação média da tensão V_{PC} foi de 268,666 μ V/hora, significando uma variação média aparente de 268,666 nA/hora para a corrente de compensação e de 26,867 nV/hora para as tensões V_A e V_C .

Comparada com a medida 1, os valores de incerteza são cerca de três vezes menores e a variação média é cerca de sete vezes menor nesta medida. Isto ocorre devido ao sistema nesta segunda medida estar mais próximo do comportamento esperada, atribuído ao menor numero de fontes externas de ruído ativas no período desta medida.

Para poder analisar uma condição próxima do que pode ser obtido com o sistema construído totalmente desconectado da rede elétrica (como no caso do uso de UPS, por exemplo), podemos analisar o intervalo entre a 8ª e a 17ª horas da primeira medida (Figura 15), onde o comportamento aparenta não ter sofrido interferências externas. Esta análise pode ser observada na Figura 19 a seguir:

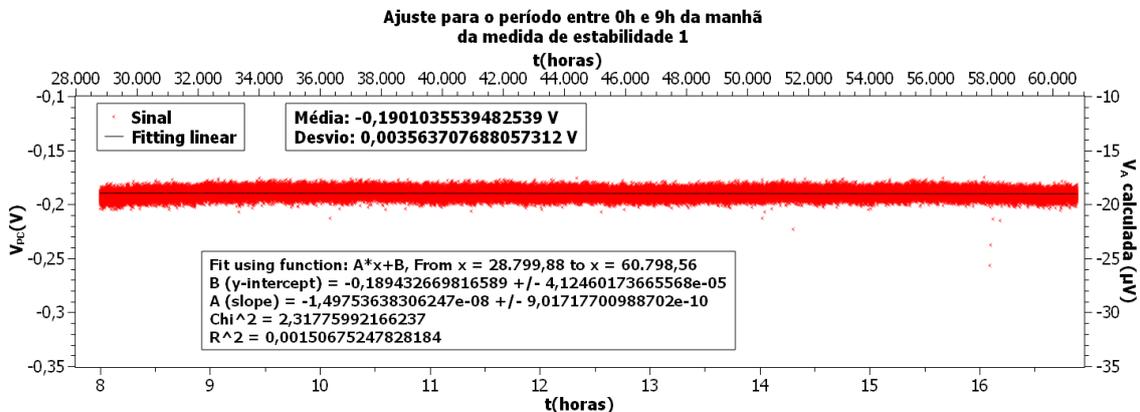


Figura 19: Ajuste linear e cálculo da média e desvio padrão para a parte entre 8 e 17 horas da medida de estabilidade.

Deste gráfico se obtém que a tensão média V_{PC} medida neste período foi 190,103 mV, com um desvio padrão de 3,564 mV. Isto significa uma incerteza de 3,564 μ A na corrente de compensação I_C e de 356,4 nV para V_A e V_C .

Mais, neste período a variação média da tensão V_{PC} foi de 53,912 μ V/hora, significando numa variação média aparente de 53,912 nA/hora para a corrente de compensação I_C e de 5,391 nV/hora para as tensões V_A e V_C .

Realizando uma análise semelhante à feita na Figura 19, ignorando os “saltos” iniciais e finais, temos o gráfico a seguir:

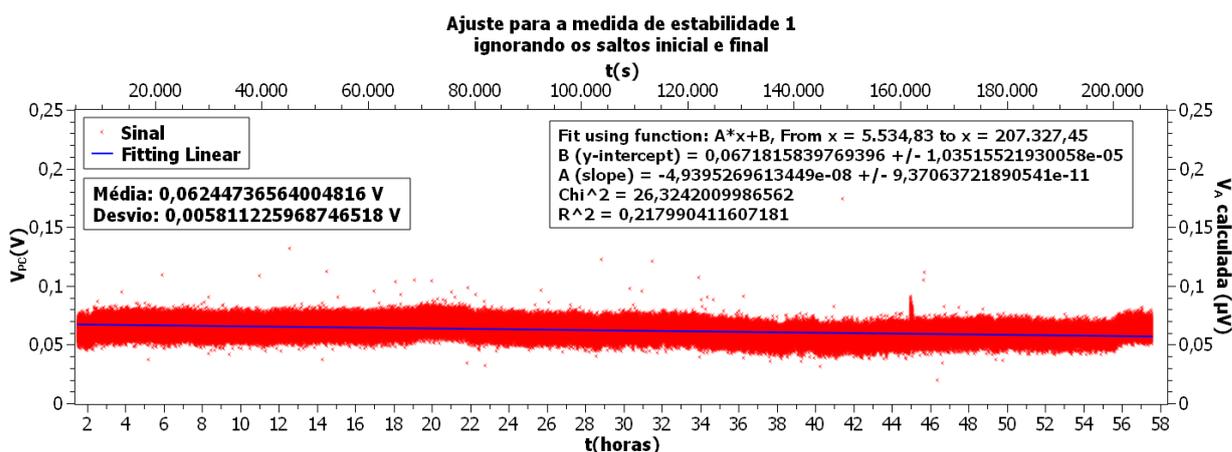


Figura 20: Ajuste para a segunda medida, ignorando os “saltos” inicial e final.

Neste teste, temos que a tensão V_{PC} média medida neste período foi de 62,447 mV, com desvio de 5,811 mV. Estes valores significam uma incerteza média de 5,811 μ A na corrente de compensação I_C e de 581,1 nV para as tensões V_A e V_C .

Também temos que para este período, a variação média da tensão V_{PC} foi de 177,823 μ V/hora, significando uma variação média aparente de 177,823 nA/hora para a corrente de compensação e de 17,782 nV/hora para as tensões V_A e V_C .

8.4. Teste de Tempo de Resposta

Por último foi realizado o teste para avaliar o tempo de resposta do sistema. Devido a resposta ser mais rápida que 170 ms, que é o tempo de atualização do multímetro Keithley 196, medidas utilizando ele não permitiam a identificação do tempo de resposta, já que transições apareciam apenas como, no máximo, três pontos (ponto inicial, ponto final e, as vezes, um ponto em alguma uma tensão entre eles). Portanto, para realizar estas medidas é necessária a utilização de um equipamento de resposta mais rápida, como um osciloscópio.

O equipamento originalmente planejado para a realização desta medida era o osciloscópio Tektronix TDS320, que possui conexão GPIB. Porém, ele acabou estragando, não sendo possível a sua utilização. Foi utilizado no seu lugar o Tektronix TDS2024B, emprestado pelo setor de eletrônica. Este osciloscópio necessita de um adaptador para poder funcionar via GPIB, o que não possuímos. Por este motivo, o método de aquisição dos dados foi tirar uma sequência de fotos da tela do osciloscópio enquanto a tensão V_A era modificada.

Devido ao sinal observado no osciloscópio corresponder ao sinal V_A e V_C sendo chaveados pela chave MOSFET, o sinal de interesse corresponde a diferença entre V_A e V_C . Deste modo, quando a tensão da amostra é alterada esta diferença aumenta, é observado um pico (de magnitude dependente de quanto variou a tensão) no sinal medido pelo osciloscópio. Este sinal então oscila, devido a variação de V_C , até novamente voltar a situação anterior, quando V_C é “igual” a V_A . O intervalo de tempo entre o sinal começar a oscilar com grande amplitude e essa amplitude diminuir até o sinal se tornar igual (ou muito semelhante) ao sinal antes da oscilação é definido como o tempo de resposta do sistema.

Importante citar que sempre haverá uma diferença entre a tensão V_A e a tensão V_C , já que no caso delas serem exatamente iguais, não haveria sinal de saída. Como a corrente de compensação é controlada pelo sinal de saída, isto faria que ela fosse zero, fazendo V_C também ser zero e, portanto, diferente de V_A . Esta diferença, denominada de erro inerente, acaba sendo essencial para que o sistema funcione.

O erro inerente é dependente da resolução de fundo de escala do LIA, e pode ser estimado como:

$$Err_{V_C} = \frac{\beta}{\alpha}$$

Considerando que este teste utilizou as seguintes configurações:

- Frequência de chaveamento: 307 Hz
- Tempo de Integração do LIA: 30 s
- Sensibilidade do LIA: 5 uV
- *Range* da fonte de corrente: 10 mA

O erro inerente é estimado em **50 pV**, o que certamente é imperceptível na medida.

Para o caso dos testes anteriores, o erro inerente é ainda menor, sendo estimado como **2 pV**.

Neste teste a variação de V_A foi novamente realizada utilizando o calibrador de tensão, variando a tensão entre 0 e 1 mV. Foram feitas varias fotos do comportamento do sinal medido pelo osciloscópio, que podem ser observadas na Figura 21.

Este sinal fornecido ao osciloscópio é proveniente do monitor de sinal do LIA, sendo gerado antes do PSD e, portanto, ainda possuindo sinais com fase e frequência diferentes do sinal de interesse. Por este motivo, é possível observar ruído na imagem do osciloscópio. Mesmo assim, se considerarmos que estes ruídos possuem uma amplitude geralmente menor que 2 V, podemos claramente identificar as oscilação provenientes do sistema oscilando até se estabilizar.

Com base nestas medidas, podemos dizer que o tempo de resposta medido é menor que 75 ms, sendo que em alguns casos foi menor que 50 ms. Isto para o caso de uma variação de 1 mV na amostra.

Para variações de V_A menores, a resposta do sistema é mais rápida, já que a amplitude inicial da oscilação também é menor. Devido a amplitude de oscilação inicial ser menor, para variações de 100 μ V é difícil distinguir as oscilações devido a variação de V_A do ruído, o que não permitiu testes para variações menores que 1 mV.

Note-se que 1 mV de variação na tensão da amostra é uma variação considerável, já que isto corresponde a uma variação de 10 mA na corrente de compensação (quando utilizada uma resistência de compensação de 0,1 Ω), o que significa uma variação muito rápida que corresponde a 10% da corrente máxima que a fonte utilizada consegue fornecer!

Esta condição de teste simula a situação para a as medidas previstas de inversão de corrente da amostra no estudo de transientes, sendo que para situações que não envolvam a variação de corrente, ou que envolvam uma variação menor ou mais lenta, podemos esperar tempos de resposta ainda menores.

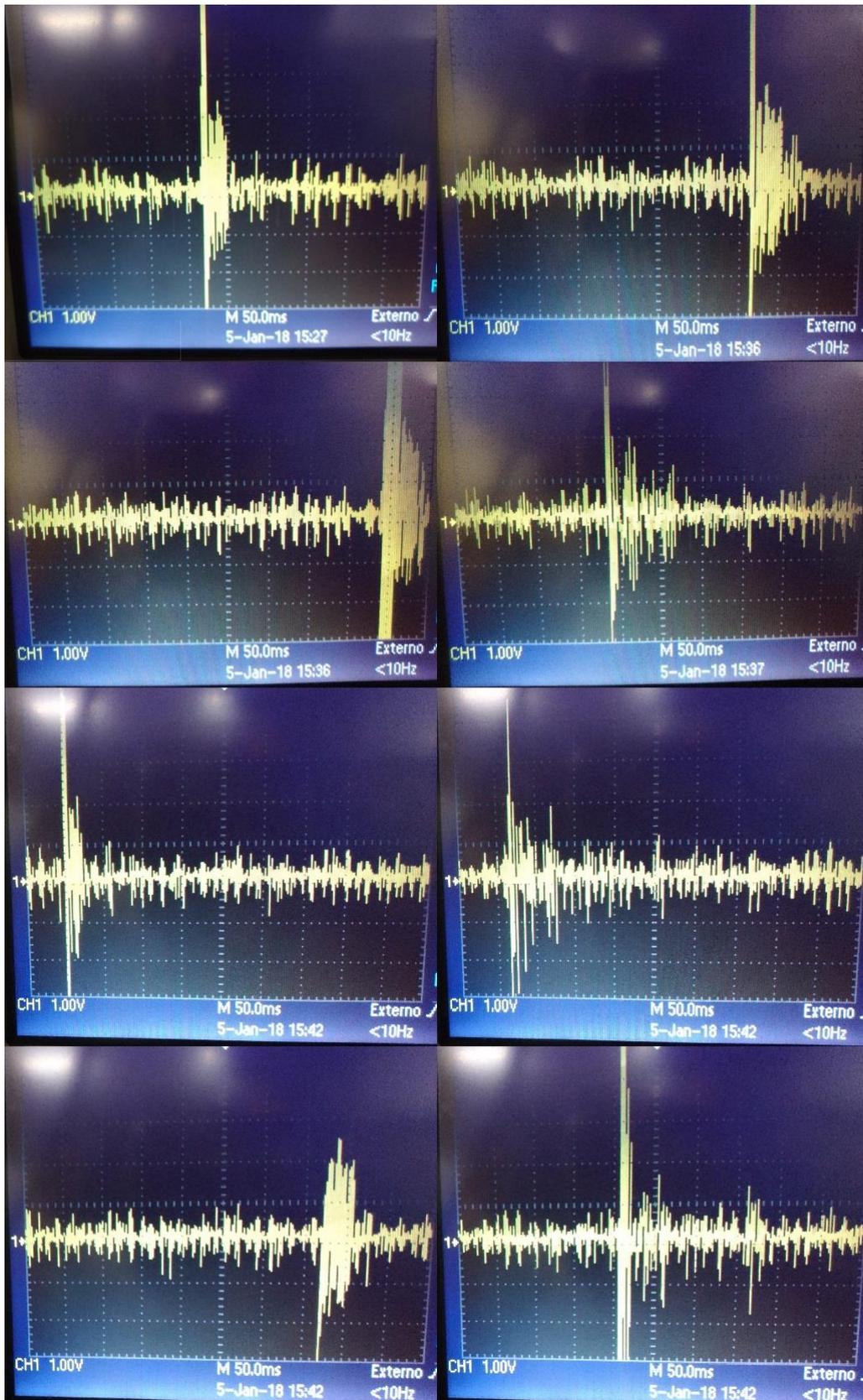


Figura 21: Teste de tempo de resposta. Através das fotos acima, cada uma mostrando uma variação de 1 mV em V_A , o tempo de resposta do sistema pode ser observado como o tempo em que o sinal medido demora a voltar ao comportamento de antes da variação de V_A .

9. Conclusões e Sugestões de Melhorias

O presente trabalho apresentou a construção e caracterização de um primeiro protótipo de um sistema realimentado de medidas de pequenas tensões em temperatura ambiente e em corrente contínua.

Com base nos resultados apresentados, observa-se que o sistema na sua configuração atual apresenta o comportamento desejado para o tempo de resposta. Isto permite a sua utilização tanto em estudos de amostras utilizando inversão de corrente, onde o tempo de resposta é da ordem de dezenas de milissegundos, como nos testes realizados, quanto para medidas em que a tensão não varia tão abruptamente, onde o tempo de resposta do sistema será ainda menor.

Para o caso da característica de estabilidade, o desempenho da configuração atual do sistema ficou aquém do desejado para a versão final, com o sistema apresentando susceptibilidade a interferências externas, indicando que são necessárias melhorias para que esta característica se enquadre no comportamento desejado. Como sugerido no texto, temos a possibilidade de sanar estes problemas usando blindagens mais eficientes e isolamento da rede disponível como, por exemplo, utilizando um “nobrek” (UPS).

A sensibilidade do sistema permitiu a medida com precisão de variações de $10 \mu\text{V}$ na tensão da amostra para as resistências escolhidas na configuração usada. Medidas para variações menores são certamente possíveis com ajustes na relação entre as resistências, ganhos efetivos no transformador, na fonte de corrente e nas características do LIA utilizado.

O sistema testado também mostrou influência da temperatura ambiente e suas variações no sinal medido, mas que tem solução relativamente fácil se forem utilizadas resistências “estabilizadas”, seja produzidas no Instituto de Física, seja comerciais.

Com estas modificações, acreditamos que o sistema consiga atingir as características desejadas de estabilidade, sensibilidade e tempo de respostas necessárias para o estudo da injeção de spins em amostras, podendo estas características ser aproveitadas para realização de outros experimentos.

Além destas modificações necessárias, outra modificação que pode contribuir para a melhoria do sistema é a utilização de uma frequência de chaveamento maior, utilizando um LIA de alta frequência no sistema. Para isto é necessário construir uma nova versão do sistema tomando cuidado no casamento das impedâncias, já que isto não foi realizado nesta versão, pois esta foi projetada para operação em baixas frequências.

Baseado nestas observações e nas melhorias propostas, podemos afirmar que é viável construir este sistema de medidas de pequenas tensões em corrente contínua com alta sensibilidade, estabilidade e resposta rápida, que realize as medidas de forma automática. Isto pode se constituir num único instrumento encerrando todos os elementos aqui utilizados, como chave, gerador de sinal, LIA, fontes de corrente e multímetros dentro da mesma caixa, evitando problemas com blindagens etc..

Todo este sistema tem possibilidade de ser construído no Instituto de Física, baseado nas diversas experiências anteriores de construção de equipamentos de medida ao longo dos anos.

10. Referências

- [1] Keysight Technologies, “Digital Multimeters 34460A, 34461A, 34465A (6½ digit), 34470A (7½ digit)”, *Data Sheet*, 2016. [Online]. Disponível: <http://www.keysight.com/main/redirector.jsp?action=obs&nid=1058513.3.00&lc=eng&cc=US&ckey=2318052&pubno=5991-1983EN<ype=LitStation&ctype=EDITORIAL&ml=eng>. [Acessado: 14/10/2016].
- [2] Keithley, “2182A Nanovoltmeter”, *datasheet*. [Online]. Disponível: <http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/2182A-15912.pdf>. [Acessado: 11/10/2016].
- [3] Tektronix, “Scalable Performance Oscilloscopes DPO70000SX Series”, *Datasheet*, 2016. [Online]. Disponível: http://www.tek.com/sites/tek.com/files/media/media/resources/DPO70000SX-Digital-Oscilloscope-Datasheet-55W3066213_Rev1.pdf. [Acessado: 11/10/2016].
- [4] G. Edwards, “A simple superconducting chopper amplifier for use in magnetic fields”, *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, vol. 4, pp. 299–300, 1971.
- [5] M. N. Baibich, “Thermopower and Resistivity of Binary Metallic Glasses”, Tese, McGill University, 1982.
- [6] A. B. Antunes, “Medidas de Transporte Eletrônico Em Ligas Amorfas Ferromagnéticas”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, 1995.
- [7] M. N. Baibich, J. M. Broto, A. Fert, F. Nguyen Van Dau, F. Petroff, P. Etienne, A. Friederich, and J. Chazelas, “Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices”, *Physical review letters*, vol. 61, no. 001, pp. 2472–2475, 1988.
- [8] S. S. P. Parkin, M. Hayashi, and L. Thomas, “Magnetic domain-wall racetrack memory”, *Science (New York, N.Y.)*, vol. 320, no. 5873, pp. 190–4, Abr. 2008.
- [9] W. J. Gallagher and S. S. P. Parkin, “Development of the magnetic tunnel junction MRAM at IBM: From first junctions to a 16-Mb MRAM demonstrator chip”, *IBM Journal of Research & Development*, vol. 50 (1), pp. 5–24, 2006.
- [10] B. T. Jonker, G. Kioseoglou, A. T. Hanbicki, C. H. Li, and P. E. Thompson, “Electrical spin-injection into silicon from a ferromagnetic metal/tunnel barrier contact”, *Nature Physics*, vol. 3, no. 8, pp. 542–546, Jul. 2007.
- [11] R. Naaman and D. H. Waldeck, “Chiral-Induced Spin Selectivity Effect”, *The journal of physical chemistry letters*, vol. 3, no. 16, pp. 2178–87, Ago. 2012.
- [12] M. N. Baibich, “Comunicação Privada” 2017.
- [13] I. V. Bobkova and A. M. Bobkov, “Electrically controllable spin filtering based on superconducting helical states”, *PHYSICAL REVIEW B* 96, 224505, vol. 1, pp. 1–13, 2017.

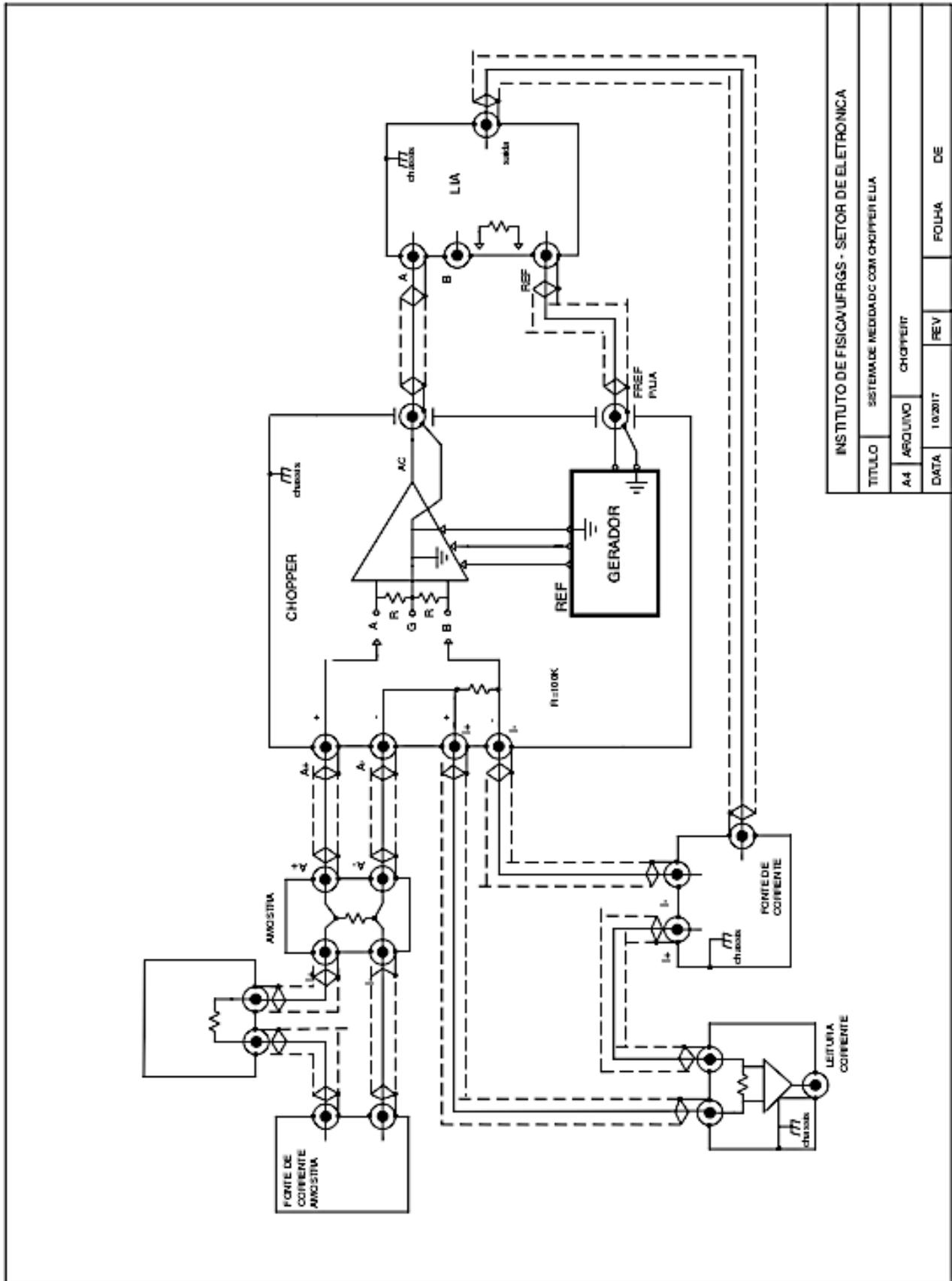
- [14] B. Göhler, V. Hamelbeck, T. Z. Markus, M. Kettner, G. F. Hanne, Z. Vager, R. Naaman, and H. Zacharias, “Spin selectivity in electron transmission through self-assembled monolayers of double-stranded DNA”, *Science (New York, N.Y.)*, vol. 331, no. 6019, pp. 894–7, Fev. 2011.
- [15] K. Senthil Kumar, N. Kantor-Uriel, S. P. Mathew, R. Guliamov, and R. Naaman, “A device for measuring spin selectivity in electron transfer”, *Physical chemistry chemical physics : PCCP*, vol. 15, no. 42, pp. 18357–62, Nov. 2013.
- [16] L. G. Pereira, O. Boule, M. M. Sanchez, V. Cros, F. Petroff, and A. Fert, “Current-driven differential resistance phase diagram in nanopillars of NiFe / Cu / NiFe”, *Physica B*, vol. 384, pp. 33–35, 2006.
- [17] P. Horowitz and W. Hill, *The art of electronics*. Cambridge/New York: Cambridge University Press, 1980.
- [18] G. Palumbo and S. Pennisi, *Feedback Amplifiers Theory and Design*. New York/Boston/Dordrecht/London/Moscow: Kluwer Academic Publishers, 2002, pp. 78–81.

Apêndice I – Circuitos Detalhados

Figura A1: Circuito do Sistema completo, com as ligações entre os equipamentos detalhadas. Nesta figura pode-se observar que o sistema utiliza uma configuração de terra flutuante.

Figura A2: Circuito detalhado da chave MOSFET.

Figura A3: Circuito detalhado do gerador de sinal de referência.



INSTITUTO DE FISICA/UFGRS - SETOR DE ELETRONICA			
TITULO SISTEMA DE MEDIDA DC COM CHOPPER E LIA			
A4	ARQUIVO	CHOPPERIT	
DATA	10/2017	REV	FOLHA DE

Figura A1: Circuito do Sistema completo, com as ligações entre os equipamentos detalhadas. Nesta figura pode-se observar que o sistema utiliza uma configuração de terra flutuante.

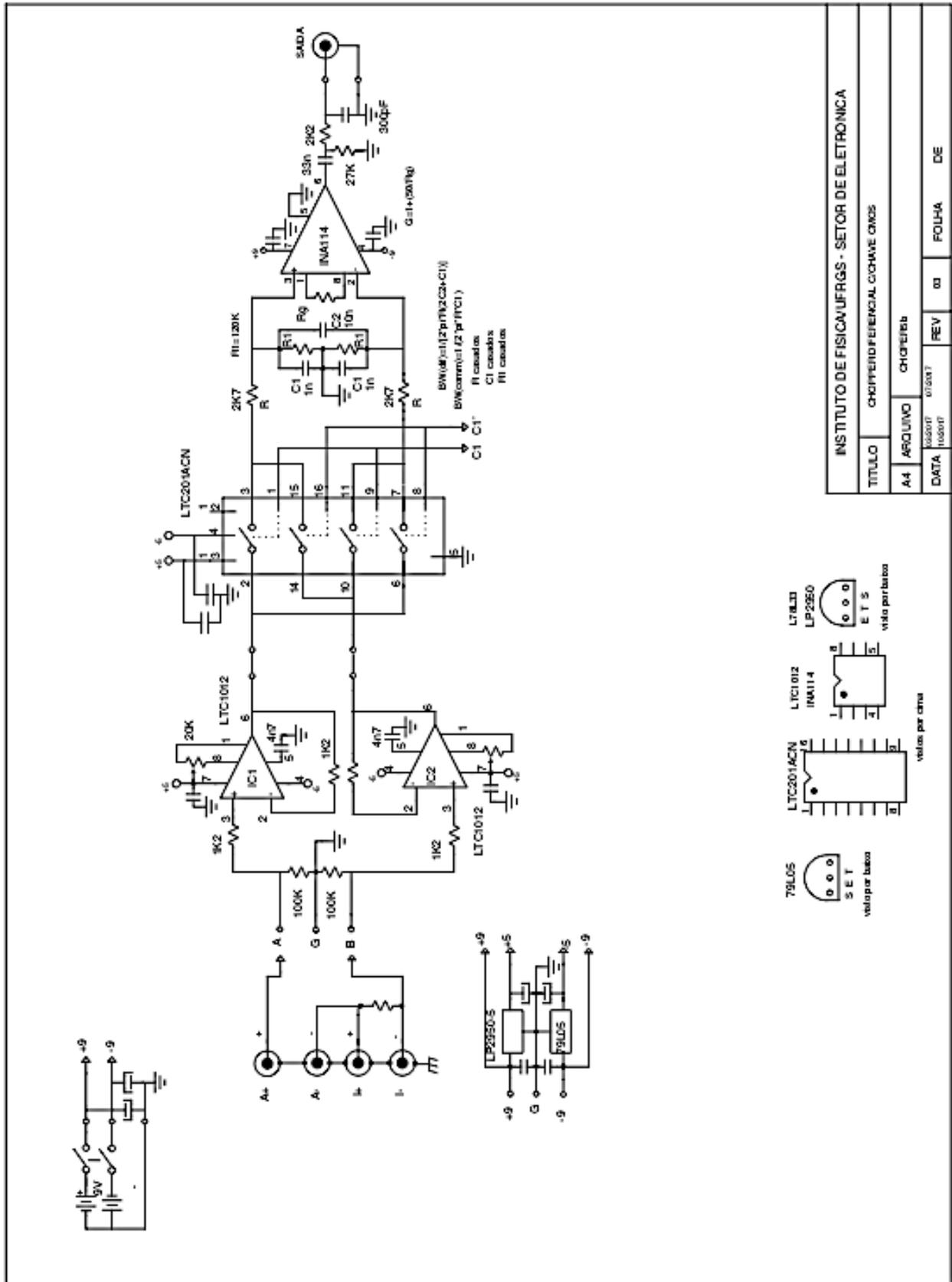


Figura A2: Circuito detalhado da chave MOSFET.

