

Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Trabalho de Diplomação em Engenharia Física

Sistema para medidas de magnetoimpedância até
600 MHz em baixas temperaturas e altos campos
magnéticos

Alessandra Scholl Sternberg
Orientador: Mario Norberto Baibich

Porto Alegre
2016

Alessandra Scholl Sternberg

Sistema para medidas de magnetoimpedância até 600 MHz em baixas temperaturas e altos campos magnéticos

Monografia apresentada pela acadêmica Alessandra Scholl Sternberg 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

2016

Agradecimentos

À Universidade Federal do Rio Grande do Sul e ao Instituto de Física, especialmente ao Laboratório de Supercondutividade e Magnetismo e ao Laboratório de Magnetismo. A ajuda dos professores e alunos que ali trabalham foram fundamentais, entre eles os professores Alexandre Viegas (UFSC), Sabrina Viegas, Paulo Pureur e os alunos Bruna Carlos, Ramón de Jesus e Pedro Henrique Fernandes.

Ao meu orientador Mario Baibich pelos constantes incentivos, conselhos e imensurável conhecimento, essenciais para o funcionamento deste projeto.

Ao Mauro Fin, do Setor da Eletrônica – IFUFRGS, sem o qual a implementação deste projeto não seria possível. Seus conhecimentos, dedicação e imensas habilidades foram fundamentais para todas as etapas desenvolvidas.

Resumo

Neste trabalho apresento a implementação de um sistema para medidas de magnetoimpedância em baixas temperaturas, altos campos magnéticos e com sinais de altas frequências para ser utilizado com o Sistema Magnético Supercondutor com Temperatura Variável (Cryomagnetics C-Mag Vari-9 Research System) e o UHGLI Lock-In Amplifier (600MHz) fabricado pela Zurich Instruments, no laboratório de Supercondutividade e Magnetismo do IF-UFRGS. Para tal, fez-se a total caracterização do sistema e seus componentes e, a partir destes, o projeto e implementação de uma linha de transmissão e porta amostras adequados para utilização dentro do criostato do equipamento fornecido e testes do sistema completo. Foi necessário considerar as dificuldades enfrentadas ao lidar com sistemas em altas frequências, como distorção, reflexão e perdas de sinal. Por estes motivos, sistemas de casamento de impedâncias foram implementados no próprio porta amostras para possibilitar as medidas. Devido à indisponibilidade de operação do criostato do equipamento da Cryomagnetics até o término deste projeto, construímos um sistema próprio para testes em baixas temperaturas. Dessa maneira, este sistema completo foi testado até os limites de 600 MHz em frequência, 165 K em temperatura e 5 kOe em campo magnético.

Abstract

This project presents the implementation of a magnetoimpedance measurement system that operates in conditions of low temperature, high magnetic fields and using high frequency signals. The system will be used alongside the Cryomagnetics C-Mag Vari-9 Research System (Superconducting Magnet System with Variable Temperature Insert) and the UHGLI Lock-In Amplifier (600 MHz) made by Zurich Instruments, available at the Laboratório de Supercondutividade e Magnetismo do IF-UFRGS. To implement the project, it was necessary to totally characterise the system and its components and, based on that, to project and implement an appropriate transmission line and sample holder to be used inside the equipment's cryostat, and to test the completed system. We had to take into account the difficulties faced when dealing with high frequency systems, such as signal distortion, reflection and losses. For this reason, impedance matching devices were implemented in the sample holder itself. Since the Cryomagnetics equipment was unavailable by the time this project had to be finished, we built a different device to conduct testing at low temperatures. Therefore, the complete set-up was tested in conditions going up to 600MHz in frequency, down to 165 K in temperature and up to 5 kOe in magnetic field.

Sumário

Agradecimentos	3
Resumo	4
Abstract	5
Objetivo	7
Introdução	8
Teoria	12
Modelo de uma Linha de transmissão	12
Análise de campos em uma linha de transmissão.....	14
Terminação na linha de transmissão.....	15
Gerador conectado à linha de transmissão.....	15
Linhas de transmissão comuns.....	16
Sintonizadores/Casadores de impedância	17
Metodologia e Instrumentação.....	18
Caracterização do sistema Cryomagnetics	18
Confecção do suporte a fixação da linha de transmissão	27
Design da linha de transmissão e sua fabricação	28
Medidas da variação da tensão e da corrente na amostra	37
Design do sistema de casamento de impedâncias e sua implementação.....	37
O sistema de medidas de magnetoimpedância	40
Sistema para possibilitar medidas em baixas temperaturas.....	42
Resultados	43
Medidas em temperatura ambiente	43
Medidas em baixas temperaturas.....	46
Comparação entre temperatura ambiente e baixas temperaturas	48
Conclusões e sugestões para aprimoramento do projeto	50
Referências.....	52

Objetivo

Com o objetivo de utilizar o novo Sistema Magnético Supercondutor com Temperatura Variável do Laboratório de Supercondutividade e Magnetismo do IF-UFRGS para medidas de magnetoimpedância, desenvolvemos a tecnologia necessária para essa aplicação. Isto inclui uma linha de transmissão para um sistema que é capaz de operar em frequências entre 0 e 600 MHz, um sistema para medida da corrente que passa pela amostra, incluindo o necessário “casamento de impedâncias” em todos estágios entre a amostra e o sistema desenvolvido.

O sistema completo é capaz de realizar medidas de impedância/magnetoimpedância em uma ampla faixa de frequências, ajustável à medida desejada. As propriedades do material em estudo e o tipo de medida que se pretenda realizar determinarão, em suma, a faixa de frequências a ser usada e com quais condições se fará essa medida.

As seguintes metas fundamentais foram definidas para atingir o objetivo proposto.

1. Determinação das características do “Superconducting Magnet System with Variable Temperature Insert”, fabricado por Cryomagnetics Inc., instalado no laboratório de Supercondutividade e Magnetismo do Instituto de Física da UFRGS, em relação aos requisitos de medidas em frequências elevadas;
2. Construção e teste de uma linha de transmissão para medida das amostras no criostato, juntamente com a construção e teste de um sistema de casamento de impedâncias que permita o funcionamento adequado do sistema;
3. Construção e teste de um sistema capaz de medir a corrente que passa pela amostra, dado que apenas a tensão é medida diretamente;
4. Determinação das características de amostras típicas a serem estudadas;
5. Caracterização do sistema completo, para determinar suas capacidades e limitações.

Para a realização do projeto foram utilizados equipamentos de medida e caracterização, infraestrutura oferecida pela Universidade, e equipamentos diversos, como o Lock-in Amplifier (UHGLI Lock-in Amplifier, 600 MHz, 1.8 GSamples/s) fabricado pela Zurich Instruments e o Analisador de Rede ZVB12 (Vector Network Analyser, 10MHz-14GHz) fabricado pela Rohde & Schwarz.

Introdução

Desde 1995, medidas de magnetoimpedância ganharam muito destaque com a descoberta do fenômeno de magnetoimpedância gigante. Neste fenômeno se observa uma grande variação da impedância em materiais devido à aplicação de campos magnéticos externos [1]. A partir dessa descoberta, inúmeras aplicações puderam ser desenvolvidas, tornando essa área de pesquisa bastante ativa nos últimos anos. Entre as utilizações tecnológicas do efeito estão sensores de campo magnético, sensores (magnéticos também) para a eletrônica de controle de motores automotivos, microfones, medidores de elongação, entre outros [2, 3, 4, 5].

Seguindo o exemplo do fenômeno de magnetorresistência gigante [6], pode-se prever que características de magnetoimpedância e magnetorresistência contribuirão ainda mais para o desenvolvimento de tecnologias, visto que a cada dia busca-se transmissão de dados mais rápida e sistemas mais eficientes. Desse modo, trabalhar em frequências cada vez mais altas é uma tendência nada mais que natural para o futuro da tecnologia. Por exemplo, em tecnologia de computadores a comunicação de dados ocorre a frequências muito elevadas, e o conhecimento a respeito de propriedades de materiais em operações nessa faixa de frequências é fundamental para o desenvolvimento da tecnologia. Este é o caso, por exemplo, da leitura e escrita de dados em um disco rígido, mas principalmente nos estágios de processamento distribuído ou, ainda, em telefonia celular.

Em medidas de magnetoimpedância, a profundidade em que um campo eletromagnético penetra em um determinado material é governada pela frequência desse campo, assim como pelas características resistivas e de permeabilidade apresentadas pelo material. Portanto, medidas em frequências altas estão associadas a uma grande variação na profundidade de penetração do campo, resultando em grandes variações na impedância apresentada pelo material [7]. Alguns laboratórios desta Universidade vêm fazendo esforços para avançar nessa direção, sempre tentando ampliar os limites da detecção e controle das condições de medida, assim como dos materiais e estruturas utilizadas. É assim que encontramos vários instrumentos e equipamentos adaptados à pesquisa em altas frequências proposto neste trabalho. Em geral, no entanto, as medidas são feitas à temperatura ambiente (ou muito próximo desta) e os campos externos aplicados são relativamente reduzidos.

Para o desenvolvimento desta área científica em nossos laboratórios, usaremos o Sistema Magnético Supercondutor com Temperatura Variável [8] recentemente instalado no Laboratório de Supercondutividade e Magnetismo do Instituto de Física da UFRGS. Este sistema, capaz de controlar temperaturas entre 2 e 430 K (aproximadamente) e campos magnéticos entre 0 e ± 9 T, veio adaptado com cabos coaxiais criogênicos para medidas em altas frequências, permitindo a montagem de um sistema capaz de medidas de magnetoimpedância a baixas temperaturas e campos magnéticos

controlados. Porém, medidas dessa natureza envolvem dificuldades experimentais ligadas a sistemas que operam em altas frequências, como mostramos a seguir.

Quando um sistema de medidas tem dimensões da ordem do comprimento de onda do sinal que está sendo medido, cuidados especiais devem ser tomados. Isso ocorre pois, quando se quer enviar um sinal de um gerador a uma carga, se a distância que o sinal deve percorrer é pequena o suficiente, pode-se considerar que o sinal chega instantaneamente à carga. Entretanto, no caso em que o sinal deva ser transmitido em uma distância mais longa, o sinal pode ser substancialmente atrasado até que chegue à referida carga [9, 10].

Para determinar se estamos lidando com uma distância de transmissão do sinal longa ou curta, deve-se atentar para os seguintes parâmetros: dimensões do sistema de transmissão e frequência do sinal transmitido (e, conseqüentemente, o comprimento de onda do sinal transmitido). Em operações utilizando a frequência da rede de alimentação (60 Hz) o comprimento de onda (λ) é aproximadamente 5×10^6 m, considerando que a onda viaje à velocidade da luz. Mesmo em materiais em que os sinais viajem a velocidades mais baixas, não há necessidade de utilizar uma teoria de linhas de transmissão a não ser que o sinal esteja sendo transmitido a mais de centenas de quilômetros de distância. Agora, em frequências como 100 MHz, o comprimento de onda de uma onda que viaja à velocidade da luz é de 3 m e, em 600 MHz (nosso limite neste projeto), é de 0,5 m. Dessa maneira vemos que, nessas frequências e com comprimentos de cabos (dentro e fora do criostato) da ordem de metros, a teoria de linhas de transmissão é fundamental para que o sistema opere adequadamente.

Numericamente, observa-se atraso em sinais no caso em que a distância em que o sinal está sendo transmitido é maior ou da ordem do comprimento de onda do sinal. Por exemplo, no caso em que se quer transmitir um sinal de 'A' a 'B'. O sinal em A pode ser descrito como $V_o \cos(\omega t)$ e o sinal em B será $V_o \cos(\omega(t + \Delta t))$, sendo Δt o tempo que o sinal leva para viajar de A até B, que é definido como:

$$\Delta t = (\text{distância entre A e B}) / (\text{velocidade de propagação do sinal}) \quad [\text{Eq 01}]$$

Assim, haverá um atraso ("*delay*") no sinal quando houver variação significativa na fase do sinal, o que ocorre para situações em que a distância entre A e B é da ordem ou maior do que o comprimento de onda do sinal transmitido. O atraso é dado por:

$$\text{Atraso} = \omega [(\text{distância entre A e B}) / (\text{velocidade de propagação do sinal})] \quad [\text{Eq 02}]$$

Como em frequências altas o comprimento de onda é pequeno, qualquer sistema em laboratório se torna grande o suficiente para que a teoria de linhas de transmissão seja necessária.

Além do atraso em sinais, observa-se concomitantemente a reflexão, perda de potência e dispersão de sinais quando lidamos com teoria de linhas de transmissão. Por isso, um detalhe como o “casamento de impedâncias” para a máxima transmissão de potência do sinal é fundamental para evitar reflexão do sinal, conseqüentemente interferência do sinal com sua reflexão, distorção do sinal, perdas e introdução de ruídos. Isso tudo acontece visto que um condutor em altas frequências não se comporta mais como um condutor comum: há que se considerar que este passa a apresentar uma reatância associada [9, 10, 11]. Isso se aplica tanto à linha de transmissão como à amostra que se quer medir. Para que haja transferência máxima de potência com o mínimo de sinal refletido, deve-se ter a impedância da fonte do sinal igual à da carga. Ou seja, deve-se conhecer as impedâncias características da fonte, da linha de transmissão e da carga para uma transmissão efetiva de sinal.

Este trabalho de diplomação teve como motivação, portanto, entender e proporcionar meios de realizar medidas em uma faixa ajustável de frequências desejadas para as amostras. Isso inclui a completa caracterização do sistema e projeto adequado de uma linha de transmissão, incluindo um sistema de casamento de impedâncias. Mais especificamente, exploramos a faixa entre 0 e 600 MHz, na qual os equipamentos disponíveis para a realização de medidas conseguem operar.

É válido salientar que medidas elétricas em frequências suficientemente altas para que a teoria de linha de transmissão seja necessária ganham enfoque em várias pesquisas científicas atuais, não apenas em medidas de magnetoimpedância. Isso acontece pelo fato de que a maioria das medidas de propriedades dos materiais deve ser feitas na faixa de radiofrequências ou frequências ainda mais altas [7]. Medidas em radiofrequência permitem determinar, por exemplo, a permissividade de materiais dielétricos, perda dielétrica, índice de refração e o coeficiente de absorção (parte complexa do índice de refração) e susceptibilidade magnética de materiais magnéticos, entre outros. Essas medidas se tornam essenciais com a crescente importância em telecomunicações e design e especificação de componentes de circuitos [12].

Outro fato é que, em altas frequências, é possível obter um ganho maior para o mesmo sistema, bem como uma maior largura de banda. Além disso, uma variedade de ressonâncias moleculares, atômicas e nucleares ocorrem em altas frequências, o que pode proporcionar várias aplicações para medidas de interesse [7]. Por este motivo, vê-se que sistemas capazes de funcionar nessas frequências são muito interessantes para a caracterização de materiais e aplicações relacionadas à transmissão de sinais.

Todo o conhecimento desenvolvido neste projeto é, também, de importância estratégica, já que pode ser aplicado em todas as áreas citadas acima. Também, entender e saber interpretar medidas de impedância é fundamental para caracterização de qualquer sistema ou amostra que se queira usar.

Medidas de impedância consistem em fazer passar um sinal AC ao longo do material condutor e medir a diferença de potencial sobre o material em estudo. A impedância depende da geometria da amostra, da frequência da corrente, além da resistividade elétrica e permeabilidade magnética do material. Pode-se usar um amplificador sensível à fase (“Lock-in Amplifier” – LIA) para determinar as componentes da impedância ao medir as componentes defasadas 90° uma em relação à outra. Os LIA usam detecção sensível à fase para extrair a componente do sinal em frequência e fase bem determinadas, de forma que ruídos de frequências diferentes daquelas de referência são rejeitados, em princípio não afetando a medida. Por este motivo utilizamos o Amplificador Lock-in da Zurich Instruments recentemente adquirido pelo Instituto de Física especificamente para permitir medidas entre 0 e 600 MHz na montagem do sistema de medidas de magnetoimpedância [13].

Teoria

Ao se trabalhar com teoria de guias de onda e linhas de transmissão, deve-se atentar para o fato de que a magnitude de tensão e corrente e a fase do sinal podem variar sobre todo o comprimento da linha. Para entender esse comportamento, faz-se análise dos campos eletromagnéticos nas linhas de transmissão a partir das equações de Maxwell e suas soluções [9].

Neste capítulo revisamos as teorias de linhas de transmissão, iniciando com um modelo para sua representação, seguindo para a análise de campos presentes em uma linha de transmissão arbitrária. Assim, podemos avaliar como acontece a transmissão do sinal quando uma carga e um gerador são adicionados à linha.

A seguir, apresentamos algumas guias de onda e linhas de transmissão comuns em aplicações diversas e cálculos e especificações da linha de transmissão escolhida para o desenvolvimento deste projeto. Por fim, neste capítulo também tratamos dos sintonizadores que podem ser usados para casamento de impedâncias nos sistemas em que estamos trabalhando.

Modelo de uma Linha de transmissão

Para iniciar o estudo, consideramos uma linha ideal para facilitar a análise de campos elétrico e magnético nela presentes. Várias geometrias de linha são possíveis, entretanto todas podem ser representadas por um único modelo, devido à estrutura similar. As linhas de transmissão são constituídas de, no mínimo, dois condutores e um meio dielétrico que os separam.

A representação esquemática de uma linha de transmissão é mostrada na figura 1.a. Linhas de transmissão são representadas por dois fios, já que são compostas por, pelo menos, dois condutores. As definições de tensão e corrente são representadas em uma seção infinitesimal de linha de transmissão (Δz). Pode-se representar o circuito equivalente na figura 1.b, definindo-se:

R – Resistência devido à condutividade finita do condutor individual

L – Indutância total dos dois condutores

C – Capacitância de fuga devida à proximidade dos condutores

G – Perda dielétrica no material entre os condutores

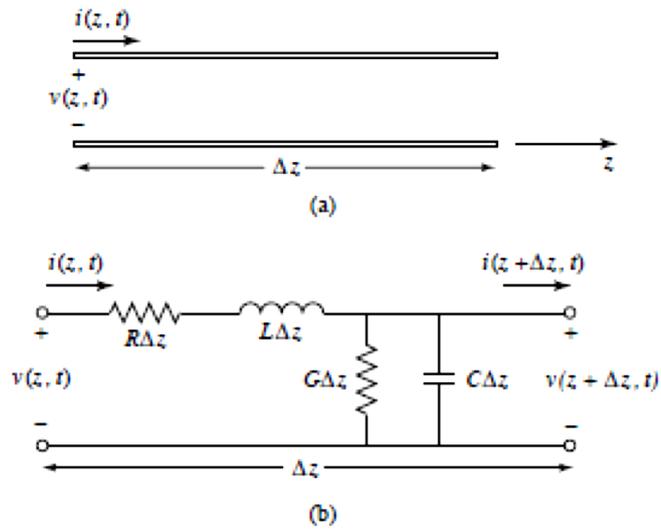


Figura 1- Modelo de uma linha de transmissão. (a) Representação esquemática da linha de transmissão. (b) circuito equivalente de uma linha de transmissão [9].

A partir desse modelo, pode-se utilizar as leis de Kirchhoff de tensão e corrente para obter equações diferenciais no domínio do tempo para as equações de linhas de transmissão, conhecidas como Equações de Telégrafo [9], que são as equações 03 e 04.

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad [\text{Eq 03}]$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad [\text{Eq 04}]$$

Transformando-as em equações no domínio da frequência:

$$\frac{\partial v(z)}{\partial z} = -(R + j\omega L)I(z) \quad [\text{Eq 05}]$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C)V(z) \quad [\text{Eq 06}]$$

Para se calcular a propagação de ondas nas linhas de transmissão, basta resolver simultaneamente as equações de telégrafo de forma a obter definições para tensão e corrente na linha considerada. Ao se definir a constante de propagação (γ) podemos analisar componentes de atenuação (α) e componentes oscilatórias da propagação da onda (β), que dependem dos materiais utilizados, frequência do sinal e geometrias da linha de transmissão.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad [\text{Eq 07}]$$

Sabendo também que a impedância é dada pela razão tensão/corrente, encontramos a impedância característica.

$$Z_0 = \frac{R+j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \quad [\text{Eq 08}]$$

A impedância característica depende, portanto, dos parâmetros físicos e materiais da linha de transmissão. Se ela for real, significa que a corrente e a tensão estão em fase.

Análise de campos em uma linha de transmissão

Podemos achar os parâmetros da linha RLGC a partir da análise de campos em uma linha de transmissão genérica mostrada na figura 2.

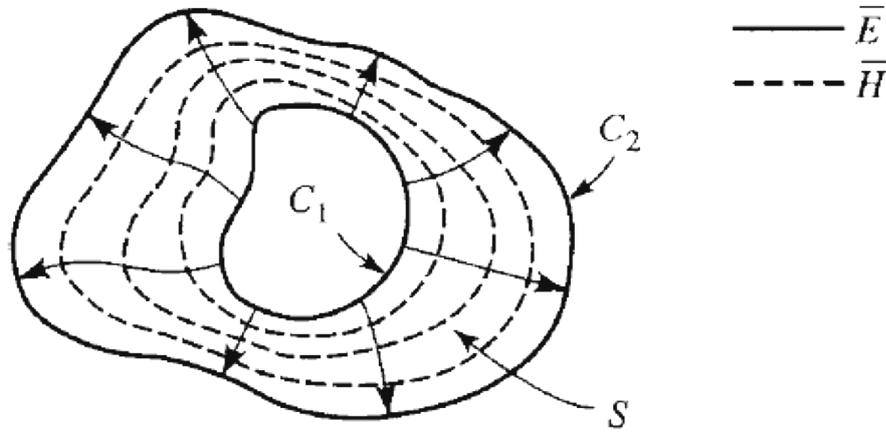


Figura 2- Campos elétrico (E) e magnético (H) em uma linha de transmissão genérica. C_1 e C_2 são condutores e S é o dielétrico entre eles [9].

$$L = L' \Delta z; L' = \frac{\mu}{|I_0|^2} \int_S H \cdot H * ds \left[\frac{H}{m} \right] \quad [\text{Eq 09}]$$

$$C = C' \Delta z; C' = \frac{\epsilon}{|V_0|^2} \int_S E \cdot E * ds \left[\frac{F}{m} \right] \quad [\text{Eq 10}]$$

$$R = R' \Delta z; R' = \frac{R_S}{|I_0|^2} \int_{C_1+C_2} H \cdot H * dl \left[\frac{\Omega}{m} \right] \quad [\text{Eq 11}]$$

$$G = G' \Delta z; G' = \frac{\omega \epsilon''}{|V_0|^2} \int_S E \cdot E * ds \left[\frac{S}{m} \right] \quad [\text{Eq 12}]$$

E, a partir disso, ao derivar novamente as equações de telégrafo, obtendo o mesmo resultado mostrado anteriormente. Então, usando o vetor de Poynting, definido como $P = \frac{1}{2} \int_S \vec{E} \times \vec{H} d\vec{s}$, determinamos o fluxo de potência na linha, que é transmitido no sentido do comprimento da linha de transmissão. Os resultados mostram que o fluxo de potência em uma linha de transmissão ocorre via os campos elétricos e magnéticos entre os dois condutores, ou seja, a potência não é transmitida através dos condutores [9].

Terminação na linha de transmissão

Quando uma onda viaja numa linha de transmissão, ela pode ser caracterizada pela sua razão tensão/corrente, que é a impedância característica da linha. Quando a linha possui em sua terminação uma carga com impedância diferente (Z_L – Impedância da carga), a razão tensão/corrente deve mudar quando o sinal chega ao final da linha, e por isso surge uma onda refletida para satisfazer a condição de continuidade, situação representada na figura 3.

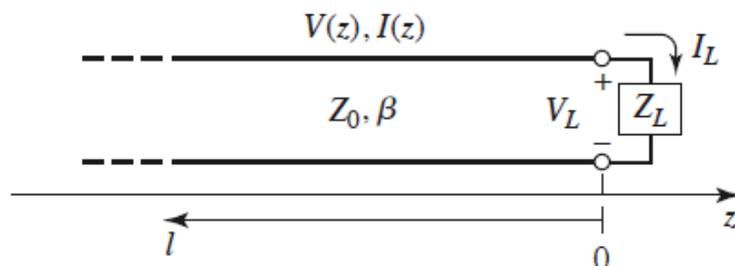


Figura 3- Linha de transmissão genérica com uma carga (load) em sua terminação [9].

O coeficiente de reflexão (Γ) pode ser definido como a razão entre a amplitude da tensão da onda refletida e a da onda incidente ou a razão da amplitude da corrente refletida (negativa) e a da corrente incidente.

$$\Gamma = \frac{V_o^-}{V_o^+} = -\frac{I_o^-}{I_o^+} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \quad [\text{Eq 13}]$$

Quando o coeficiente de reflexão é diferente de zero, ou seja, há reflexão na conexão entre a linha e a carga, haverá interferência entre o sinal incidente e o sinal refletido na linha, de forma que a magnitude da corrente e da tensão não serão constantes no comprimento da linha. Isto significa que $V = V(z,t)$ e $I = I(z,t)$.

Em algumas situações, a onda refletida e a incidente interferem de modo a formar uma onda estacionária na linha de transmissão. Nesse caso, quanto maior o coeficiente de reflexão, maior será a diferença entre o máximo e mínimo da tensão na linha. Com essa informação, podemos definir a razão das ondas estacionárias (*Standing Wave Ratio* – SWR) [9].

$$SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad [\text{Eq 14}]$$

Gerador conectado à linha de transmissão

Da mesma maneira que pode haver reflexão quando há uma carga conectada a uma linha de transmissão, o gerador com uma impedância (Z_g) pode causar interferência no sinal transmitido, como mostrado na figura 4.

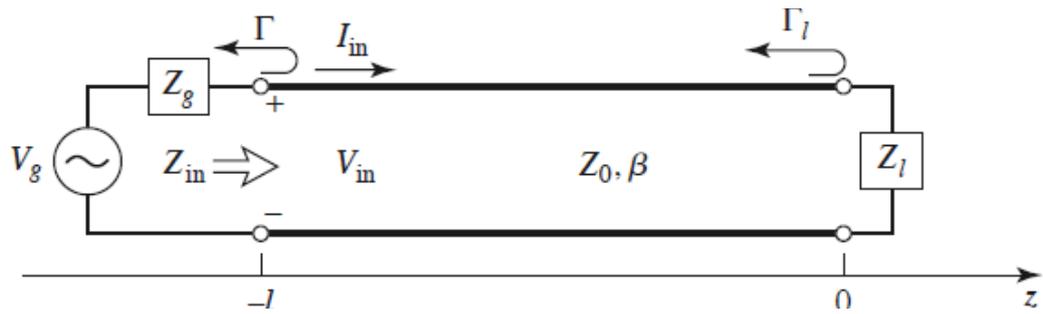


Figura 4 - Linha de transmissão conectada a uma carga e a um gerador [9].

Para que haja casamento de impedância com o gerador, é necessário que Z_g seja igual a impedância de entrada (Z_{in}) da linha de transmissão.

Linhas de transmissão comuns

Linhas de transmissão podem ter diversas geometrias possíveis, cada uma com suas vantagens e desvantagens. Elas são feitas de dois ou mais condutores e suportam transmissão de ondas eletromagnéticas transversais. As linhas de transmissão mais comuns são [9]:

- Linha de fios paralelos
- Linha de placas paralelas
- Linha coaxial
- Stripline
- Microstrip Line

Uma comparação entre as linhas citadas é feita na tabela 1, de acordo com suas características.

Característica	Linha Coaxial	Stripline	Microstrip line
Dispersão	Não	Não	Baixa
Largura de Banda	Alta	Alta	Alta
Perdas	Médias	Altas	Altas
Tamanho físico	Grande	Médio	Pequeno
Facilidade de fabricação	Médio	Fácil	Fácil
Facilidade de integração	Difícil	Médio	Fácil

Tabela 1 - Comparação entre linhas de transmissão comumente utilizadas [9].

Para calcular a impedância característica de uma linha de transmissão, basta achar expressões para a tensão e corrente dentro da linha e calcular a impedância característica a partir de sua definição, a razão V/I . A solução para as expressões de tensão e corrente é calculada a partir dos campos eletromagnéticos da linha, que podem ser obtidos resolvendo a equação de Laplace ($\nabla^2\Phi(x, y) = 0$) com as condições de contorno adequadas para cada linha. Basicamente, a impedância característica depende das dimensões das linhas e dos materiais de que são feitas. Com estas características também se podem determinar o coeficiente de atenuação (α). [9]

Neste projeto, as dimensões da linha são um parâmetro muito importante a ser considerado, visto o pequeno espaço disponível para a instalação da linha de transmissão dentro do criostato. Além disso, deve ser considerada a facilidade de integração ao sistema do laboratório e a de fabricação da linha, para que esta possa ser feita em nossos laboratórios e com materiais facilmente disponíveis. Os materiais a serem utilizados na sua fabricação devem ter resposta adequada em baixas temperaturas, visto que a linha será posicionada dentro do criostato do sistema. Bons condutores térmicos são desejados para garantir a uniformidade da temperatura da amostra em estudo levando em consideração o resfriamento do criostato.

Sintonizadores/Casadores de impedância

Para obter a condição de casamento de impedâncias podem-se utilizar sintonizadores de impedância. Isto é desejável visto que, nessa condição, há máxima potência transmitida, a melhor razão sinal/ruído e redução de erros de amplitude e fase no sinal.

Ao escolher o sistema de casamento de impedâncias, deve-se considerar uma série de fatores. A complexidade do sistema de sintonizador, a largura de banda de funcionamento, a facilidade de implementação e a capacidade de ajuste, se desejada, devem ser consideradas ao se projetar o sistema de casamento de impedâncias. Entre os sistemas mais comumente usados estão [9]:

- Rede resistiva
- Sistema de capacitores e indutores
- *Single-stub tuning*
- *Double-stub tuning*
- Transformadores de quarto de onda
- Transformadores multi-seção

Cada um destes sistemas possui vantagens e desvantagens que devem ser analisadas para que se faça a escolha adequada. Também vale lembrar que elementos passivos são preferíveis a elementos ativos para facilitar o controle do sistema e garantir sua estabilidade.

Metodologia e Instrumentação

Neste capítulo são apresentados os métodos e instrumentos utilizados para a realização de cada uma das etapas do projeto apresentadas como metas.

Caracterização do sistema Cryomagnetics



Figura 5- Esquema do sistema criogênico com o tubo que é inserido no criostato [8].

O sistema [8] instalado no Laboratório de Magnetismo e Supercondutividade do Instituto de Física da UFRGS pode ser descrito em separado por componentes. Há um criostato com sistema de controle de temperatura de alta precisão, que permite medidas em temperaturas de 2 a 430 K com controle simultâneo do campo magnético aplicado de até ± 9 Tesla. Este criostato é feito de alumínio pintado compatível com um ímã (solenóide) supercondutor. Há um sensor de temperatura (PT-100) instalado no sistema de proteção para radiação térmica e um sensor de temperatura de óxido de rutênio instalado no ímã supercondutor para monitorar a temperatura do sistema e evitar superaquecimento que danifique o sistema. O tubo que é inserido no criostato tem diâmetro de 2 polegadas, o que proporciona um espaço de trabalho interno para as amostras de aproximadamente 49 mm. Ao final do tubo há um estágio revestido em ouro para o porta amostras.

Este sistema proporciona a estrutura necessária para diferentes tipos de medidas em amostras variadas. Para medidas de magnetoimpedância, é interessante a adaptação de cabos e conectores de alta frequência. Acompanham o equipamento 4 cabos coaxiais criogênicos com conectores SMA na parte superior do tubo que é inserido no criostato, que seguem até o porta amostras na parte inferior do tubo.

Como esses cabos são uma adaptação ao projeto do equipamento, eles não foram claramente especificados no manual do instrumento. Isso trouxe a necessidade de medidas da impedância característica desses cabos em função da frequência. Isso é necessário pois esses cabos atuam como linhas de transmissão e deveriam ser ligados à linha de transmissão projetada para as medidas aqui propostas, para que se possa projetar a linha de transmissão adequada para ser a estes conectada.

Uma das caracterizações dos cabos foi feita usando o sistema instalado no Laboratório de Magnetismo do IF-UFRGS com o equipamento ZVB14 Vector Network Analyser fabricado pela Rohde & Schwartz [14]. Este sistema permite fazer medidas entre 10 MHz e 14 GHz de componentes ativos ou passivos. Com ele foram feitas medidas em diferentes configurações para determinar as características dos cabos. Foram analisados tanto os cabos fornecidos pela Cryomagnetics acompanhando o equipamento, quanto cabos coaxiais tipo C fabricados pela Lakeshore [15] que, a princípio, utilizaríamos apenas para testes, mas que acabaram se tornando nossa única opção, pelo motivo que apresento a seguir.

Para as medidas dos cabos fornecidos pela Cryomagnetics, conectamos o terminal SMA de cada cabo do sistema Cryomagnetics a uma porta de saída do sistema analisador; um sinal foi então inserido nos cabos criogênicos por caracterizar, a partir de um cabo previamente caracterizado. Pudemos analisar o comportamento da impedância de entrada, da fração de sinal refletido e fração de sinal transmitido em função da frequência do sinal inserido no cabo.

Abaixo, mostro um diagrama das medidas do cabo com uma terminação do cabo ligada ao analisador de rede e a outra terminação em aberto (análoga a ter uma impedância infinita conectada).

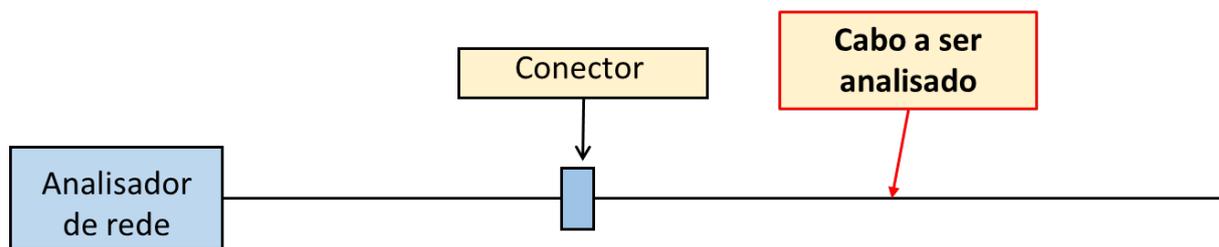


Figura 6- Diagrama esquemático da medida.

Usando esse analisador encontramos os resultados mostrados a seguir nas figuras 7 e 8.

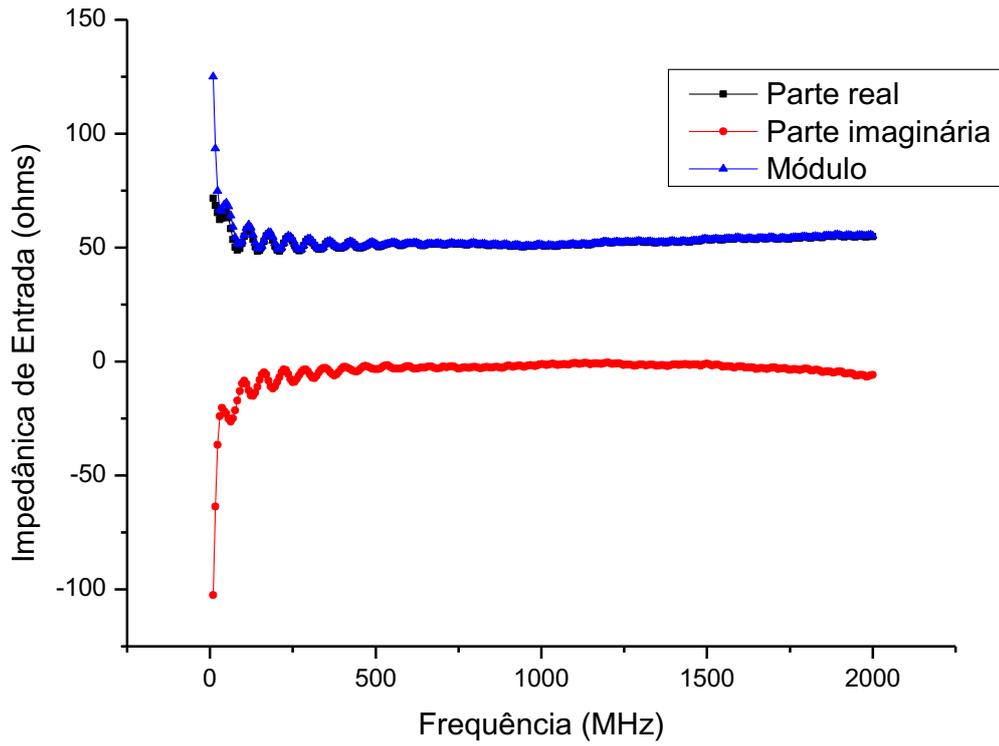


Figura 7- Medida com o cabo com terminação em aberto.

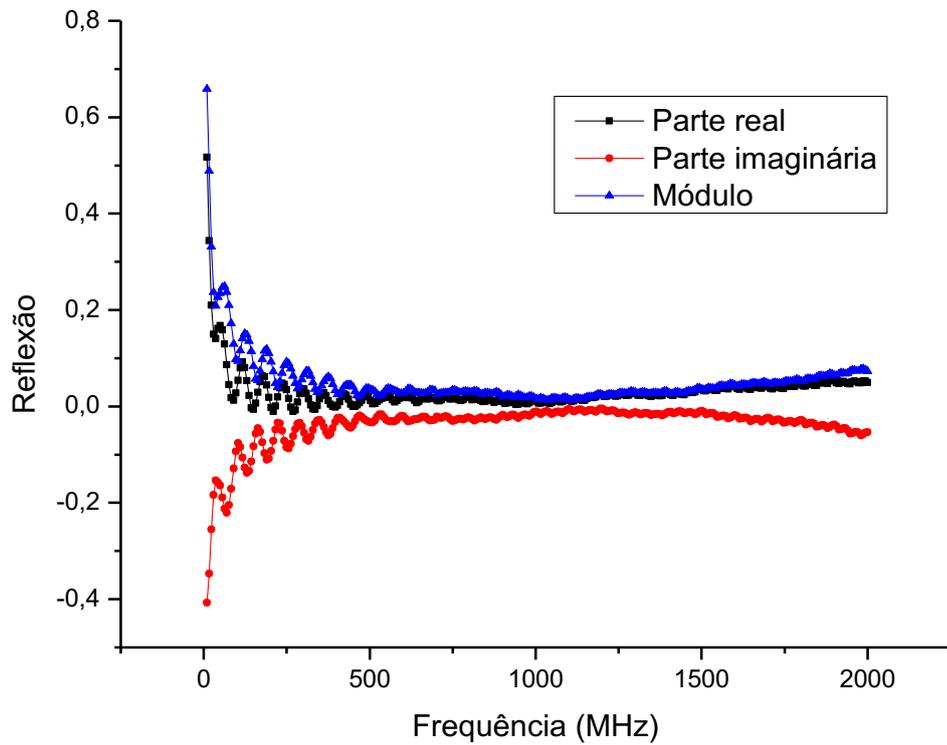


Figura 8- Fração do sinal refletido quando o cabo tem sua terminação em aberto.

Com o mesmo cabo, fizemos outra medida, desta vez conectando ambas as suas terminações no analisador de rede. O cabo está em circuito fechado, e um sinal pode passar por ele. Os resultados são mostrados nas figuras 9 e 10.

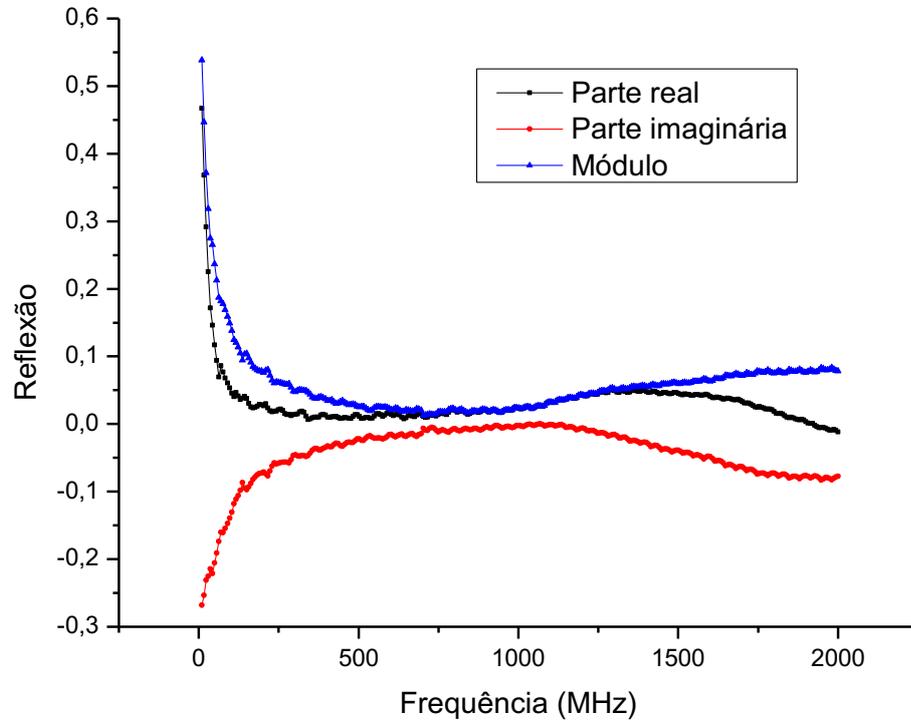


Figura 9- Fração do sinal refletido em medida feita com o cabo em circuito fechado (sinal entra em um lado do cabo e sai pelo outro).

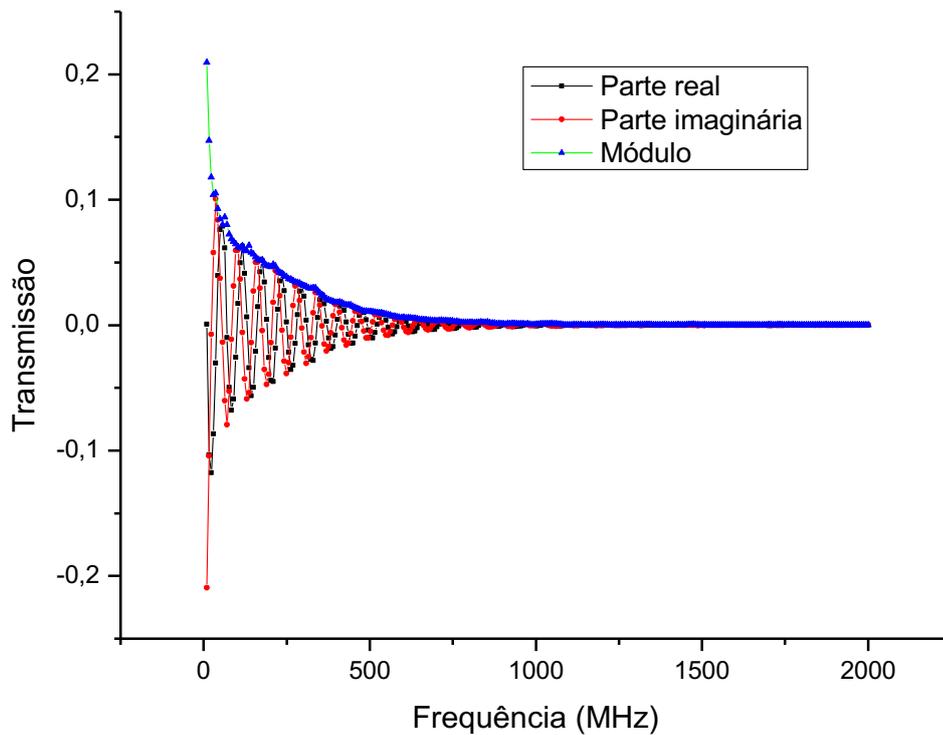


Figura 10- Fração do sinal transmitido em medida com o cabo em circuito fechado.

Vê-se que, para o cabo em circuito fechado, tanto a fração de sinal transmitido, como a de sinal refletido estão próximas de zero, nas figuras 9 e 10. Isso mostra que o sinal está sendo fortemente atenuado nesse cabo, e que estes cabos estão longe do ideal para medidas de magnetoimpedância. Isso se dá principalmente pelo fato de eles apresentarem altos valores de resistência e capacitância associadas. Após os surpreendentes resultados vistos nas medidas no analisador de rede, medimos a resistência e a capacitância desses cabos com um multímetro e encontrou-se resistência associada de 130Ω e capacitância de 160 pF em medidas de baixa frequência. Em altas frequências, as impedâncias associadas à resistência e capacitância do fio aumentam cada vez mais, fazendo com que a atenuação nestes cabos torne as medidas praticamente impossíveis.

Para solucionar esse problema e tornar as medidas possíveis, os cabos tiveram de ser substituídos por cabos da Lakeshore (tipo C), que apresentam uma impedância característica de 50Ω e baixas atenuações para aplicações em altas frequências [15]. Entretanto, os cabos disponíveis para nossa aplicação já tinham sido utilizados anteriormente em outros sistemas e, lamentavelmente, erroneamente armazenados, enrolados de forma a introduzir diversas dobras em seu comprimento. Isso não é o adequado para medidas de altas frequências, porque uma dobra no cabo causa uma pequena distorção nos diâmetros dos materiais internos do mesmo, tanto do condutor quanto do dielétrico, bem como uma distorção da capa de blindagem. Isso altera localmente a impedância e pode causar reflexões de sinal [16]. Por essa razão, esses cabos também foram caracterizados da mesma maneira que os cabos que acompanhavam o equipamento da Cryomagnetics.

As medidas dos cabos da Lakeshore foram feitas usando o mesmo protocolo anteriormente descrito. Novamente, analisamos a impedância de entrada, na figura 11, fração de sinal refletido e transmitido nos cabos, nas figuras 12, 13 e 14. Primeiramente, mediu-se com uma terminação do cabo ligada ao analisador de rede e a outra terminação em aberto.

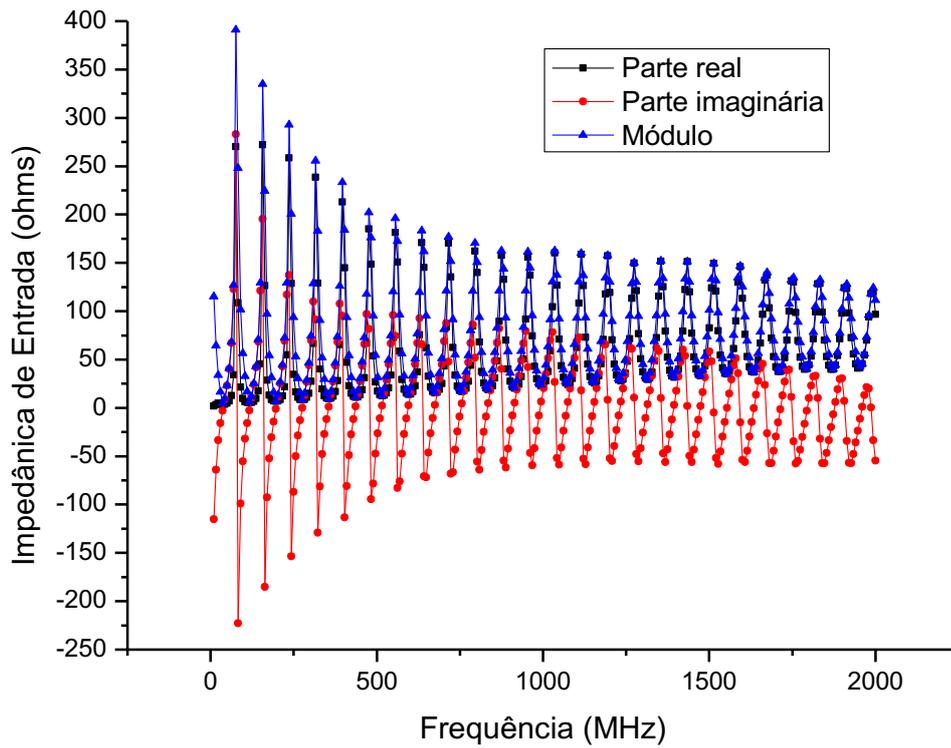


Figura 11- Medida com o cabo com terminação em aberto.

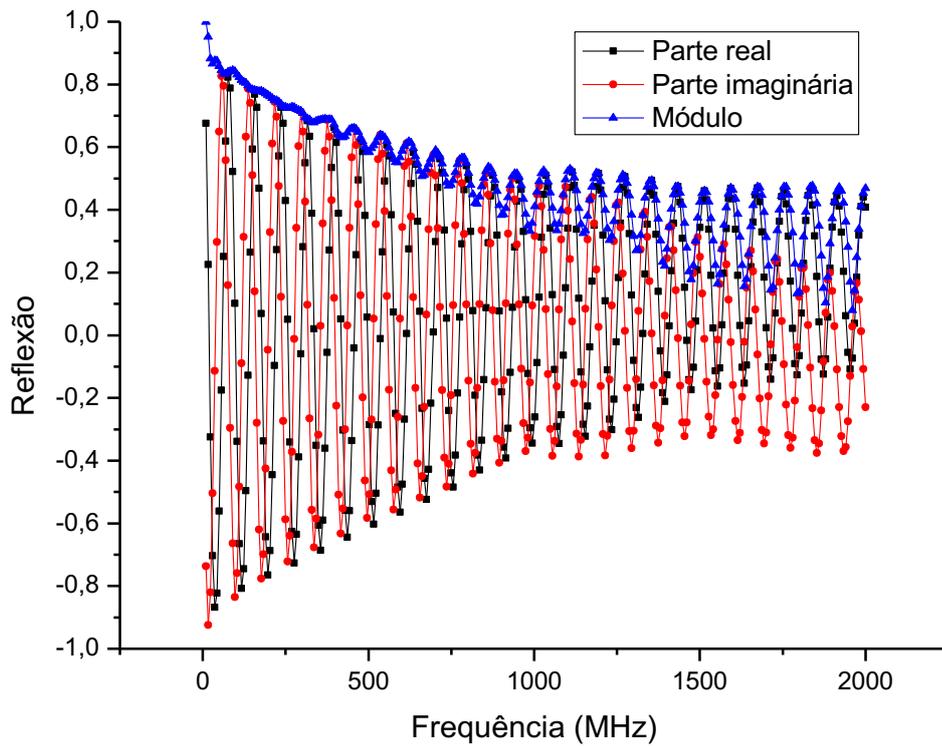


Figura 12- Fração do sinal refletido quando o cabo tem sua terminação em aberto.

A seguir, nas figuras 13 e 14, mostro as medidas com o cabo em circuito fechado, onde as duas terminações do cabo se ligam ao analisador de rede.

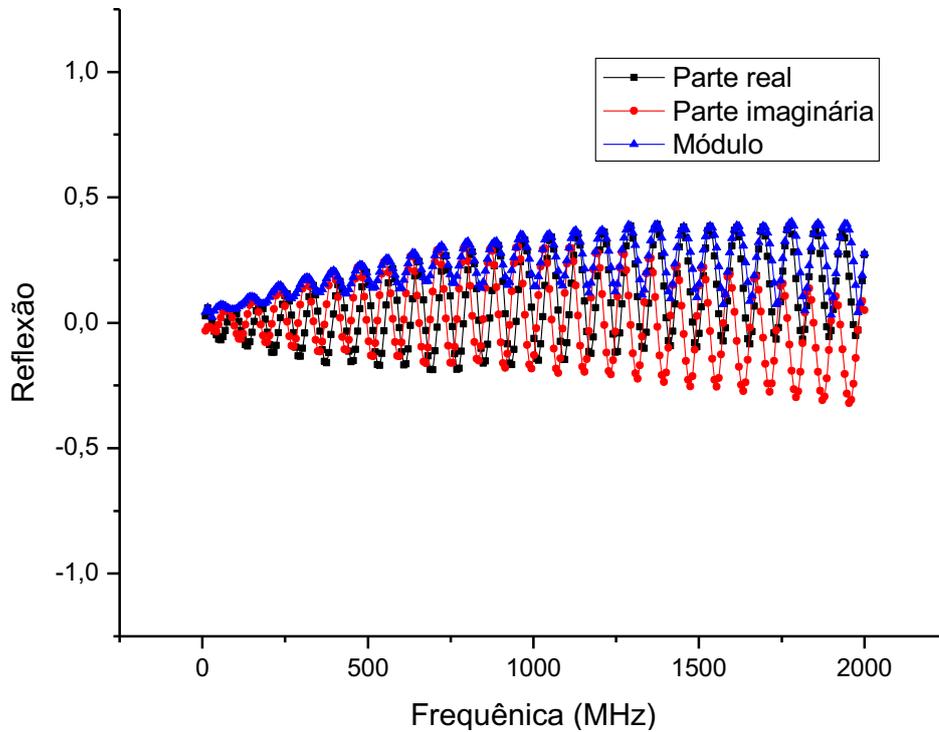


Figura 13- Fração do sinal refletido em medida feita com o cabo em circuito fechado (sinal entra em um lado do cabo e sai pelo outro).

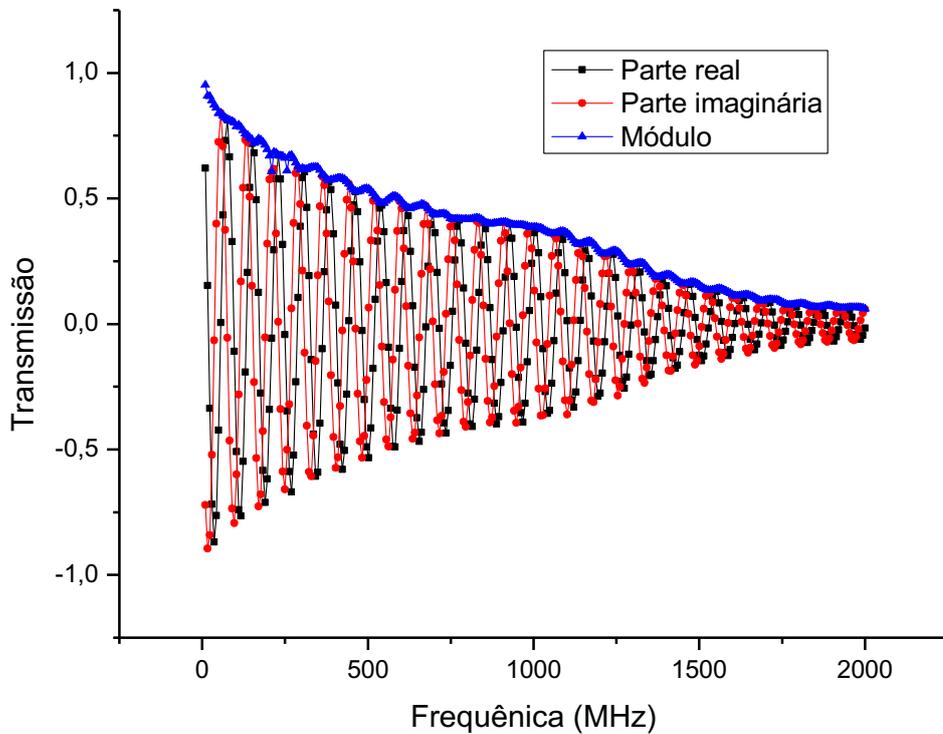


Figura 14- Fração do sinal transmitido em medida com o cabo em circuito fechado.

Diferentemente do comportamento dos cabos fornecidos pela Cryomagnetics, os cabos da Lakeshore não atenuam completamente o sinal neles injetado. Isso pode ser visto nas medidas com o cabo em terminação em aberto, na figura 12, onde grande parte do sinal é observada na reflexão, e também nas medidas em circuito fechado, nas figuras 13 e 14, onde a reflexão fica perto de zero e a transmissão perto de um. Vale a pena lembrar que essa caracterização foi feita com medidas até 2 GHz, entretanto nossas medidas são limitadas a 600 MHz pelo Lock-in Amplifier utilizado. Vemos que há mais atenuação do sinal em mais altas frequências, mas até 600 MHz o comportamento é adequado para a obtenção de medidas confiáveis de impedância e magnetoimpedância.

Há oscilações nos gráficos que não são completamente entendidas, mas que acredito serem causadas pelo modo de medida. Um primeiro fator é a questão de que as medidas foram feitas a partir de uma varredura de frequências (não foi medida frequência por frequência individualmente). Por conta do atraso nos sinais refletidos ao final do cabo, estes interferem com sinais incidentes de novas frequências e causam as oscilações. Além disso, as medidas foram feitas sem qualquer sistema de blindagem eletromagnética.

Para medir a **impedância característica** dos cabos, usou-se o gerador de pulsos modelo PG501 Pulse Generator (Tektronix) ligado a um osciloscópio digital modelo TDS2024B (Tektronix). O método se baseia no simples fato de que, quando há casamento de impedância na terminação do cabo, não há sinal refletido. Assim, ajusta-se uma resistência na terminação do cabo analisado, até que a reflexão do pulso observado no osciloscópio é eliminada. A impedância característica do cabo é, então, de igual valor à da resistência conectada. Para este experimento utilizamos resistências SMD como carga de terminação, visto seu bom comportamento em altas frequências. O pulso utilizado tem largura de 10 ns, ou seja, sinal inserido nos cabos corresponde a 50 MHz.

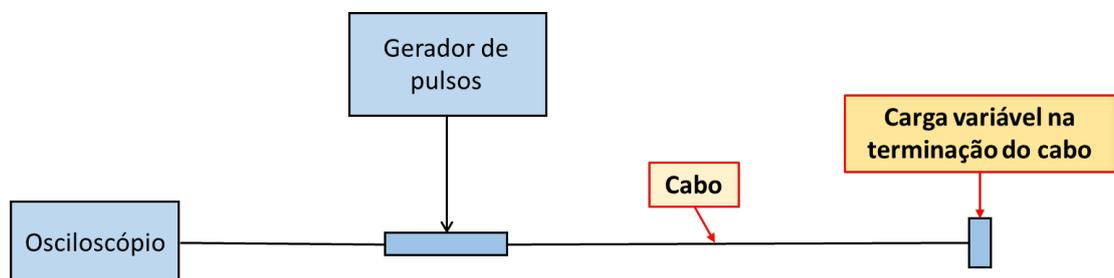


Figura 15- Esquemático da medida descrita.

A seguir, mostro fotos da tela do osciloscópio obtidas como resultado destas medidas, sempre na mesma escala de 100 mV por divisão no eixo Y e 10 ns por divisão no eixo X.

-Sem nenhum cabo conectado

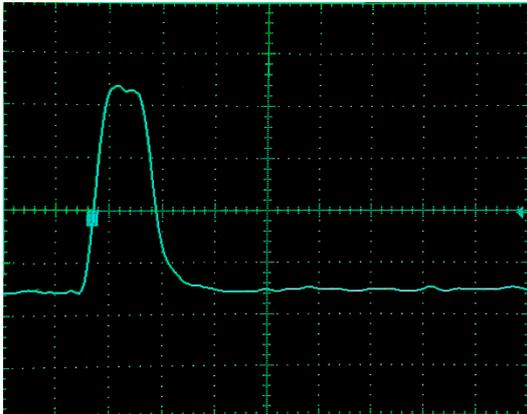


Figura 16 – Pulso puro inserido no cabo.

- Medidas do cabo Lakeshore tipo C

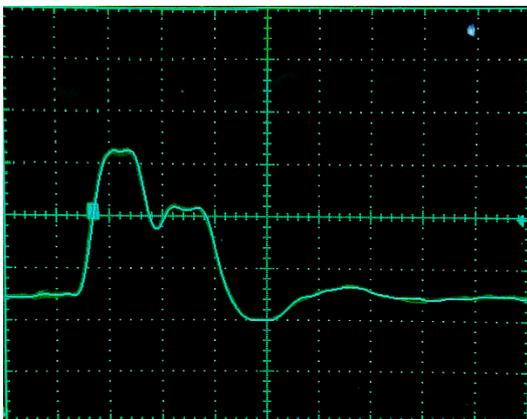


Figura 17 – Cabo Lakeshore tipo C com terminação em aberto (equivalente a uma resistência infinita conectada ao final do cabo, o que causa reflexão total do sinal inserido).

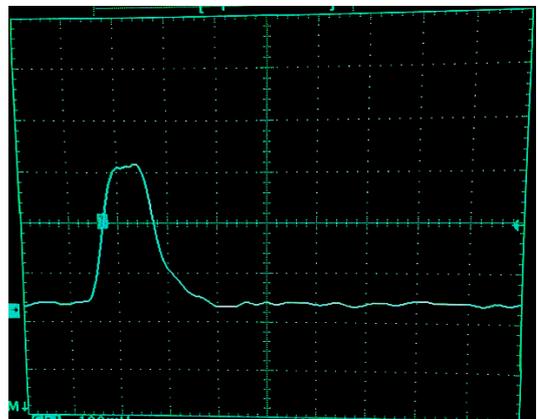


Figura 18 – Cabo Lakeshore tipo C com uma carga de $50\ \Omega$ em sua terminação, fazendo com que não haja sinal refletido.

- Medidas no cabo Cryomagnetics

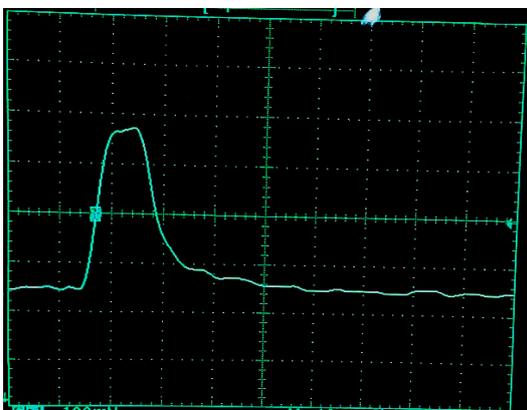


Figura 19 – Cabo Cryomagnetics com terminação em aberto (equivalente a uma resistência infinita conectada ao final do cabo, o que causa reflexão total do sinal inserido).

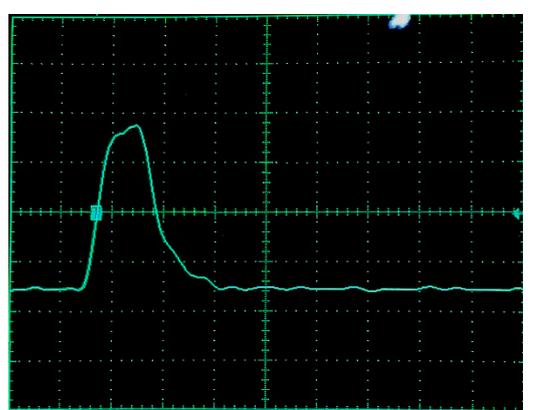


Figura 20 – Cabo Cryomagnetics com uma carga de $50\ \Omega$ em sua terminação.

Pelas figuras 17 e 18, vê-se que o cabo tipo C da Lakeshore claramente possui uma impedância característica de 50Ω , visto que a reflexão do sinal é completamente eliminada quando uma carga desse valor é colocada em sua terminação. Já o cabo fornecido pela Cryomagnetics apresenta um comportamento peculiar de atenuar completamente o sinal, de forma que, mesmo com o cabo em aberto, como visto na figura 19, o sinal refletido em sua terminação é virtualmente impossível de ser detectado. Desta forma, não é possível determinar a impedância característica do cabo devido às suas características de atenuação. Isso corrobora a decisão de substituir os cabos fornecidos pelo fabricante pelos cabos tipo C da Lakeshore disponíveis no laboratório.

Portanto, no prosseguimento deste projeto, os cabos que acompanhavam o equipamento foram substituídos por cabos criogênicos com melhor comportamento.

Confecção do suporte a fixação da linha de transmissão e amostra

O sistema criostático não veio dotado de sistema para fixação de amostras, portanto isso foi, em parte, desenvolvido neste projeto. Com o objetivo de implementar uma solução fácil e reprodutível, escolhemos contatos-padrão para circuitos integrados com aproximadamente 1,5 cm entre os lados para a criação dos porta amostras. Esses contatos são, a nosso ver, adequados, já que são fabricados para operações de circuitos integrados em altas frequências, além do fato de seguirem um padrão comercial/industrial consagrado e facilmente encontrados no comércio local.

Assim, um sistema de contatos para circuitos integrados foi soldado ao final dos cabos coaxiais do sistema criogênico para proporcionar a fácil instalação da linha de transmissão e da amostra, que são, assim, facilmente removíveis caso necessário. Este tipo de solução permite a fácil inserção e remoção da linha de transmissão que serve de porta amostras para as medidas de magnetoimpedância, permitindo que outros usuários possam utilizar o mesmo equipamento sem grande necessidade de adaptações do sistema, ou até mesmo realizar medidas em paralelo, visto que nosso sistema ocupa relativamente pouco espaço dentro do criostato.

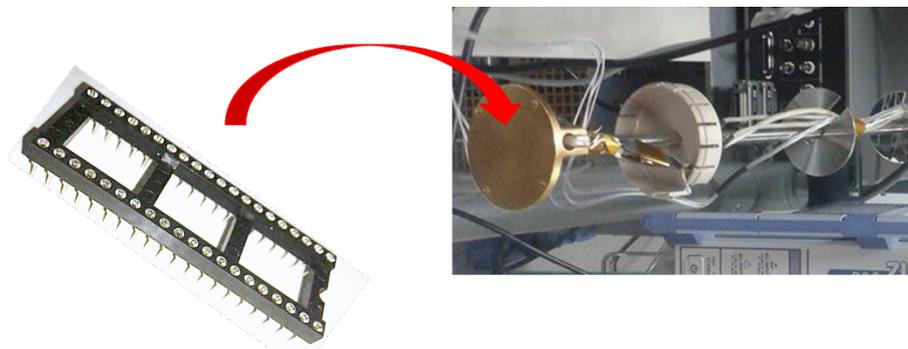


Figura 21- Figura ilustrativa dos tipos de contatos que serão usados e onde serão fixados no sistema que é inserido no criostato.

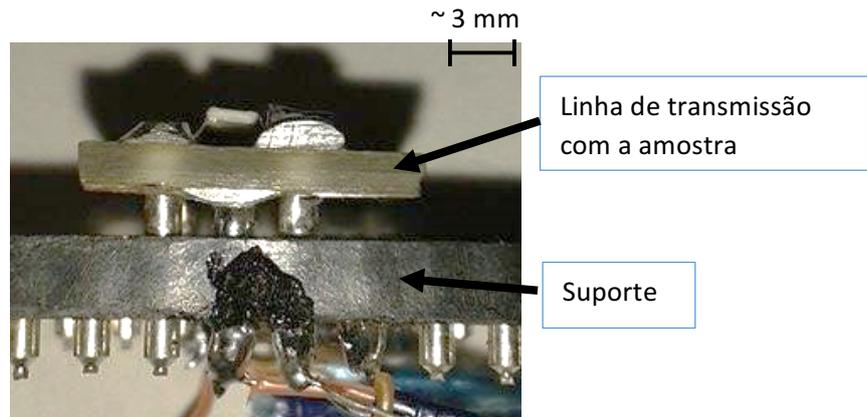


Figura 22- Detalhe do encaixe da linha de transmissão no suporte.

Design da linha de transmissão e sua fabricação

A linha de transmissão escolhida foi do tipo “microstrip line”, já que é uma linha com excelentes respostas para sinais com frequências entre 10 MHz e 600 MHz, que é a faixa de operação dos equipamentos utilizados neste projeto. Ela também é facilmente miniaturizada e integrada com elementos passivos e ativos. Com os materiais adequados, esta linha apresenta baixa atenuação de sinal, além de permitir um design compacto e de simples fabricação quando comparado a outros tipos de linha. A estrutura dessa linha é mostrada na figura 23.

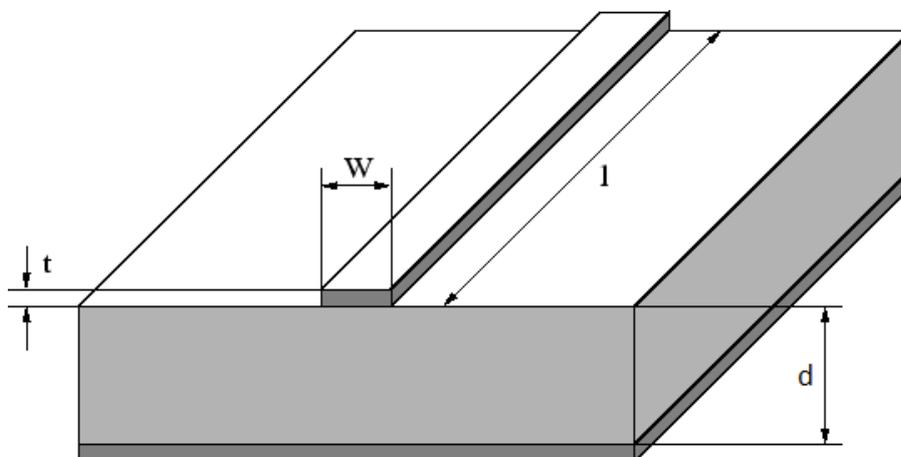


Figura 23- Representação de uma linha de transmissão tipo microstrip, onde ‘W’ é a largura do condutor superior, ‘l’ é o comprimento da linha, ‘t’ é a espessura dos condutores, ‘d’ é a espessura do dielétrico [17].

Para descrever esta linha, utilizam-se aproximações quase-estáticas a fim de calcular os campos magnético e elétrico na linha. Esses campos são mostrados na figura a seguir.

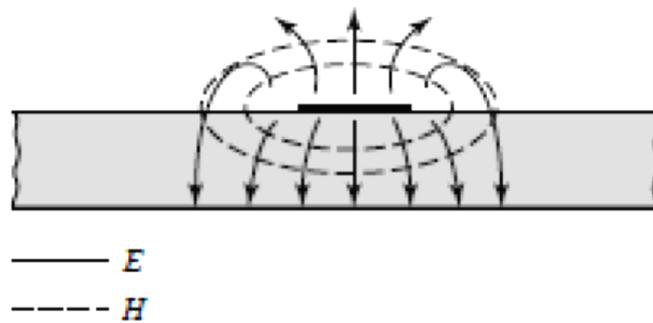


Figura 24 - Representação dos campos elétrico (E) e magnético (H) na linha de transmissão tipo microstrip [9].

A partir da constante dielétrica relativa do dielétrico entre os condutores, pode-se definir, na equação 15, uma constante dielétrica efetiva da linha (ϵ_e) para fins de cálculo. Nesse caso, considera-se que a constante dielétrica acima da linha é 1.

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12d}{W}}} \quad [\text{Eq 15}] [9]$$

Usa-se a constante dielétrica efetiva, pois a presença do dielétrico apenas entre os condutores dificulta os cálculos, visto que parte das linhas de campo estão dentro do dielétrico que separa os condutores e parte das linhas de campo estão na região acima do substrato (com ar ou algum gás).

A interface entre ar (ou vácuo, ou gás a variadas pressões) e substrato gera uma condição difícil para expressar os campos elétrico e magnético. Para solucionar isso, aproxima-se a geometria real da linha a uma estrutura equivalente. Nessa estrutura, o substrato possui uma constante dielétrica efetiva ϵ_e de valor entre $0 < \epsilon_e < \epsilon_r$ e pode ser considerado como um meio homogêneo que engloba tanto o meio dielétrico abaixo do condutor superior, como a parte acima da linha, como mostrado abaixo.

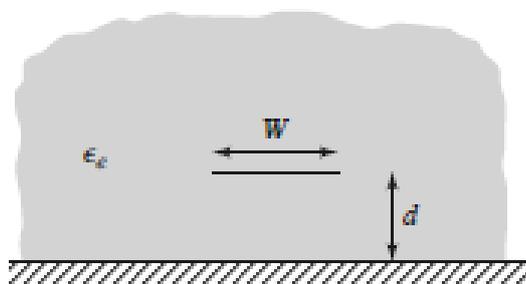


Figura 25- Representação da linha de transmissão microstrip considerando o dielétrico como um meio homogêneo de permissividade relativa ϵ_e [9].

Portanto, a constante dielétrica efetiva pode ser interpretada como a constante dielétrica de um meio homogêneo que substitui equivalentemente o ar (ou gás, ou vácuo) e a região dielétrica da linha microstrip. Deste modo podemos achar a velocidade de fase (v_p) e constante de propagação de sinais na linha (β) em função da constante dielétrica efetiva (ϵ_e), velocidade da luz (c) e número de onda (k)

$$v_p = c/\sqrt{\epsilon_e} \quad [\text{Eq 16}] \quad \beta = k\sqrt{\epsilon_e} \quad [\text{Eq 17}]$$

Assim, a partir destas aproximações quase-estáticas, as soluções para a transmissão de ondas eletromagnéticas na linha podem ser obtidas resolvendo a equações de Laplace com condições de contorno adequadas, como descrito anteriormente:

$$\nabla^2\Phi(x, y) = 0; \quad 0 < x < W \text{ e } 0 < y < d \quad [\text{Eq 18}]$$

Achando as expressões para tensão e corrente dentro da linha, podemos achar a impedância característica com a razão V/I . Como este cálculo envolve funções matemáticas complicadas, os mesmos resultados podem ser encontrados computacionalmente a partir do ajuste de curvas à solução exata [9]. A fórmula resultante para a impedância característica é

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{para } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e \left[\frac{W}{d} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1444 \right) \right]}} & \text{para } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \quad [\text{Eq 19}]$$

Onde

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{para } \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{para } \frac{W}{d} > 2 \end{cases}$$

[Eq 20]

e

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad [\text{Eq 21}]$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad [\text{Eq 22}]$$

Determinando os materiais, portanto, podem-se encontrar soluções para as dimensões da linha microstrip. Para facilitar os cálculos, há programas disponíveis na Internet que calculam as

dimensões da linha com as expressões acima, uma vez dados os materiais e características desejadas. O programa usado neste projeto foi o TXLINE: Transmission Line Calculator (disponível em [18]), que é um programa que permite que o usuário entre com características físicas ou elétricas para linhas de transmissão comuns para calcular as dimensões e estrutura da linha. A interface do programa (veja abaixo) é de fácil utilização.

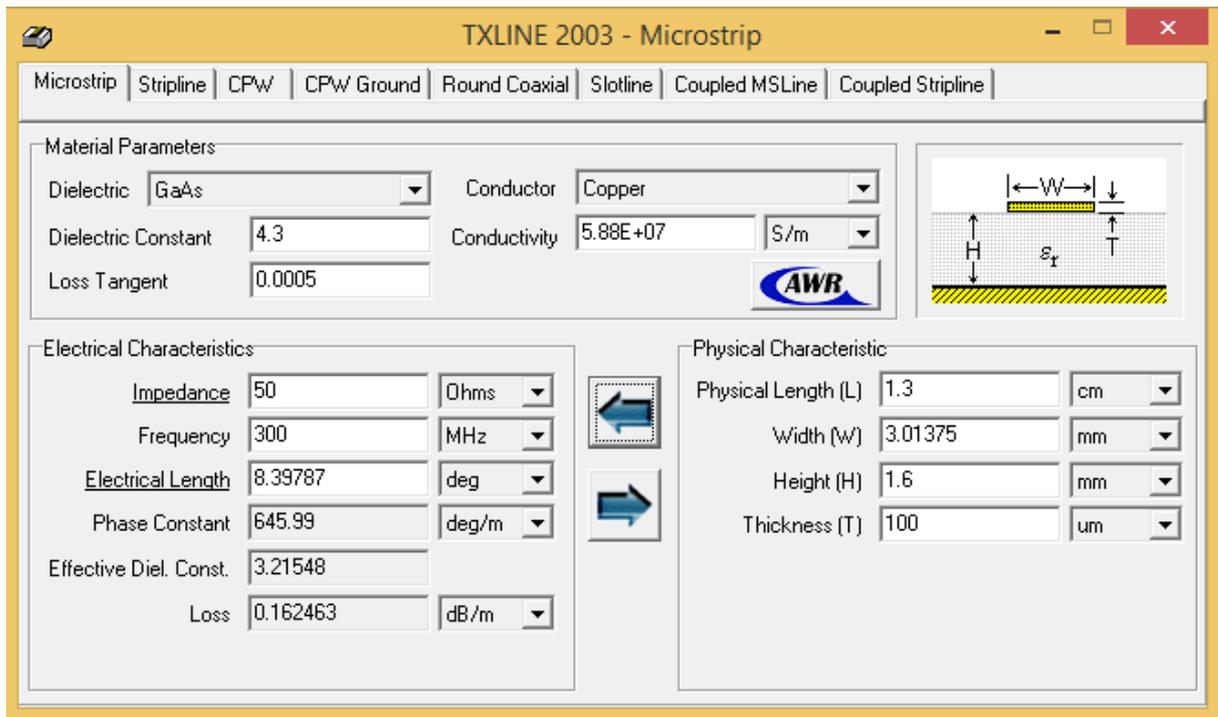


Figura 26- Interface do programa TXLINE.

Em uma primeira abordagem, as linhas de transmissão foram produzidas utilizando placas comerciais para fabricação de circuitos impressos. As placas escolhidas são, basicamente, uma placa de fibra de vidro de espessura de aproximadamente 1,6 mm com filme espesso de cobre (em torno de 1,5 μm de espessura) depositado em ambos os lados. A fibra de vidro tem constante dielétrica relativa de 4.3 [19], e esse valor foi utilizado para todos os cálculos de projeto das linhas utilizadas nesse projeto. Os valores da condutividade do cobre foram obtidas pelo próprio programa TXLINE [18]. A fabricação da linha básica fica então facilitada pois, após feito o projeto com as dimensões da linha, basta fazer, por meio de litografia óptica a partir de um projeto executado na linguagem TANGO-PCB¹, a corrosão do cobre a não ser utilizado da superfície de interesse, formando a linha desejada. Este método foi escolhido dada a facilidade de obtenção dos materiais necessários, que são comumente encontrados no comércio local. Por isso é um método muito acessível e simples de ser reproduzido. Isso foi uma característica essencial da linha, já que, como na construção de qualquer sistema,

¹ As bibliotecas utilizadas no programa foram criadas pelos próprios funcionários da Eletrônica/IF-UFRGS.

inúmeros testes são necessários, e, para isso, tivemos que confeccionar diversas linhas de transmissão.

Obviamente, em um sistema já bem estabelecido, onde não se precisa realizar diferentes testes seguidamente, pode-se optar por alternativas para a fabricação da linha microstrip. Um exemplo é uma linha feita com uma lâmina densa de Alumina como dielétrico central e ouro ou prata (ou até mesmo cobre) como condutores. A alumina seria um bom material para o projeto visto suas características de condução térmica (o que seria desejável num criostato) e sua baixa condutividade elétrica (essencial à definição da linha de transmissão). Para isso, o substrato de alumina pode ser recortado e polido para evitar imperfeições na superfície de deposição e, em seguida, depositar o condutor via sputtering. O recorte para o desenho da linha microstrip pode ser feito por fotolitografia, processo disponível no Laboratório de Microeletrônica do Instituto de Física da UFRGS. Assim, vê-se que para a utilização do sistema em sua plenitude, pode-se fabricar linhas de melhor qualidade seguindo os parâmetros do modelo que determino nesse projeto.

Dada a técnica preliminar escolhida para a fabricação da linha de transmissão, o design da linha pôde ser definido pelos seguintes parâmetros (vide novamente figura 23):

W	3.06 mm
H	1.6 mm
L	1.3 cm
t	1.5 μ m
Z_0	50 Ω

Tabela 2 - Parâmetros referentes à linha de transmissão projetada.

Lembrando que o condutor usado foi cobre (recoberto por estanho para evitar sua oxidação) e o dielétrico entre os condutores é fibra de vidro. Após a fabricação da linha, as dimensões reais foram medidas e sua impedância característica calculada com o programa TXLINE. Os resultados são os seguintes:

W	2.98 mm
H	1.6 mm
L	1.3 cm
t	1.5 μ m
Z_0	51,32 Ω

Tabela 3- Parâmetros referentes à linha de transmissão construída.

Foram soldados 6 contatos de circuito integrado na linha de transmissão para permitir sua conexão com o porta amostras, como demonstrado na figura 28. Quatro contatos estão no plano de terra e dois na linha de transmissão.

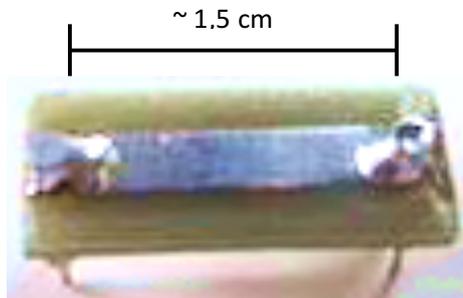


Figura 27- Linha de transmissão preliminar produzida em placa para circuito impresso.

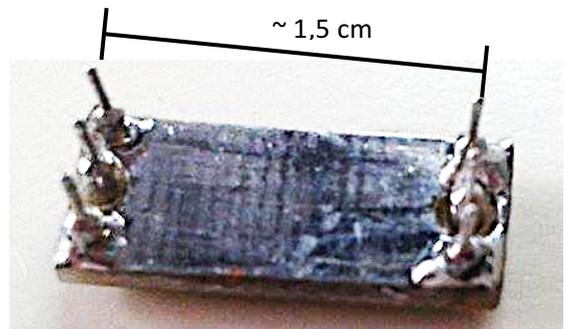


Figura 28- Plano de terra da linha de transmissão preliminar.

Com medidas análogas, uma segunda linha de transmissão, mostrada na figura 29, similar à primeira foi produzida e soldada em conectores SMA para que fosse possível fazer a análise do seu comportamento diretamente no Analisador de Rede, sem a necessidade de cabos extras.

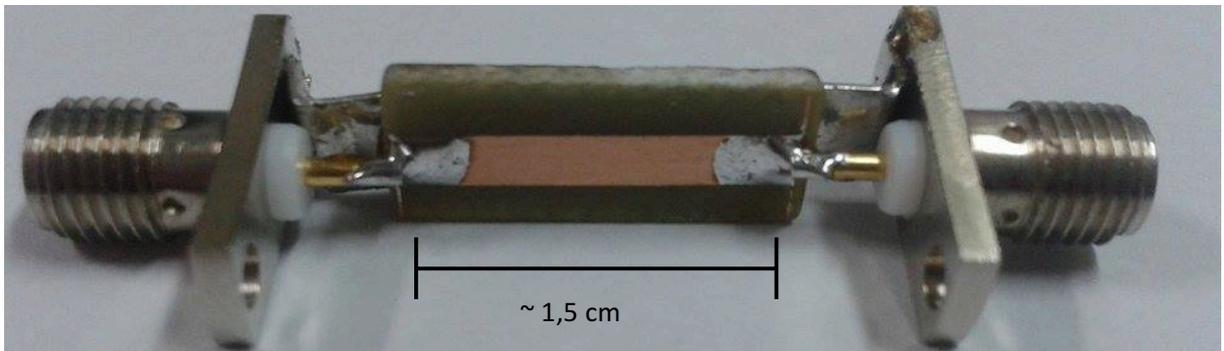


Figura 29- Linha de transmissão ligada a conectores SMA para que se possa realizar medidas diretas no analisador de rede.

W	2.90 mm
H	1.6 mm
L	1.06 cm
t	1.5 μ m
Z_0	54,81 Ω

Tabela 4- Parâmetros referentes à segunda linha de transmissão construída mostrada, com os conectores SMA.

O comportamento desta segunda linha com conectores SMA foi analisado individualmente no analisador de rede, ligando ambos os lados da linha de transmissão. Os resultados estão nos gráficos a seguir.

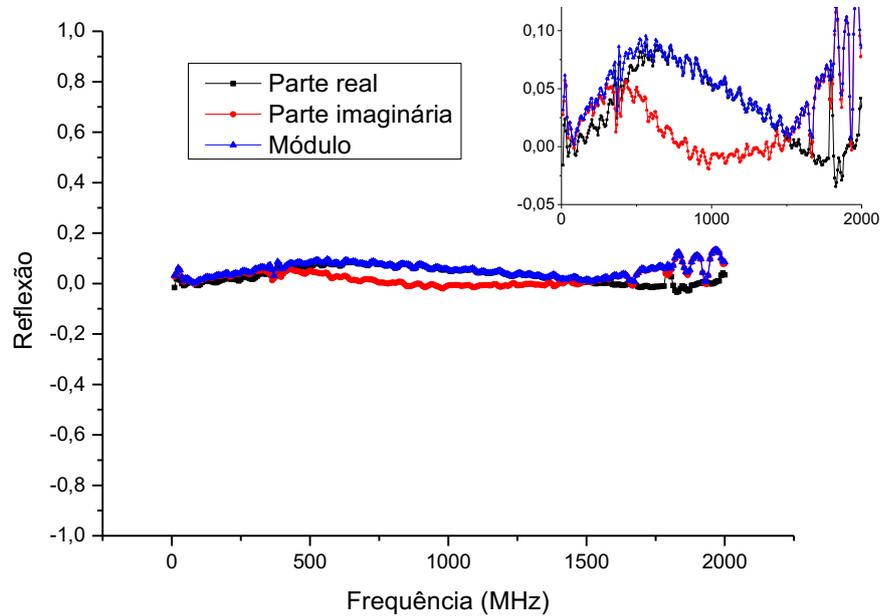


Figura 30- Fração do sinal refletido na medida da linha de transmissão com conectores SMA. No “inset” se encontra uma ampliação do mesmo gráfico.

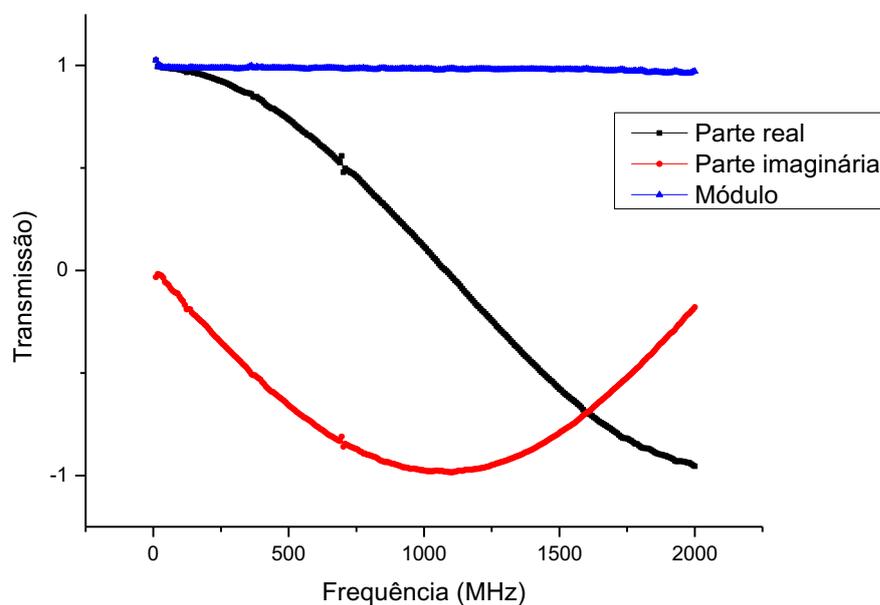


Figura 31- Fração do sinal transmitido na medida da linha de transmissão com conectores SMA.

Vemos que esta linha de transmissão tem uma ótima resposta de transferência de sinal até altas frequências. Como esperado, a fração do sinal transmitido é praticamente 1 e do sinal refletido é praticamente zero.

Para realizar medidas de magnetoimpedância, a linha de transmissão criada foi interrompida para acomodar a amostra que se quer medir, para se ter resultados adequados. Isso porque queremos que todo o sinal passe pela amostra para determinar suas características. Como teste, interrompemos uma linha de transmissão similar à mostrada e introduzimos uma fita amorfa para analisar o comportamento do sistema em geral. Essa fita amorfa, que sabidamente apresenta magnetoimpedância [7] tem resistência muito pequena em baixas frequências, e por isso a consideramos como um curto. Há uma variação de sua resistência e reatância ao se aumentar a frequência, que é a impedância medida.

Os resultados das medidas no analisador de rede são os seguintes.

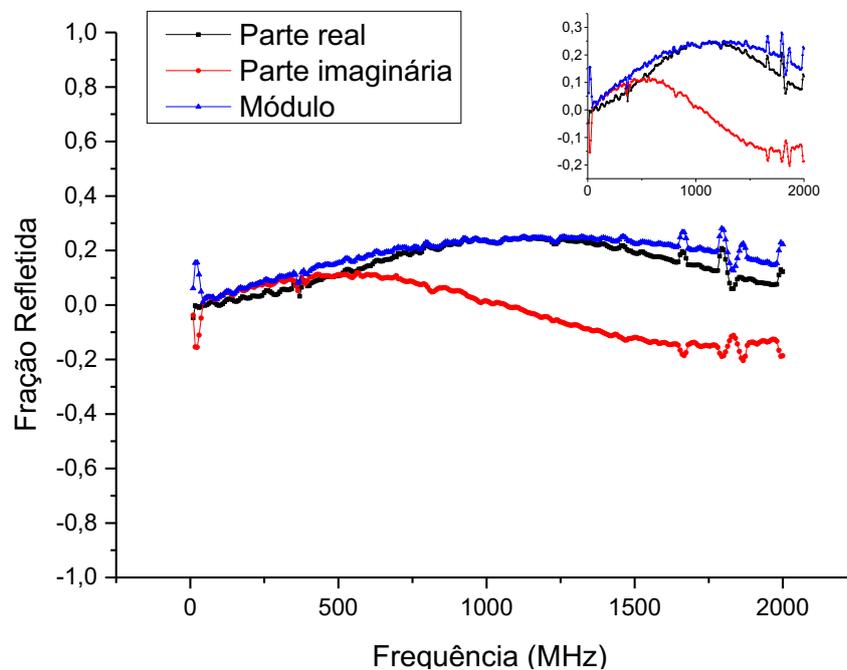


Figura 32- Fração refletida do sinal na medida da linha de transmissão com a linha amorfa no analisador de rede. No "inset" se encontra uma ampliação do mesmo gráfico.

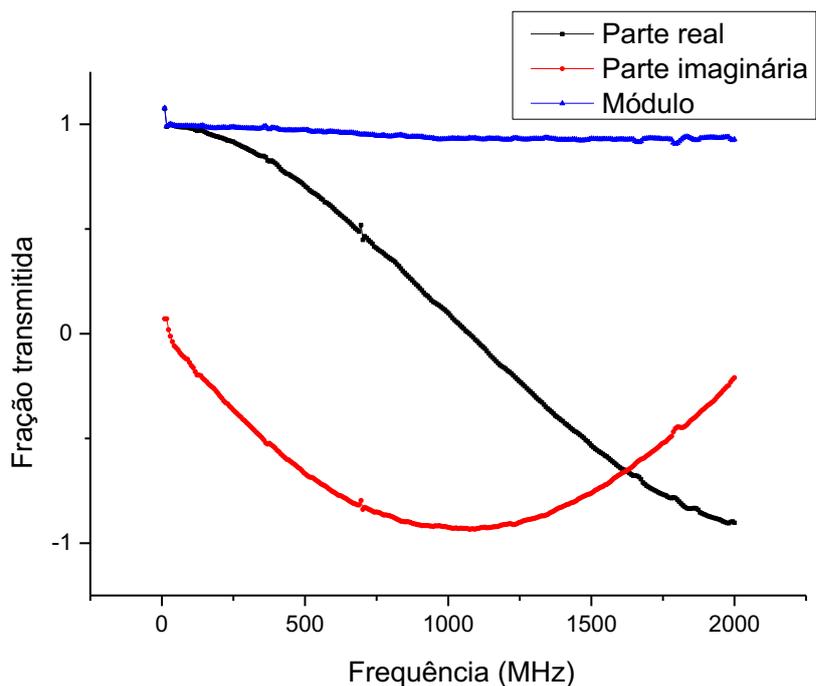


Figura 33- Fração transmitida do sinal na medida da linha de transmissão com a linha amorfa no analisador de rede.

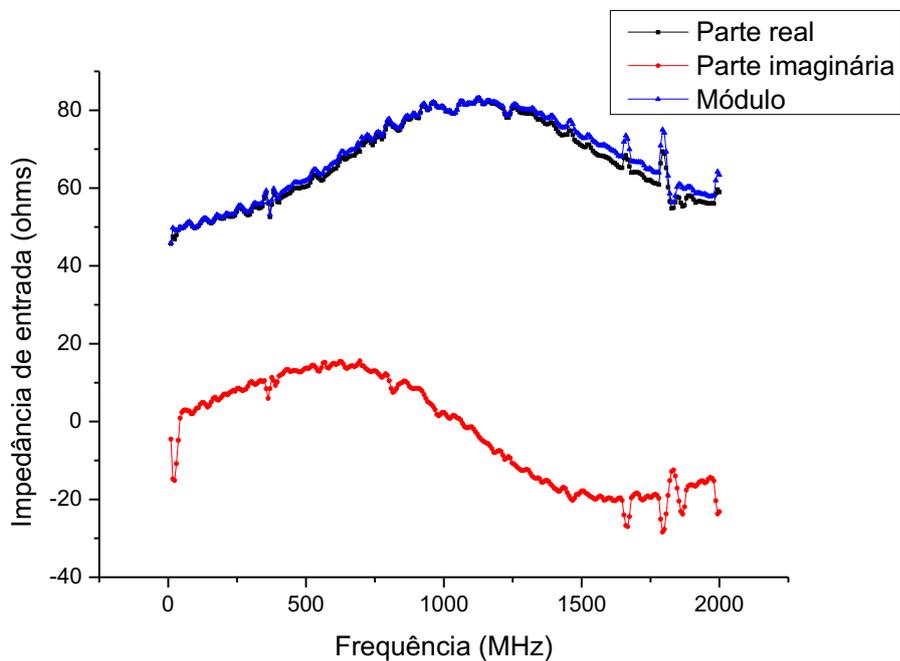


Figura 34- Impedância de entrada da linha de transmissão com a linha amorfa no analisador de rede.

Como esperado, a introdução de uma amostra muda a impedância do sistema, o que resulta em reflexões de sinal em frequências mais elevadas. Entretanto isso é esperado, já que a própria medida de magnetoimpedância implica em alterações na impedância da amostra, que introduzem

reflexões de sinal. Esse comportamento não impede que façamos medidas de magnetoimpedância, desde que estejamos conscientes desse efeito.

Medidas da variação da tensão e da corrente na amostra

As medidas de magnetoimpedância se baseiam em medir a variação da amplitude da tensão e da corrente sobre a amostra em função do campo magnético aplicado. Para medir a variação da tensão na amostra, basta ter um fio conectado antes dela e um depois. Esse sinal é conectado ao Lock-In Amplifier que filtra, amplifica e faz a medida diferencial do sinal, encontrando a tensão na amostra.

A medida da corrente é um pouco mais complicada, já que para medir diretamente na amostra seria preciso saber exatamente sua resistência. Por isso, a solução é inserir uma resistência conhecida em série com a amostra e medir a diferença de tensão sobre a resistência conhecida. Com a definição de resistência ($V=RI$), pode-se encontrar o valor da corrente que passa pela resistência que, como está em série com a amostra, será a mesma que passa pela amostra. A resistência deve ter um valor não muito baixo para não introduzir incertezas e não muito alto como para diminuir muito o sinal que chega na amostra. Optei por utilizar uma resistência de $100\ \Omega$ do tipo SMD, novamente pela sua boa resposta em altas frequências.

Assim, pudemos desenvolver um sistema externo ao criostato que mede a corrente que passa pela amostra. A medida da corrente também utiliza o Lock-In Amplifier com suas entradas diferenciais para filtrar, amplificar e medir o sinal diferencial entre antes e depois da resistência conhecida. Sabemos que a diferença de tensão medida sobre a resistência de $100\ \Omega$ dividido pelo valor da resistência nos dará o valor da corrente.

Esse parece ser um procedimento trivial, entretanto, o fato de estarmos trabalhando em altas frequências introduz uma complicação novamente. É preciso lembrar que, para não haver reflexão do sinal, é preciso que todas as terminações tenham $50\ \Omega$ entre o condutor principal e o terra. Tanto os cabos que levam a corrente até a resistência de $100\ \Omega$ quanto os cabos para as medidas do diferencial de tensões. Por isso foi necessário o projeto de um sistema para casamento de impedâncias do sistema de medida de corrente, juntamente com o casamento de impedância com as outras partes do sistema, como mostra a seção seguinte deste capítulo.

Design do sistema de casamento de impedâncias e sua implementação

O sistema de casamento de impedâncias foi uma parte muito delicada desse projeto, visto que é muito difícil realizar casamento de impedâncias para uma ampla faixa de frequências. Além disso, nosso sistema tem a dificuldade extra de ter parte dele operando em baixíssimas temperaturas e altos campos magnéticos. Todos os componentes e materiais utilizados devem ser previamente estudados.

Como estamos lidando com casamento de parte real da impedância, um sistema resistivo é o mais adequado para solucionar o problema. Utilizamos resistências do tipo SMD (Surface-Mount Device), que apresenta uma série de vantagens interessantes, como tamanho reduzido, menor indutância de contato (consequentemente menor ruído em altas frequências), melhor performance em altas frequências, sendo mais previsíveis que resistores comuns, e melhor compatibilidade magnética, no sentido de que não geram perturbações magnéticas no sistema. Além disso, o comportamento dessas resistências em baixas temperaturas (até temperatura de 20K) foi testado no próprio laboratório de Supercondutividade e Magnetismo do IF-UFRGS e encontrou-se resultados satisfatórios. Isso indica que possivelmente essas resistências poderiam ser utilizadas dentro do criostato de medidas.

Cada componente do sistema de medidas teve seu próprio sistema de casamento de impedância. O Lock-In Amplifier já possui saídas e entradas com 50Ω de impedância para casamento. Os cabos utilizados no sistema têm, todos, 50Ω de impedância característica. Tivemos que fazer o casamento de impedâncias do sistema de medição de corrente e o casamento de impedância da amostra que se quer medir.

Sistema para medir corrente

A porta de entrada e saída da corrente, bem como as portas de saída para a leitura da tensão na resistência de medida devem “enxergar” 50Ω para que não haja perda de sinal. Para que isso fosse possível, foi preciso projetar uma rede resistiva de forma que essa rede mais a resistência de teste, em conjunto, formem uma impedância de 50Ω em todas as portas. Esquematicamente, o sistema para medir a corrente é mostrado a seguir.

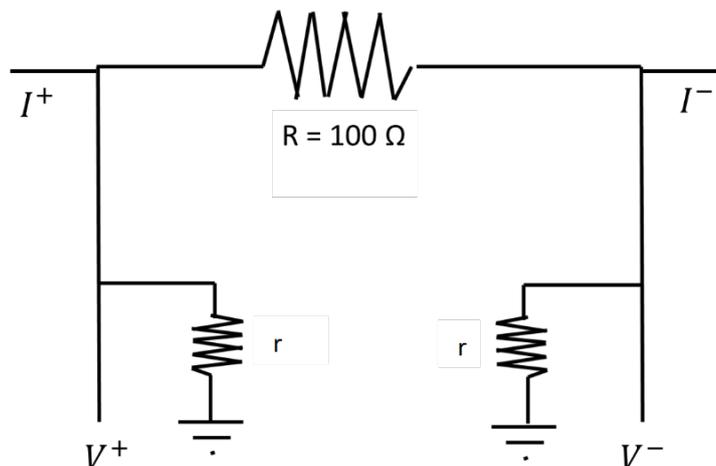


Figura 35- Diagrama esquemático do sistema de medição da corrente do sistema.

Na figura 35, R é a resistência de medida da corrente, com valor escolhido de 100 Ω, e as resistências 'r' são as resistências para o casamento da impedância, que, por simetria, escolhi que tivessem o mesmo valor. Para achar o valor necessário para as resistências 'r' de modo que todos os cabos tenham impedância de entrada de 50 Ω, encontramos a seguinte expressão:

$$\frac{1}{50} = \frac{1}{r} + \frac{1}{r+R} \quad [\text{Eq 23}]$$

Da equação 23 encontramos $r = 70,71 \Omega$ para que haja o casamento de impedância.

Amostra

O casamento de impedância da amostra, que deve ser introduzido na própria linha de transmissão, depende da resistência da amostra. Esquematicamente, o que temos é novamente uma associação de resistores da seguinte maneira:

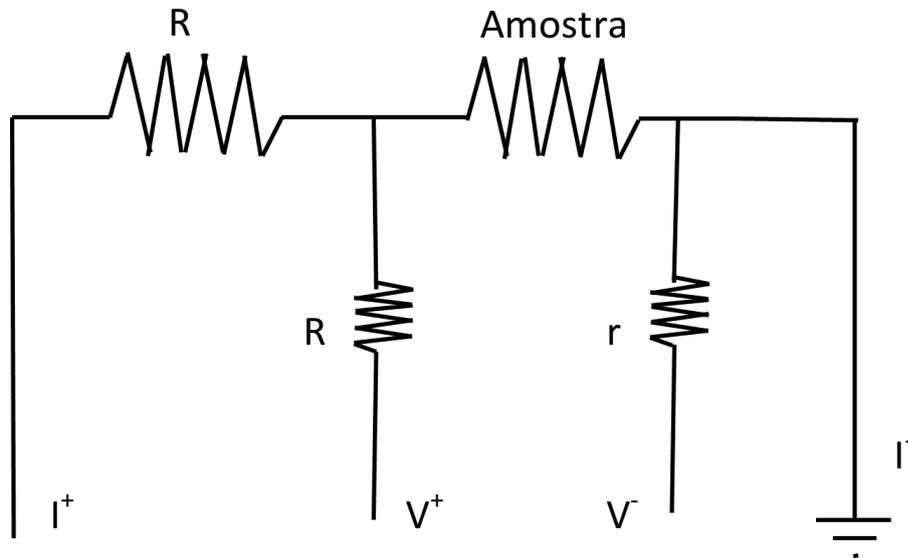


Figura 36- Diagrama esquemático do casamento de impedâncias no porta amostras.

Onde os pontos I^+ , I^- , V^+ e V^- são os cabos de entrada e saída da corrente, e cabos da medida de diferença de tensão sobre a amostra, respectivamente.

Para termos o casamento de impedância, temos que satisfazer as seguintes relações:

$$R + \text{Amostra} = 50 \Omega \quad [\text{Eq 24}]$$

$$r = 50 \Omega \quad [\text{Eq 25}]$$

Como mostrado pelas equações acima, no caso de a amostra ter resistência desprezível (e poder se considerada um curto), todas as resistências de casamento terão valor de 50 Ω. No caso de a amostra ter resistência maior do que 50 Ω, será preciso introduzir uma resistência em paralelo a ela e

recalcular o sistema. Como as medidas de teste do sistema foram feitas com uma fita amorfa, citada anteriormente, sabemos que ela pode ser considerada um curto, e utilizamos resistências $R = r = 50 \Omega$. Esse sistema foi implementado na própria linha de transmissão que serve como porta amostras.

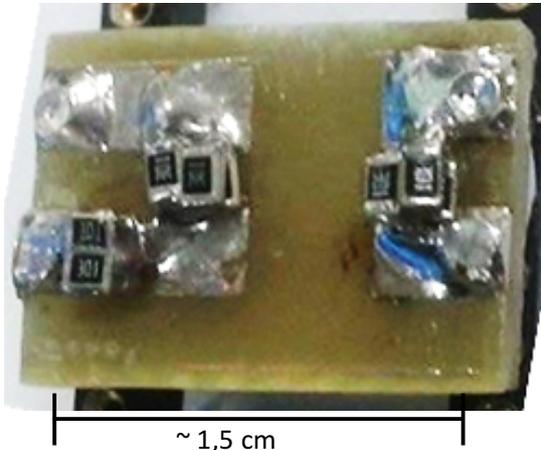


Figura 37- Linha de transmissão implementada com o sistema de casamento de impedâncias já interrompida para receber uma amostra.

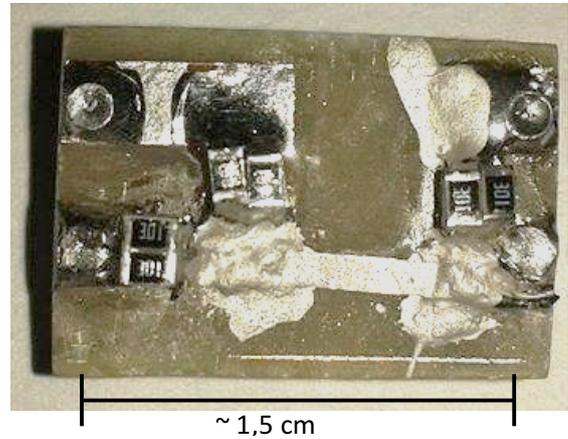


Figura 38- Linha de transmissão implementada com sistema de casamento de impedâncias e com a fita amorfa como amostra.

O sistema de medidas de magnetoimpedância

O sistema de medidas de magnetoimpedância é formado com um conjunto de equipamentos disponíveis no laboratório e as partes criadas descritas anteriormente, conforme segue:

- *Lock-In Amplifier*, que serve tanto para gerar o sinal que é introduzido no sistema como para ler a resposta de duas componentes defasadas em 90° da impedância da amostra, de forma a ter informação da parte real e imaginária da impedância nas medidas de magnetoimpedância;
- Sistema com ímã supercondutor para a obtenção de campo magnético ajustável no sistema criostático com temperatura variável. Este sistema é dotado de cabos coaxiais que foram caracterizados para a conexão do sistema com a linha de transmissão e amostra com o Lock-In Amplifier;
- Linha de transmissão projetada conectada ao final dos cabos coaxiais do sistema criostático;
- Porta amostras desenhado para conter e fixar a linha de transmissão no sistema e a amostra em que se quer fazer a medida de magnetoimpedância.

A respeito da geração do sinal, o Lock In Amplifier é capaz de gerar um sinal em tensão de frequência até 600MHz e amplitude até 1,5 V pico a pico. Para a leitura do sinal, o Lock-In é equipado com duas entradas UHF com escolha de impedância de entrada (usamos 50Ω), capazes de serem usadas para medidas diferenciais.

Para medir a corrente que passa pela amostra usa-se o dispositivo descrito anteriormente com uma resistência SMD de 100 Ω . A partir da diferença de tensão entre os terminais da resistência de 100 Ω , pode-se determinar a corrente que passa pela amostra dentro do criostato. Esse dispositivo, portanto, é acoplado a uma das saídas do Lock-in Amplifier.

Um esquema do sistema de medidas desenvolvido é mostrado abaixo. Para o retorno da corrente para o terra, fez-se um dispositivo que liga um conector SMA ao condutor central da saída do Lock-In, e outro conector SMA que liga o retorno da corrente à malha da saída do Lock-In, que é o terra. O esquema abaixo desconsidera as resistências de casamento de impedância mostradas na seção anterior.

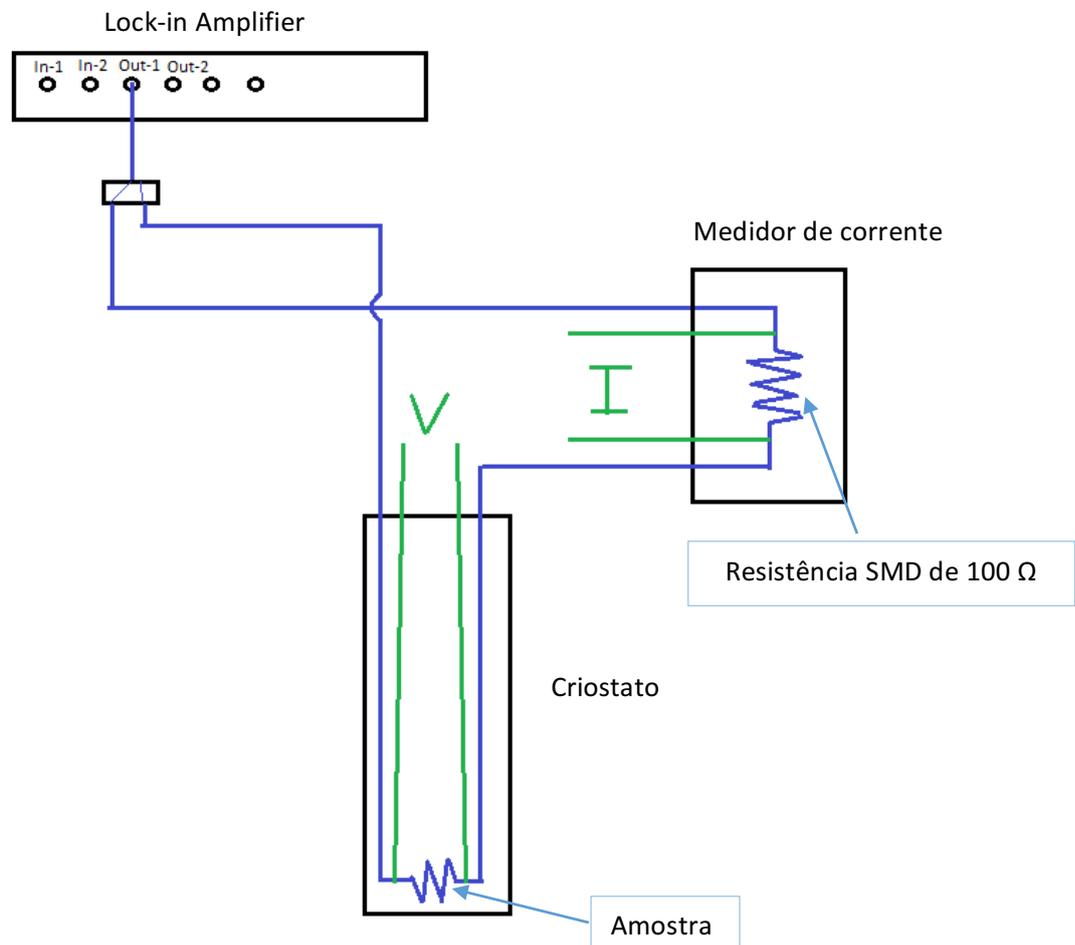


Figura 39- Diagrama esquemático do sistema de medidas de magnetoimpedância, ignorando sistemas de casamento de impedância.

A configuração dentro do criostato é mostrada a seguir por um diagrama esquemático fora de escala. As resistências R e r são as de casamento de impedância análogas às mostradas na seção anterior. O suporte mostrado é um suporte de circuito integrado.

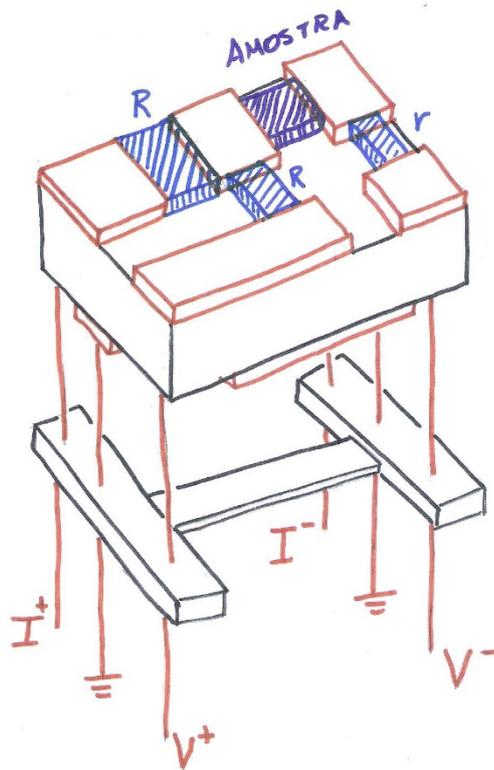


Figura 40- Desenho esquemático do sistema que é inserido dentro do criostato, incluindo as resistências R e r definidas anteriormente para o casamento de impedância.

Sistema para possibilitar medidas em baixas temperaturas

Dado o fato de que o equipamento da Cryomagnetics ainda não estava disponível para utilização, construí uma estrutura para realizar medidas em baixas temperaturas, a fim de testar se o sistema construído nesse projeto funciona de acordo como esperado. A estrutura funciona com fluxo de vapor de nitrogênio controlado, que controla razoavelmente a temperatura da amostra. Insere-se em uma garrafa térmica uma resistência que aquece o nitrogênio em função da corrente que se aplica nela. Esse vapor de nitrogênio é direcionado à um tubo de vidro que contém a amostra e um sensor PT100 para a medição da temperatura. Observou-se que o sistema inserido na estrutura de baixas temperaturas consegue chegar a uma temperatura de aproximadamente 165 K. Claramente, essa temperatura está longe dos 2K que são possíveis no equipamento da Cryomagnetics, entretanto, dada a sua indisponibilidade, a estrutura construída já proporciona uma ideia da operação do sistema em baixas temperaturas.

Resultados

Neste capítulo apresento os resultados obtidos. Para a implementação do sistema foram realizados diversos testes, os primeiros sendo em temperatura ambiente, e em seguida em baixas temperaturas, utilizando o sistema construído descrito anteriormente.

Medidas em temperatura ambiente

Como explicado no capítulo de metodologia, foram feitas medidas em uma fita amorfa conectada à linha de transmissão (interrompida) com o devido casamento de impedâncias. Para a geração do campo foi utilizado um eletroímã controlado por uma fonte de corrente. A amostra foi posicionada entre as bobinas e o campo magnético foi medido com um gaussímetro com um sensor Hall, que gera uma tensão em sua saída proporcional à magnitude do campo magnético incidido sobre ele. O gaussímetro foi construído no próprio IF-UFRGS e tem precisão melhor que 0,1 gauss, com saída analógica proporcional [20], que pode ser ligada no Lock-In.



Figura 41- Gaussímetro utilizado neste projeto, construído no setor de Eletrônica do IF-UFRGS.

Primeiramente, fiz medidas da variação da impedância da amostra em função da frequência do sinal inserido, sem nenhum campo magnético externo. No gráfico abaixo (e em todos os gráficos a seguir) as linhas que ligam os pontos são meros guias para os olhos: as medidas experimentais são apenas os pontos representados.

A gráfico da figura 42 apresenta oscilações em altas frequências que não são muito bem explicadas. Provavelmente esteja relacionado com alguma ressonância ou com a interferência dos próprios cabos, como foi visto na sua caracterização. Na figura 43 o mesmo gráfico é apresentado, agora até a frequência de 150 MHz.

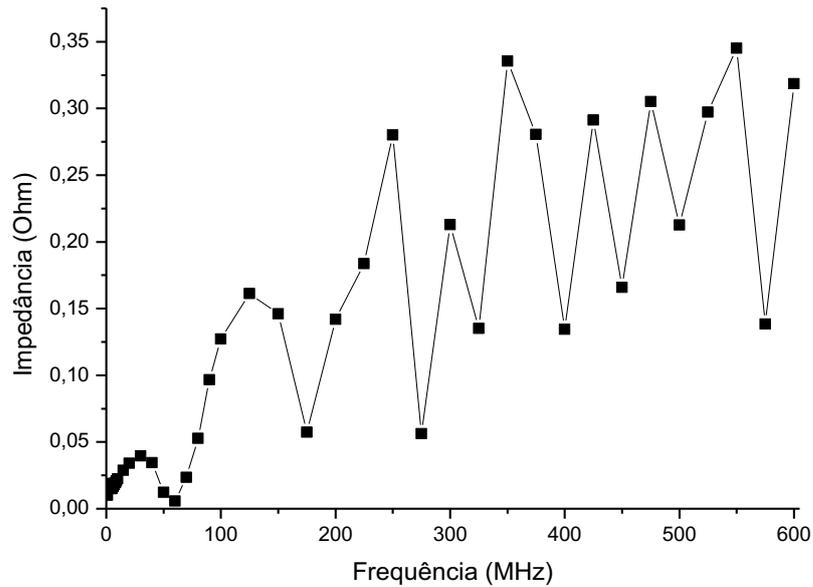


Figura 42- Medida da variação da impedância da amostra em função da frequência sem campos magnéticos externos. Medida feita sem blindagem.

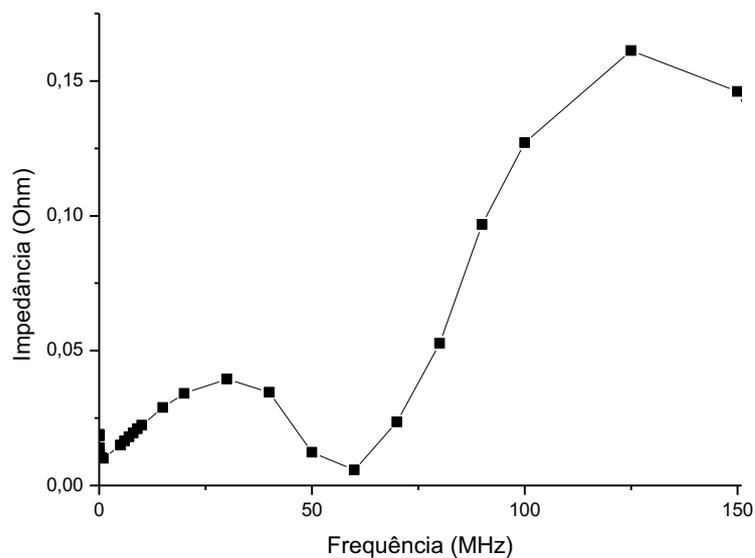


Figura 43- Detalhe da parte em mais baixas frequências do gráfico anterior.

A curva apresenta um máximo local no valor da impedância com a frequência de sinal de 30 MHz e apresenta um vale em 60 MHz. Após isso, a impedância da amostra tende a aumentar com a frequência.

Para as medidas de magnetoimpedância, definimos a grandeza como:

$$\text{Magnetoimpedância (\%)} = \left(\frac{\text{curva da impedância}}{\text{valor mínimo da curva}} - 1 \right) * 100 \quad [\text{Eq 26}]$$

Fazendo medidas de magnetoimpedância em temperatura ambiente (21°C) vemos o seguinte comportamento, que tentamos relacionar com a impedância.

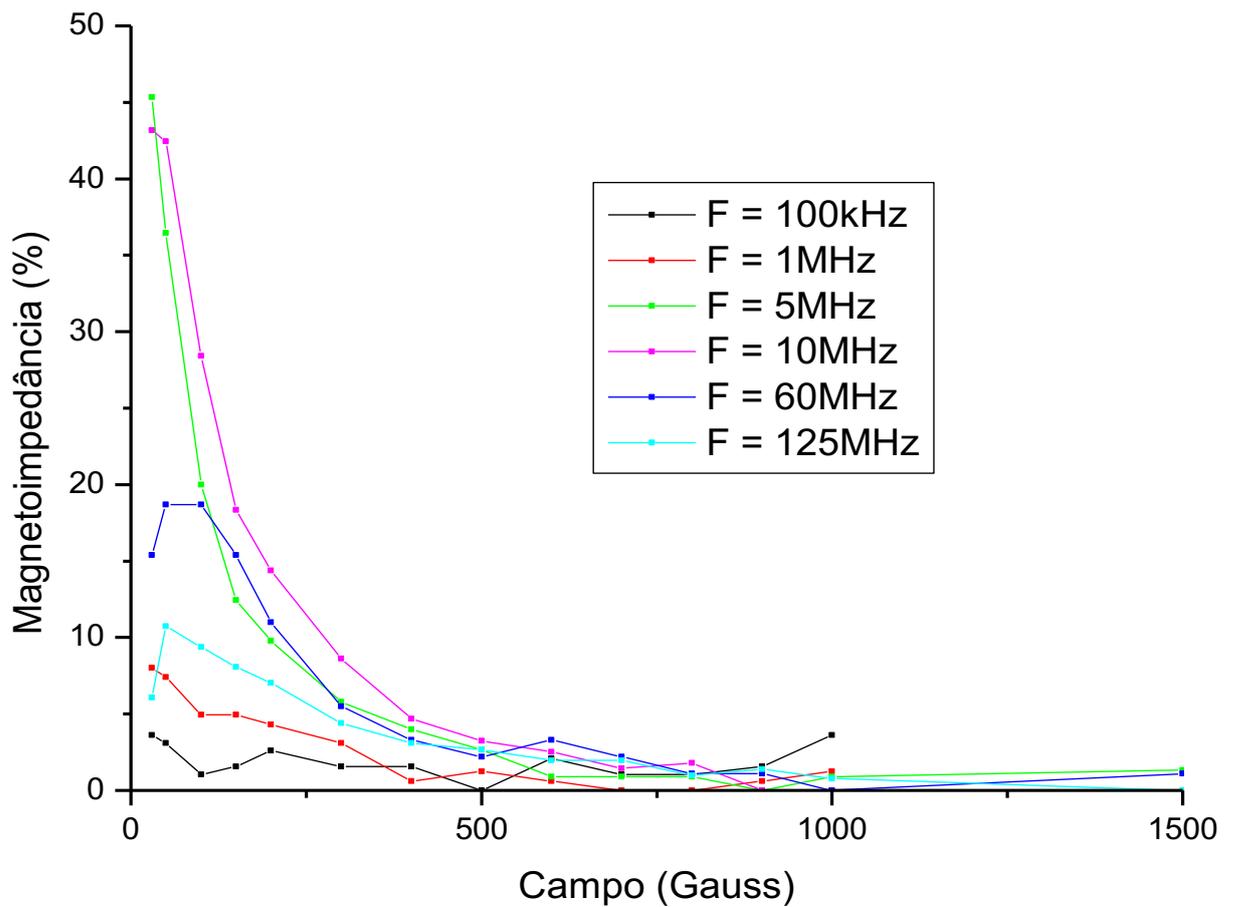


Figura 44- Medidas de magnetoimpedância da fita amorfa em diferentes frequências.

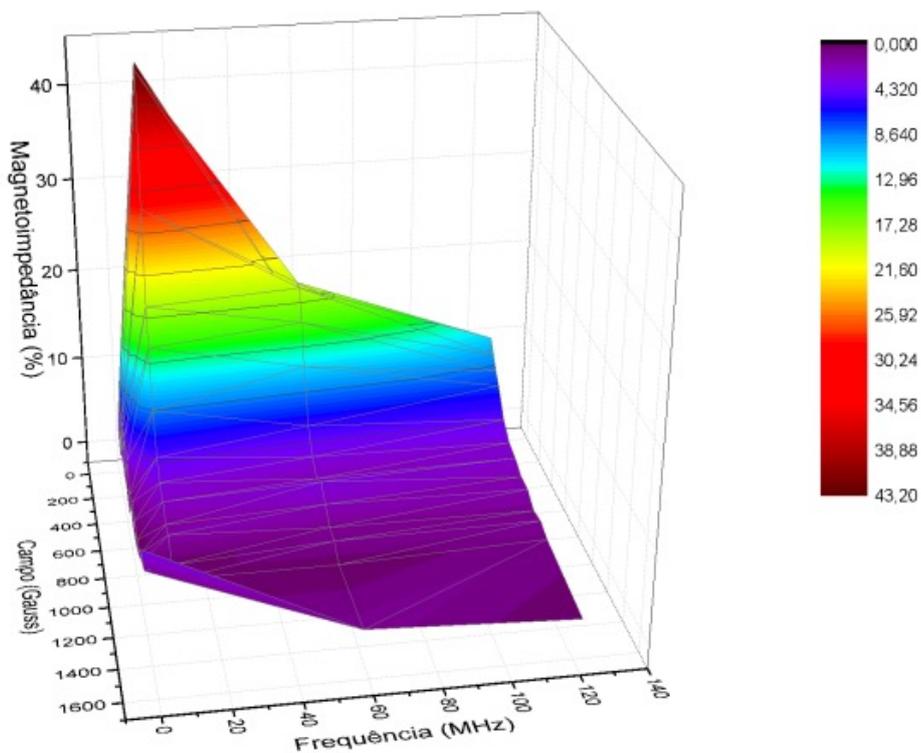


Figura 45- Superfície demonstrando a relação entre Campo magnético, frequência do sinal e magnetoimpedância para medidas em temperatura ambiente.

Observamos que, ao começar as medidas em frequências relativamente baixas (100 kHz), a amostra apresenta uma magnetoimpedância quase imperceptível à sensibilidade do Lock-in Amplifier. Vale lembrar que esse Lock-In foi otimizado para trabalhar em altas frequências, da ordem de MHz, por isso medidas em mais baixas frequências apresentam incertezas maiores. Entretanto, ao se comparar com a magnetoimpedância observada em 5 e 10 MHz, por exemplo, vê-se claramente que a resposta da amostra aumenta drasticamente (mais de 40%) com o aumento da frequência do sinal. Isso corrobora o que foi descrito na introdução deste projeto: algumas amostras são de fato mais sensíveis em mais altas faixas de frequência e que os sistemas com estas formados conseguem atingir uma sensibilidade maior.

Entretanto, a partir dos 10 MHz se observa que a magnetoimpedância da amostra volta a diminuir. Este é um efeito puramente dependente da amostra, e não do sistema, e pode ser explicado com a dinâmica de paredes de domínios magnéticos da amostra [7]. Tendo a opção de fazer medidas em altas frequências, como é possível com nosso sistema, pode-se identificar fenômenos que às vezes não são perceptíveis em baixas frequências. A magnetoimpedância da amostra em 100 KHz praticamente não é percebida, enquanto que em 10 MHz é muito clara, chegando a mais de 40%.

Medidas em baixas temperaturas

Abaixo, nas figuras 46 e 47, vemos algumas medidas de magnetoimpedância feitas no sistema para medidas em baixas temperaturas. A temperatura foi mantida entre 165 K e 175 K durante todas as medidas.

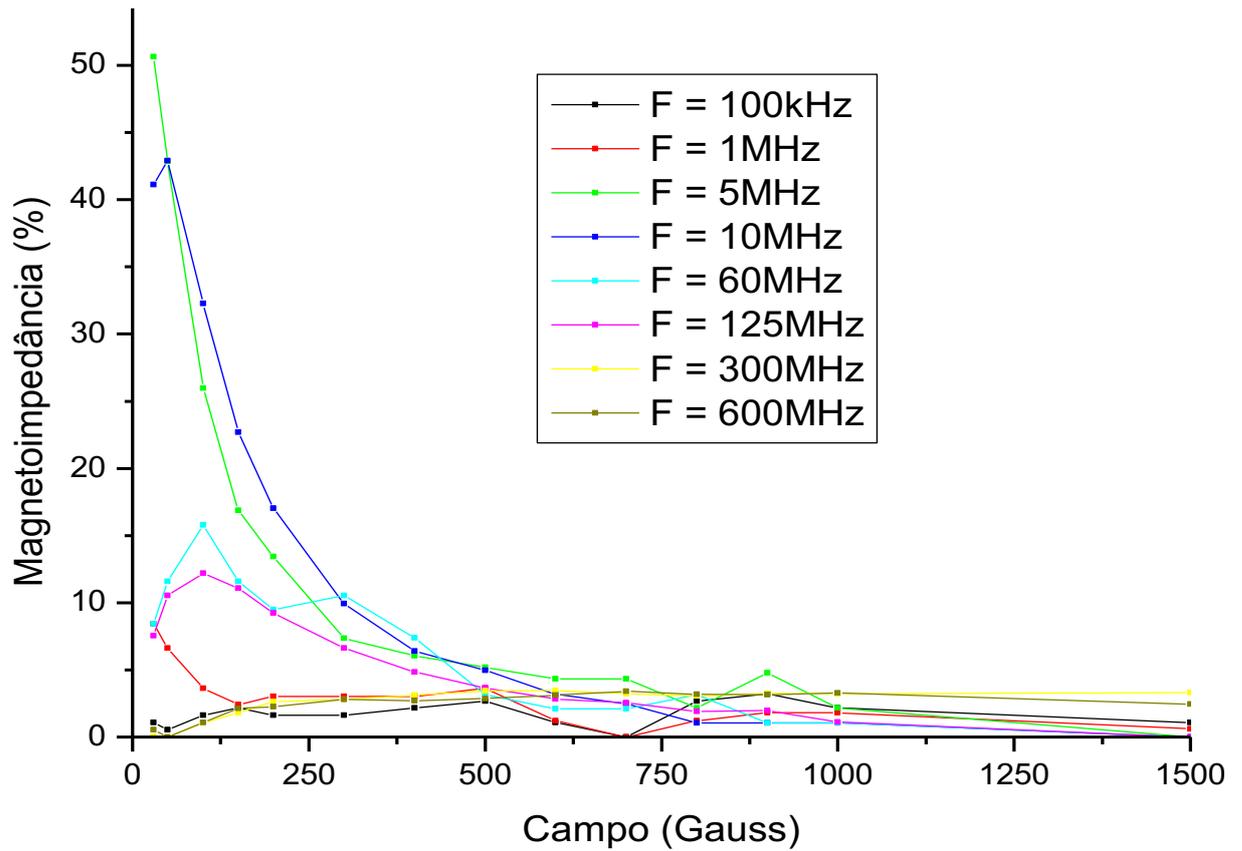


Figura 46- Medidas de magnetoimpedância da fita amorfa em diferentes frequências e em baixa temperatura.

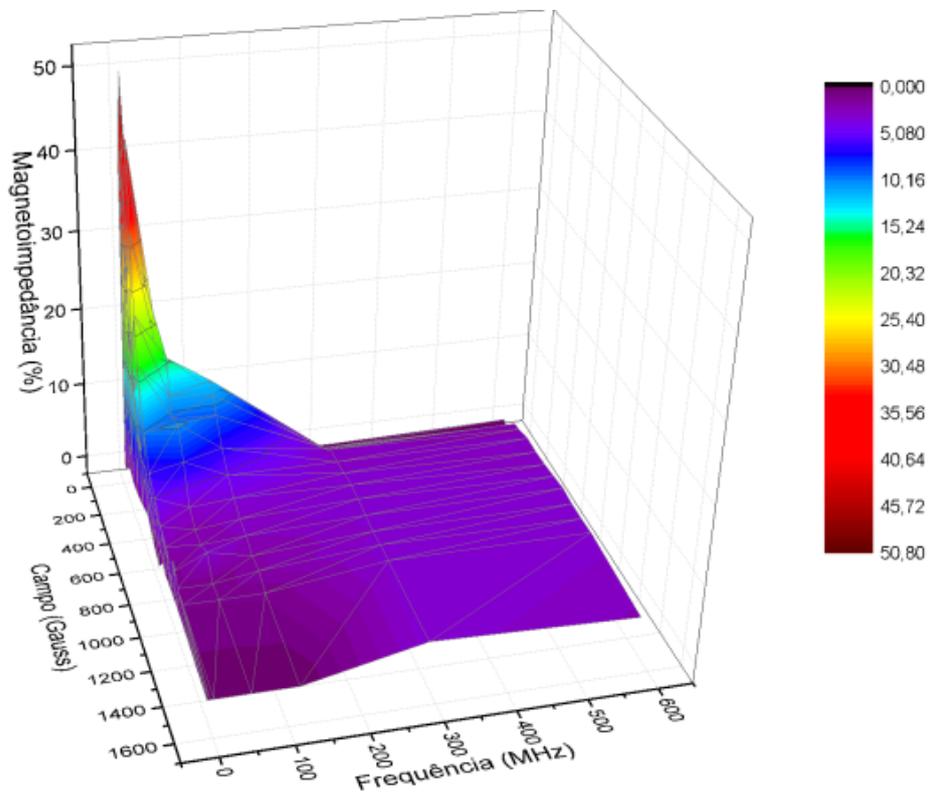


Figura 47- Superfície demonstrando a relação entre Campo magnético, frequência do sinal e magnetoimpedância para medidas em baixas temperaturas.

Novamente há uma variação da magnetoimpedância na amostra dependendo da frequência do sinal utilizado para as medidas. Em 100 kHz novamente a magnetoimpedância é mínima, enquanto que em 5 e 10 MHz atinge mais do que 40%. A partir dessa frequência a magnetoimpedância volta a se reduzir dado o comportamento dos domínios magnéticos da amostra.

Podemos ver que o sistema se comporta como esperado em baixas temperaturas. As medidas de magnetoimpedância obtidas em baixas temperaturas são tão consistentes quanto as medidas em temperatura ambiente.

Comparação entre temperatura ambiente e baixas temperaturas

Podemos, a partir das medidas feitas, comparar o comportamento da amostra em função da temperatura, como mostram os gráficos abaixo.

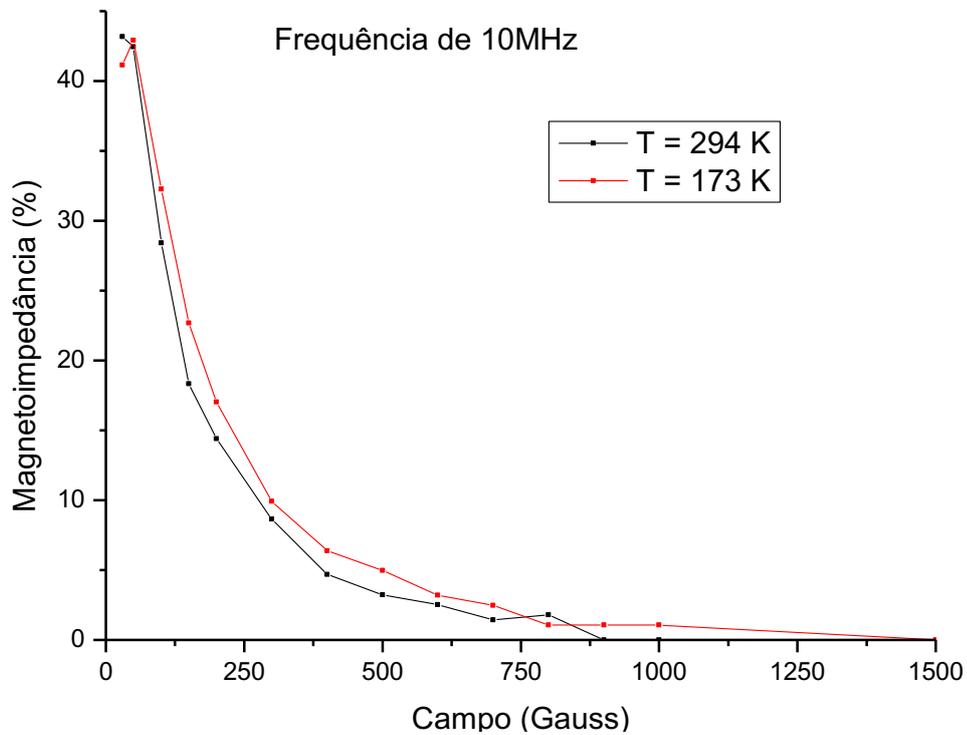


Figura 48- Comparação da magnetoimpedância da mesma amostra com sinal de mesma frequência em diferentes temperaturas.

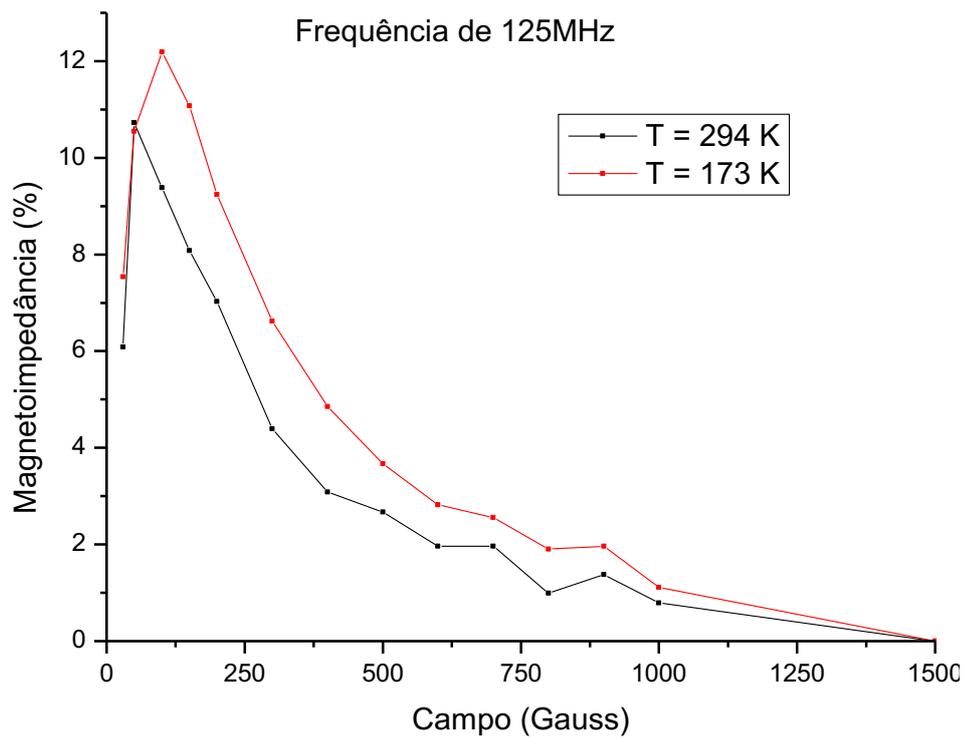


Figura 49- Comparação da magnetimpedância da mesma amostra com sinal de mesma frequência em diferentes temperaturas.

Ao baixar a temperatura, o campo de saturação da amostra tende a aumentar. Isso é uma característica interessante da amostra e está ligada à dinâmica de domínios magnéticos, que em baixa temperatura exigem mais energia para se alinharem, necessitando de um campo magnético mais intenso para atingir a saturação [7].

Essa comparação mostra que o sistema é sensível não só a diferentes frequências, mas também à variação de temperatura, de acordo com o proposto no objetivo desse projeto.

Conclusões e sugestões para aprimoramento do projeto

Foi possível construir o sistema para medidas de magnetoimpedância proposto no laboratório. Tomando cuidado especial com os devidos casamentos de impedância, é possível realizar medidas e se obter resultados interessantes em altas frequências, que muitas vezes não são visíveis em sistemas que operam em frequências mais baixas. O sistema também opera bem em baixas temperaturas (testado até 165 K) e está pronto para ser utilizado no equipamento da Cryomagnetics.

Foi possível observar magnetoimpedância significativa em frequências mais elevadas, em amostra que apresenta magnetorresistência (em frequências mais baixas) da ordem de menos que 0,1%. Isso mostra, como os estudos citados na introdução afirmam, que sistemas de alta frequência podem apresentar sensibilidade maior a certos fenômenos. Amostras amorfas possuem um limite de frequência a partir do qual o comportamento das paredes de domínios magnéticos não contribui mais para o aparecimento da magnetoimpedância. Dessa maneira, para testar se o sistema é capaz de detectar magnetoimpedâncias altas até 600 MHz é preciso amostras com comportamento diferente das que estudamos. A princípio, o sistema deve operar em altas frequências como o esperado, já que todas as leituras foram consistentes, mesmo em 600 MHz.

Há obviamente melhorias que podem ser feitas no sistema. Como foi dito diversas vezes neste relato, a introdução de impedâncias indesejadas é mais complicada quanto mais a frequência de operação aumenta. Todos os contatos devem ser muito bem feitos e blindados. Uma das partes mais frágeis desse projeto é a ligação dos cabos ao porta amostras. Isto porque é necessário abrir o cabo blindado e separar os condutores para contatos diferentes que seguem até a linha de transmissão. Isso pode introduzir uma capacitância não desejada. Mesmo assim, escolhemos prosseguir dessa maneira visando a facilidade de introdução e remoção de amostras para as medidas e, lembrando do fato de que mais usuários utilizarão o mesmo equipamento para medidas de outras naturezas, adotando esse mesmo padrão de porta amostras.

Em paralelo, é válido trabalhar na automação das medidas no sistema. Como o sistema foi desenvolvido sem a utilização do equipamento da Cryomagnetics, toda a variação do campo magnético e temperatura são, ainda, manuais. Por esse motivo, neste momento, a aquisição de dados também é manual a partir do Lock-In. Na medida em que o equipamento da Cryomagnetics começar a ser utilizado, pode-se criar um programa para automatizar a variação do campo magnético e da temperatura durante a medida. Isso diminuiria drasticamente os tempos de medida, além de aumentar a sua precisão.

O Lock-In amplifier é controlado por uma interface própria em um computador, o LabOne fornecido pela Zurich Instruments. Essa interface também pode ser utilizada para a automação do sistema, ela é capaz de ser configurada para aquisição automática de dados. Enquanto não for possível utilizar o equipamento Cryomagnetics, essa interface também pode ser utilizada para automação da variação do campo magnético. O Lock-In é capaz de gerar um sinal crescente (rampa) que, a partir de uma eletrônica já desenvolvida, pode controlar a intensidade da corrente nas bobinas utilizadas para gerar o campo magnético e, conseqüentemente, controlar a magnitude do mesmo. Com o mesmo raciocínio, o Lock-In amplifier pode também controlar a temperatura das medidas de magnetoimpedância, a partir do controle da tensão que passa pela resistência que aquece o nitrogênio para gerar o fluxo de vapor que resfria o sistema.

Há também como melhorar a leitura da corrente e da tensão sobre a amostra com um método utilizando transformadores, de forma equivalente ao já utilizado para criação de um ohmímetro [21]. Nesse método, se introduzem transformadores de forma que a corrente que passa pela amostra induz uma corrente no transformador associado ligado a uma resistência conhecida. Assim, pode-se medir a tensão e a corrente sobre a amostra sem a introdução de componentes em série com esta.

De qualquer maneira, é muito satisfatório observar que o sistema opera com boas respostas durante os testes, e que proporciona os meios para realizar medidas em frequências nunca antes utilizadas no laboratório de Supercondutividade e Magnetismo do IF-UFRGS.

Referências

- [1] MACHADO, F.; MARTINS, C.; REZENDE, S.. Giant magnetoimpedance in the ferromagnetic alloy Co(75-x)Fe(x)Si(15)B(10). *Physical Review B*, Pernambuco, v. 51, n. 6, p. 3926-3929, fev. 1995.
- [2] HU, J. et al. Correlation between magnetoimpedance and permeability in La 2/3 Ba 1/3 MnO₃. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, China, v. 323, p. 1185-1190, jan. 2011.
- [3] NAIK, V. B.; C., M.; MAHENDIRAN, R.. Radio frequency detection of structural anomaly and magnetoimpedance in La 0.67 Ba 0.23 Ca 0.1 MnO₃. *Journal of Applied Physics*, Singapore, v. 107, mai. 2010. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1063/1.3340516>>. Acesso em: 17 mar. 2016.
- [4] VENKATAIAH, G.; HUANG, J.; VENUGOPAL, P.. Low temperature resistivity minimum and its correlation with magnetoresistance in La 0.67 Ba 0.33 MnO₃ nanomanganites. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, India, v. 322, p. 417-423, set. 2009.
- [5] ZHUKOV, A. et al. Giant magnetoimpedance in thin amorphous wires: From manipulation of magnetic field dependence to industrial applications. *Journal of Alloys and Compounds*, Moscow, Russia, v. 586, p. 279-286, out. 2012.
- [6] BAIBICH, M. N. et al. Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices. *Physical Review Letters*, [S.L], v. 61, n. 21, p. 2472-2475, nov. 1988.
- [7] CARARA, M. Dinâmica de Paredes de Domínios Magnéticos: Um Estudo Através da Impedânciometria. Tese de Doutorado em Física. Porto Alegre - Universidade Federal do Rio Grande do Sul (Instituto de Física), Março de 2001.
- [8] CRYOMAGNETICS INC.. C-mag cryogen-free property measurement research system - specifications. Disponível em: <<http://www.cryomagnetics.com/products/property-measurement-system/>>. Acesso em: 10 mar. 2016.
- [9] POZAR, D.. *Microwave engineering*. 4 ed. United States: John Wiley & Sons, 2011.
- [10] UNIVERSITY OF UTAH. Introduction to electromagnetics - transmission lines (ece3300 lectures). Disponível em: <www.ece.utah.edu/~cfurse>. Acesso em: 09 fev. 2016.
- [11] ADVANCED ENERGY. Impedance matching. Disponível em: <http://www.advanced-energy.com/upload/file/white_papers/eng-white18-270-02.pdf>. Acesso em: 16 fev. 2016.
- [12] BORBA, L. Impedância e Permeabilidade Magnética Inicial dos Compostos Heusler Pd₂MnSn e Pd₂MnSb Próximo da Temperatura de Curie. Dissertação de Mestrado. Porto Alegre (Instituto de Física da Universidade Federal do Rio Grande do Sul), 2006.
- [13] STANFORD RESEARCH SYSTEMS. About lock-in amplifiers (application note #3). Disponível em: <<http://www.thinksrs.com/downloads/pdfs/applicationnotes/aboutlias.pdf>>. Acesso em: 09 fev. 2016.
- [14] ROHDE & SCHWARTZ. Zvb14 vector network analyser. Disponível em: <https://www.rohde-schwarz.com/in/product/zvb-productstartpage_63493-7990.html>. Acesso em: 30 mar. 2016.
- [15] LAKESHORE CRYOTONICS. Cryogenic cables technical specifications. Disponível em: <<http://www.lakeshore.com/products/cryogenic-accessories/cable/pages/specifications.aspx>>. Acesso em: 15 mai. 2016.
- [16] BONFIM, M. Medidas Elétricas Em Altas Freqüências. Universidade federal do paraná - departamento de engenharia elétrica. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/marlio/mestrado/aulas/medidashf.pdf>>. Acesso em: 11 mai. 2016.
- [17] QUCS. Single microstrip line. Disponível em: <<http://qucs.sourceforge.net/tech/node75.html>>. Acesso em: 24 mar. 2016.

- [18] NATIONAL INSTRUMENTS. Tx-line: transmission line calculator. Disponível em: <<http://www.awrcorp.com/products/optional-products/tx-line-transmission-line-calculator>>. Acesso em: 15 mar. 2016.
- [19] FR-4. Wikipedia. Disponível em: <<https://en.wikipedia.org/wiki/fr-4>>. Acesso em: 13 jun. 2016.
- [20] LIMA, Saulo Cordeiro. Dimensões e Magnetorresistência em Multicamadas Magnéticas. Tese de Doutorado em Física. Porto Alegre – Universidade Federal do Rio Grande do Sul (Instituto de Física), 2015.
- [21] COCHRANE, R. W., KASTNER, B. J., MUIR, W. B.. A low-power AC differential ohm-meter. *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, v. 14, n. 4, p.425-428, out. 1981.
- [22] FRAME, D. Printed circuit board and connector impedance matching using complex conjugation. Tese de Mestrado. Arizona (US) - Arizona State University, Dezembro de 2004.