

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Pedro Milano Vieira da Fonseca

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA GUIA DE ONDA  
COPLANAR (CPW) PARA TÉCNICA DE FMR VIA VNA**

Santa Maria, RS  
2023

**Pedro Milano Vieira da Fonseca**

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA GUIA DE ONDA COPLANAR (CPW)  
PARA TÉCNICA DE FMR VIA VNA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Serrano Zanetti

Santa Maria, RS

2023

Milano Vieira da Fonseca, Pedro

Projeto e implementação de uma guia de onda coplanar (CPW) para técnica de FMR via VNA / por Pedro Milano Vieira da Fonseca. – 2023.

58 f.: il.; 30 cm.

Orientador: Marcelo Serrano Zanetti

Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações, RS, 2023.

1. Dinâmica de magnetização. 2. Filmes finos. 3. Ressonância ferromagnética. 4. Guia de onda coplanar. I. Serrano Zanetti, Marcelo. II. Projeto e implementação de uma guia de onda coplanar (CPW) para técnica de FMR via VNA.

---

© 2023

Todos os direitos autorais reservados a Pedro Milano Vieira da Fonseca. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita mediante a citação da fonte.

E-mail: pedro-milano@hotmail.com

**Pedro Milano Vieira da Fonseca**

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA GUIA DE ONDA COPLANAR (CPW)  
PARA TÉCNICA DE FMR VIA VNA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia de Telecomunicações**

**Aprovado em 20 de março de 2023:**

---

**Marcelo Serrano Zanetti, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

---

**Prof. Lucio Strazzabosco Dorneles, Dr. (UFSM)**

---

**Prof. Marcos Vinício Thomas Heckler, Dr. (UNIPAMPA)**

Santa Maria, RS

2023

## **DEDICATÓRIA**

*Dedico este trabalho à todos que me apoiaram nessa trajetória.*

## **AGRADECIMENTOS**

*Agradeço à minha família por todo apoio e paciência por esses anos de estudo, dentro e fora da universidade;*

*Agradeço aos meus amigos, Fabiano, Mario, Jerônimo e Leonardo por todo incentivo, conversas e cervejas ao longo desses anos;*

*Agradeço meus colegas do Laboratório de Magnetismo e Materiais Magnéticos por terem me acolhido no primeiro ano da faculdade, e desde então contribuído para a minha formação como engenheiro;*

*Agradeço aos professores Ricardo Barreto da Silva, Artur Harres de Oliveira e Lúcio Strazabosco Dorneles, pela amizade, orientações e ensinamentos ao longo desses anos.*

*“Se alguém te oferecer uma oportunidade incrível, mas você não tem certeza de que consegue fazer, diga sim - e depois aprenda como fazer.”*

(RICHARD BRANSON)

## RESUMO

### PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA GUIA DE ONDA COPLANAR (CPW) PARA TÉCNICA DE FMR VIA VNA

AUTOR: PEDRO MILANO VIEIRA DA FONSECA

ORIENTADOR: MARCELO SERRANO ZANETTI

Nesse trabalho foi realizado um estudo da ressonância ferromagnética (FMR) em filmes finos de  $\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$  (*Permalloy*) com espessura de 100 nm. As medidas de FMR foram obtidas utilizando a técnica de FMR via Analisador Vetorial de Rede (VNA), na qual o VNA é utilizado em conjunto com uma guia de onda coplanar. A técnica VNA-FMR permite medidas em uma ampla banda de frequência e detecta a condição de FMR através de medições de parâmetros S de microondas. A guia de onda do tipo coplanar foi projetada com suas dimensões para casamento de impedância de aproximadamente  $50 \Omega$ , simulada, para avaliação inicial e, posteriormente, produzida utilizando a ProtoMat S103. Essa guia de onda foi proposta afim de tornar o processo de medida pela técnica de FMR mais prático e fácil em comparação à medidas feitas utilizando uma guia de onda do tipo stripline. As componentes real e imaginária do parâmetro  $S_{21}$  da guia, carregada com a amostra, foram medidas em frequências entre 1 - 8.0 GHz, com o campo magnético externo aplicado paralelo ao plano da amostra, ao longo da direção de propagação das ondas eletromagnéticas. As frequência de ressonância e as larguras de linha a meia altura foram obtidas ajustando as curvas de  $\text{Re}S_{21}$  vs.  $H$  usando uma equação composta por um termo simétrico (curva Lorentziana) e um termo anti-simétrico (curva dispersiva). A dependência da frequência de ressonância com o campo externo aplicado foi ajustada com a relação de Kittel. O coeficiente de amortecimento de Gilbert foi obtido da curva  $\Delta H$  vs.  $f$ . Os resultados obtidos mostram que, além de obter valores satisfatórios para medidas de FMR fica evidente através da apresentação de toda metodologia de idealização da guia de onda envolvida a sua utilidade em experimentos de Ressonância magnética.

**Palavras-chave:** Dinâmica de magnetização. Filmes finos. Ressonância ferromagnética. Guia de onda coplanar.



## ABSTRACT

### DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A COPLANAR WAVEGUIDE (CPW) FOR FMR TECHNIQUE VIA VNA

AUTHOR: PEDRO MILANO VIEIRA DA FONSECA

ADVISOR: MARCELO SERRANO ZANETTI

In this work, a study of ferromagnetic resonance (FMR) in  $\text{Ni}_{81}\text{Fe}_{19}$  (*Permalloy*) thin films with a thickness of 100 nm was performed. FMR measurements were obtained using the FMR technique via Vector Network Analyzer (VNA), in which the VNA is used in conjunction with a coplanar waveguide. The VNA-FMR technique allows measurements over a wide frequency band and detects the FMR condition through microwave S-parameter measurements. The coplanar-type waveguide was designed with its dimensions for impedance matching of approximately  $50 \Omega$ , simulated for initial evaluation, and subsequently produced using the ProtoMat S103. This waveguide was proposed to make the FMR measurement process more practical and easier compared to measurements made using a stripline waveguide. The real and imaginary components of the  $S_{21}$  parameter of the guide, loaded with the sample, were measured at frequencies between 1 - 8.0 GHz with the external magnetic field applied parallel to the plane of the sample along the direction of propagation of the electromagnetic waves. Resonance frequencies and half-height line widths were obtained by fitting the  $\text{Re}S_{21}$  vs.  $H$  using an equation composed of a symmetric term (Lorentzian curve) and an anti-symmetric term (dispersive curve). The dependence of the resonance frequency on the applied external field was fitted with Kittel's relation. The Gilbert damping coefficient was obtained from the  $\Delta H$  vs.  $f$ . The results obtained show that, besides obtaining satisfactory values for FMR measurements it is evident through the presentation of the whole methodology of idealization of the waveguide involved its usefulness in FMR experiments.

**Keywords:** Coplanar waveguide. Ferromagnetic resonance. Magnetization dynamic. Thin films.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 –	Precessão de um spin semi-clássico em um campo magnético. ....	16
Figura 2 –	Curvas típicas obtidas de um experimento de FMR. ....	16
Figura 3 –	Representação de um sistema experimental utilizado para medidas de FMR usando um analisador vetorial de rede. A amostra é colocada no guia de ondas coplanar Estrutura CPW, conforme indicado. ....	17
Figura 4 –	Dados representativos de ressonância ferromagnética. O gráfico (a) mostra a derivada de absorção da FMR <i>versus</i> dados de campo estático aplicado. O gráfico (b) mostra a resposta integrada normalizada de (a) em função do campo. A curva sólida em (b) é um ajuste Lorentziano dos dados. ....	18
Figura 5 –	Exemplo experimental de dados obtidos numa medida de FMR-VNA a campo fixo. Nesse caso, os valores no eixo y foram obtidos a partir das medidas do parâmetro S. ....	19
Figura 6 –	Matrizes S para redes de uma, duas, três portas até N-Portas. ....	21
Figura 7 –	Rede generalizada de duas portas. ....	22
Figura 8 –	Esquema de um Guia de Onda Coplanar em um substrato dielétrico de espessura finita. ....	24
Figura 9 –	Esquema de uma Guia de Onda Coplanar apoiado por condutor. ....	25
Figura 10 –	Padrão de radiação de guia de onda coplanar convencional. ....	26
Figura 11 –	Ilustração do processo de desbastamento. ....	29
Figura 12 –	Ilustração do processo de desbastamento. ....	30
Figura 13 –	Guia de onda no software de simulação com conector SMA. ....	32
Figura 14 –	Distribuição de campo magnético na guia. ....	33
Figura 15 –	Distribuição de campo elétrico na guia. ....	33
Figura 16 –	ProtoMat S103. ....	35
Figura 17 –	Sistema de medição de FMR-VNA. ....	36
Figura 18 –	CPW suportada para evitar tensões desnecessárias nos cabos conectores. ....	37
Figura 19 –	CPW suportada para evitar tensões desnecessárias nos cabos conectores. ....	37
Figura 20 –	: Arranjo do AGFM do LMMM. ....	39
Figura 21 –	Parâmetros-S da guia de onda simulada com condutor PEC e substrato vácuo para todo a extensão de frequências que o VNA poderia operar. ....	40
Figura 22 –	Parâmetros-S da guia de onda simulada com condutor de Cobre e substrato de FR4 para o extensão de frequências onde faremos as medidas de FMR. ..	41
Figura 23 –	Parâmetros-S experimental da guia de onda. ....	42
Figura 24 –	Parâmetros-S experimental da guia de onda. ....	43
Figura 25 –	Linha de transmissão com amostra posicionada no centro da linha. ....	44
Figura 26 –	Parâmetro S da linha de transmissão somente com uma fina placa de vidro, chamada de lamínula de 0.05mm de espessura posicionada na região central da linha. ....	44
Figura 27 –	Parâmetro $S_{11}$ da CPW com amostra de Ta/Fe/Ta (5nm/100nm/5nm) com substrato com espessuras de 0.05, 0.10 e 0.15mm e somente vidro. ....	45
Figura 28 –	Parâmetro S da linha somente com lamínula de vidro de 0.05mm deslocada para uma das extremidades da linha. ....	46
Figura 29 –	Curvas experimentais de valores do campo de saturação obtidos a partir das curvas de histerese. ....	47

Figura 30 –	Curvas experimentais relacionando parte real e imaginária do parâmetro $S_{21}$ vs. $f$ . . . . .	48
Figura 31 –	Parte real e imaginária do $S_{21}$ em função do campo magnético aplicado para algumas frequências entre 1 e 5 GHz. . . . .	49
Figura 32 –	Parte real e imaginária de $S_{21}$ ajustadas matematicamente por curvas Lorentziana e dispersiva. . . . .	50
Figura 33 –	Resultados experimentais e ajuste teórico das curvas de $Re(S_{21})$ e $Im(S_{21})$ . . . . .	51
Figura 34 –	Curvas experimentais de $f_r^2$ vs. $H_r$ . . . . .	52
Figura 35 –	Curvas experimentais de $f_r$ vs. $\Delta H$ . . . . .	53

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MO	Microondas
MW	Microwave
$\vec{S}$	Spin Eletrônico
$\vec{H}$	Campo Magnético DC
FMR	Ferromagnetic Resonance
CPW	Coplanar Waveguide
VNA	Vector Network Analyzer
MS	Microstripline
SL	Stripline
PIMM	Pulsed Inductive Microwave Magnetomete
MICs	Microwave Integrated Circuits
CBCPW	Conductor-backed Coplanar Waveguide
sccm	Standard cubic centimetres per minute
Å	Angstrom
Oe	Oersted

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO.....</b>	<b>13</b>
<b>2</b>	<b>CONSIDERAÇÕES TEÓRICAS .....</b>	<b>15</b>
2.1	Ressonância Ferromagnética.....	15
2.2	FMR via VNA .....	17
2.3	Parâmetros-S .....	21
2.3.1	Definição de Parâmetros-S .....	21
2.4	Linhas de Transmissão Planas .....	23
2.4.1	Guias de Onda Coplanares - CPW .....	23
2.4.2	Tipos de Guias de Ondas Coplanares .....	24
2.4.3	CPW Convencional .....	25
<b>3</b>	<b>PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS .....</b>	<b>28</b>
3.1	Produção de Amostras.....	28
3.1.1	Sistema de Deposição.....	28
3.2	Construção da Guia de Onda Coplanar .....	31
3.2.1	Determinando as Dimensões da Guia .....	31
3.2.2	Simulações das linhas de campo.....	32
3.2.3	Prototipagem .....	34
3.3	Sistema de Medidas FMR-VNA .....	35
3.4	Sistema de Medidas de Histerese .....	38
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>40</b>
4.1	Simulações e medidas da CPW .....	40
4.2	Medidas de FMR-VNA.....	46
4.3	Curvas de $f_r$ vs. $H$ e $\Delta H$ vs. $f$ .....	51
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>54</b>
5.1	Conclusões .....	54
5.2	Sugestões de trabalhos futuros .....	54
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>56</b>

# 1 INTRODUÇÃO

A ressonância ferromagnética, ou FMR, é uma técnica utilizada para o estudo de materiais magnéticos. Essa técnica experimental vem sendo utilizada ao longo das décadas e baseia-se na excitação magnética a partir de um campo de microondas (MO). Atualmente utiliza-se para realizar esse tipo de experimentação o analisador vetorial de rede (VNA), que fornece um sistema de medição relativamente robusto e com grande sensibilidade de medida. O VNA realiza medições dependentes de frequência, permitindo uma análise mais aprofundada para o estudo de filmes finos. A aplicação de guias de ondas coplanares (CPW) na área de estudo do estado sólido se dá majoritariamente em investigações envolvendo ressonância magnética, por exemplo, para espectroscopia de ressonância de spin eletrônico (WIEMANN et al., 2015) ou para magnônica, que é um campo emergente do magnetismo moderno, que pode ser considerado um subcampo da física moderna do estado sólido (KRUGLYAK; DEMOKRITOV; GRUNDLER, 2010). A aplicabilidade de CPW para medidas de FMR é comprovadamente eficaz, aliando desempenho com versatilidade. Neste trabalho será apresentado a idealização e construção de uma guia de onda coplanar convencional. Também será demonstrado alguns resultados obtidos via simulação e experimentalmente do comportamento da guia. As simulações foram feitas com a guia de onda carregada e não carregada com amostra utilizando o VNA de modo a determinarmos as curvas de Ressonância Ferromagnética a partir de alguns dos parâmetros-S do sistema (KALARICKAL et al., 2006). A guia de onda foi testada para experimentos de FMR com uma amostra de *permalloy* de espessura de 100nm. Os dados referentes a frequência de ressonância ( $f_r$ ) e largura de linha a meia altura ( $\Delta H$ ) foram obtidos ajustando as curvas da parte real do parâmetro  $S_{21}$  pelo campo externo  $H$  com a equação de uma curva Lorentziana simétrica e forma de linha dispersiva a qual pode ser ajustada pela parte imaginária  $Im$  do parâmetro  $S_{21}$ .

A dependência da frequência de ressonância com o campo aplicado foi bem ajustada usando a relação de Kittel para amostras planas.

Pela relação  $ReS_{21}$  vs.  $f$ , tanto a largura de linha extrínseca  $\Delta H_0$  quanto o coeficiente de amortecimento de Gilbert ( $\alpha$ ) foram obtidos.

Este trabalho segue a seguinte estrutura: na seção 2, serão apresentadas considerações teóricas pertinentes para o entendimento das atividades desenvolvidas envolvendo Ressonância Ferromagnética (FMR), incluindo a técnica de FMR via VNA, bem como os parâmetros-S e linhas de transmissão planas do tipo coplanar. Em seguida, na seção 3, serão descritos os

procedimentos experimentais, que incluem a produção das amostras, a construção da guia de onda, o sistema de medidas FMR via VNA e o sistema de medidas de histerese. Na seção 4, serão apresentados os resultados e as discussões, com destaque para as simulações e medidas da CPW e as curvas de frequência e comprimento de linha. Por fim, na seção 5, serão apresentadas as considerações finais, incluindo conclusões a partir dos resultados obtidos e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 CONSIDERAÇÕES TEÓRICAS

### 2.1 Ressonância Ferromagnética

A ressonância ferromagnética é uma técnica para caracterizar algumas das propriedades magnéticas de materiais ferromagnéticos, como por exemplo magnetização de saturação e anisotropias. Essa técnica experimental já é amplamente documentada e tem sido usada por décadas para sondar dinâmicas de spin baseada na excitação do sistema magnético por MO (tipicamente 1–35 GHz). Nesta técnica, uma estrutura ferromagnética é submetida a um campo magnético estático de modo a alcançar a saturação e ao mesmo tempo é sujeita a um campo magnético alternado na faixa de micro-ondas, de forma que os dois campos sejam perpendiculares entre si pois nenhuma ressonância ocorre se o campo alternado for paralelo ao campo estático (COEY, 2010). Nessa configuração o campo alternado de micro-ondas têm o papel de perturbar os momentos magnéticos da estrutura os quais são responsáveis pela magnetização da mesma (CULLITY, 1972) (SEEGER, 2016). Essa perturbação provocada pelo campo de micro-ondas faz com que os momentos magnéticos mudem seu eixo de rotação e se desviem de sua posição de equilíbrio, efeito o qual se dá o nome de precessão da magnetização. Essa mudança de eixo da magnetização ocorre na mesma direção e sentido do campo magnético estático de modo que o vetor resultante que representa esse momento magnético descreve uma figura cônica, como ilustra a Figura 1. Se a frequência da radiação de MO incidente coincidir com a frequência característica da precessão da magnetização o sistema entrará em ressonância (COEY, 2010) e a absorção de radiação pela estrutura será máxima (SEEGER, 2016).

O spin está diretamente relacionado às propriedades magnéticas de uma partícula através de sua relação com o momento magnético. O momento magnético de spin é uma propriedade intrínseca e fundamental das partículas. Dado que um spin do elétron  $\vec{S}$  submetido à um campo magnético contínuo  $\vec{H}$ , se o mesmo se desviar da posição de equilíbrio, por conta de um campo transversal externo alternado, ele precessará no sentido e direção do campo estático  $\vec{H}$ , como descrito anteriormente e novamente ilustrado na Figura 1 (REZENDE, 1999)(SEEGER, 2016).



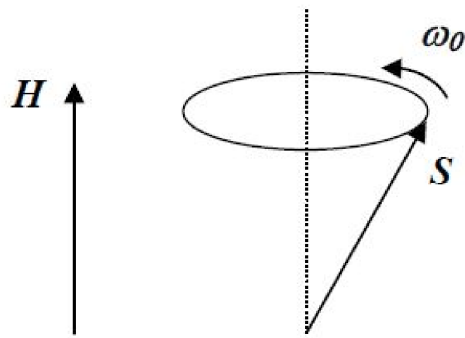


Figura 1 – Precessão de um spin semi-clássico em um campo magnético.

Fonte: REZENDE (1999)

Usualmente a ressonância ferromagnética ocorre na região de microondas, que varia entre 300MHz e 300GHz, isso inclui bandas de rádio SHF (super alta frequência), UHF (ultra alta frequência) e EHF (frequência extremamente alta). Na figura 2 é possível observar um exemplo do sinal de FMR. O traço medido (derivative lineshape) é a taxa de absorção da radiação em função do campo magnético. A linha de absorção (Lorentzian absorption lineshape) é obtida a partir da integração do sinal medido (MALLMANN et al., 2021).

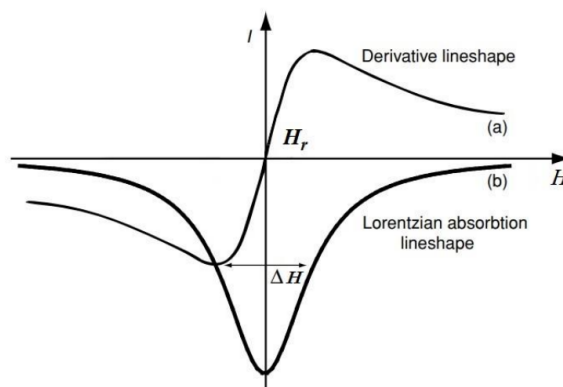


Figura 2 – Curvas típicas obtidas de um experimento de FMR.

Fonte: Adaptado de COEY (2010).

Os parâmetros obtidos do resultado da técnica demonstrados acima são a intensidade da ressonância, o campo de ressonância  $H_r$  e a largura de linha a meia altura  $\Delta H$  (full width half maximum). A FWHM é a diferença entre os dois valores da variável independente em que a variável dependente é igual a metade do seu valor máximo. É importante dizer que a largura de linha é determinada exclusivamente pela amostra utilizada (KIRK et al., 2009) (MALLMANN et al., 2021).

## 2.2 FMR via VNA

Nos últimos anos, uma série de métodos alternativos de medir a ressonância ferro magnética (FMR) (KALARICKAL et al., 2006) (MAKSYMOW; KOSTYLEV, 2015) foram desenvolvidos. Este adaptam os princípios básicos dos experimentos de FMR, tornando-os mais adequados para medir materiais nanoestruturados. Dentre os métodos disponíveis, existem três técnicas principais para medir FMR em filmes finos ferromagnéticos, Técnica de Strip-line, Técnica de Pulse Induced Microwave Magnetometry (PIMM) e Técnica de FMR via Vector Network Analyzer (VNA) (MALLMANN et al., 2021), sendo a última a técnica que será utilizada nesse trabalho. Nesse método, um analisador vetorial de rede de duas portas é conectado a uma guia de onda coplanar (CPW) por meio de cabos de alta frequência. Este método nos permite realizar medições contínuas varrendo uma ampla banda de frequência que vão desde alguns MHz até dezenas de GHz (SCHMOOL et al., 2021).

A Figura 3 mostra a representação de um sistema experimental utilizado para medidas de FMR-VNA. Neste exemplo, a excitação de MO é fornecida através de uma CPW, com o filme fino posicionado sobre o condutor central da linha com comprimento suficiente de modo que toque nos planos de aterramento. O campo externo estático é gerado por um par de bobinas de Helmholtz. A análise do sinal é feita usando um VNA comercial padrão. O campo pode ser aplicado paralelamente ou perpendicularmente ao plano do filme, mas necessariamente deve ser perpendicular ao campo alternado (MALLMANN et al., 2021).

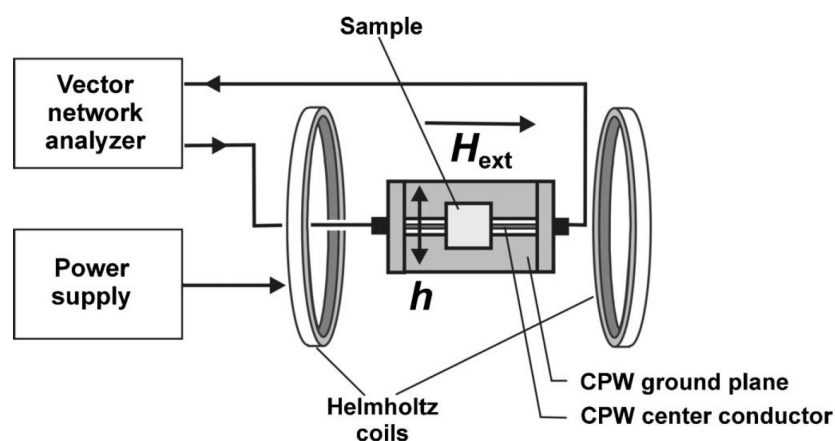


Figura 3 – Representação de um sistema experimental utilizado para medidas de FMR usando um analisador vetorial de rede. A amostra é colocada no guia de ondas coplanar Estrutura CPW, conforme indicado.

Adaptado de: KALARICKAL et al. (2006)

Nas Figuras 4 e 5 é possível ver exemplos do que seriam dados obtidos a partir de

medidas de FMR-VNA a campo fixo.

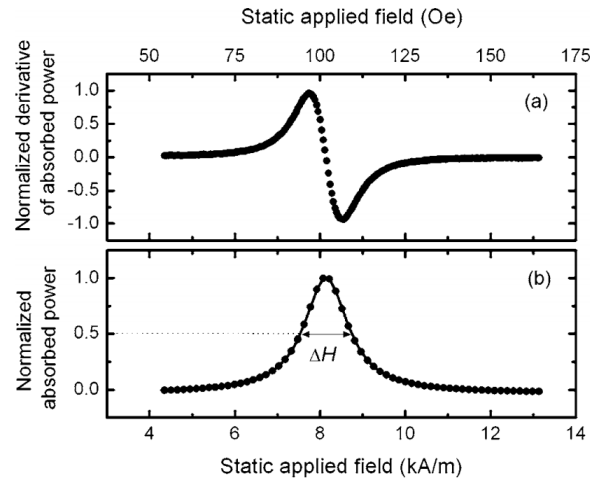


Figura 4 – Dados representativos de ressonância ferromagnética. O gráfico (a) mostra a derivada de absorção da FMR *versus* dados de campo estático aplicado. O gráfico (b) mostra a resposta integrada normalizada de (a) em função do campo. A curva sólida em (b) é um ajuste Lorentziano dos dados.

Adaptado de: KALARICKAL et al. (2006)

A Figura 4a mostra a derivada da absorção de potência de FMR *versus* campo estático aplicado na faixa de MO. Os círculos sólidos na Figura 4b mostram os dados integrados normalizados e a curva sólida mostra o ajuste Lorentziano. Uma integração numérica direta dos dados fornece perfis próximos de Lorentz. A largura total na metade máxima de um ajuste Lorentziano aos dados integrados ( $\Delta H$ ) pode ser utilizada como uma medida da largura de linha FMR (KALARICKAL et al., 2006).

A descrição formal do sinal obtido pelo método VNA via FMR é baseada nos coeficientes de transmissão e reflexão (SCHMOOL et al., 2021), ou outros parâmetros calculados a partir desses, como por exemplo a impedância da guia de onda, curvas de FMR e largura de linha (BARRY, 1986). Parâmetros S resultantes de um sistema de 2 portas são compostos de dois sinais transmitidos (porta 1  $\rightarrow$  porta 2,  $S_{21}$  e porta 2  $\rightarrow$  porta 1,  $S_{12}$ ) e de dois sinais refletidos (porta 1  $\rightarrow$  porta 1,  $S_{11}$  e porta 2  $\rightarrow$  porta 2,  $S_{22}$ ). De modo que,  $S_{11}$  e  $S_{22}$  são as chamadas perdas por retorno e  $S_{12}$  e  $S_{21}$  representam as perdas por inserção (SCHMOOL et al., 2021). Perda Por Retorno (Return Loss) representa a quantidade do sinal que é refletido, ou seja, o quanto do sinal que está sendo transmitido pela porta, está voltando para a mesma. Em um sistema de guia de onda coplanar de duas portas a perda de sinal por retorno ocorre no momento em que o mesmo é injetado na CPW a partir de cada porta. Isso acontece devido ao descasamento de impedância do sistema, entre os elementos (Porta 1, Porta 2, conectores, amostra e guia de

onda). Já a perda de inserção é a perda de sinal que ocorre quando um sinal viaja através da CPW.

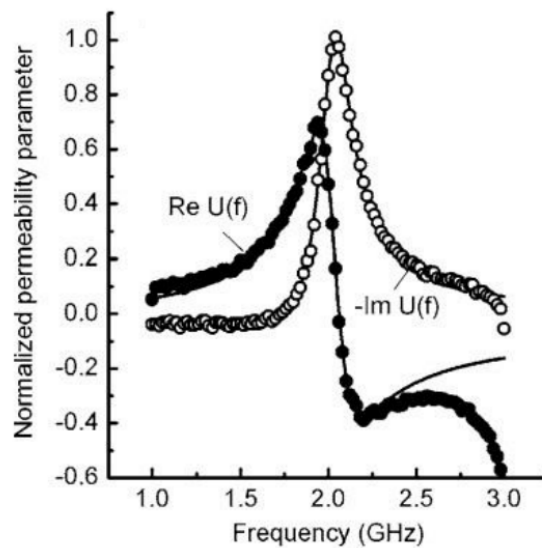


Figura 5 – Exemplo experimental de dados obtidos numa medida de FMR-VNA a campo fixo. Nesse caso, os valores no eixo y foram obtidos a partir das medidas do parâmetro S.

Adaptado de: KALARICKAL et al. (2006)

A Figura 5 mostra a permeabilidade normalizada  $U$  vs. frequência  $f$  para um filme fino submetido ao sistema. Os gráficos de dados obtidos em uma medida de FMR via VNA a campo fixo geralmente são mostrados com duas curvas juntas pois representam a parte real e imaginária obtidos a partir dos parâmetros S experimentais em função da frequência da onda de RF aplicada ao sistema. Os círculos preenchidos mostram a parte real de  $U(f)$ ,  $\text{Re}[U(f)]$  e os círculos não preenchidos representam a parte imaginária negativa,  $-\text{Im}[U(f)]$ , valores que são obtidos a partir dos parâmetros S experimentais. Esses valores reais e imaginários de  $U(f)$  são analisados com base em um modelo de linha de transmissão desenvolvido por Barry (KALARICKAL et al., 2006). A análise de Barry (BARRY, 1986) fornece um parâmetro de permeabilidade de micro-ondas no seguinte formato:

$$U(f) = \pm \frac{i \ln[S_{21-H}(f)/S_{21-ref}(f)]}{\ln[S_{21-ref}(f)]} \quad (2.1)$$

onde o sinal de MO é escolhido de modo que  $\text{Im}[U(f)]$  seja negativo nas proximidades do pico de FMR. O  $f$  corresponde ao intervalo de frequências onde as medidas serão feitas.  $S_{21-H}(f)$  denota a dependência do parâmetro  $S_{21}$  com a frequência na condição de FMR, e  $S_{21-ref}$  representa a dependência do parâmetro  $S_{21}$  no campo de referência. Em condições ideais,  $-\text{Im}[U(f)]$

vs.  $f$  corresponde à perda por FMR e  $\text{Re}[U(f)]$  nos mostra a dispersão (KALARICKAL et al., 2006).

Ao compararmos as análises de FMR via Microstrip-line e CPW, vemos que existe uma diferença fundamental entre as duas. No caso da Microstrip-line, só existe uma conexão com o VNA, ou seja, ela serve como porta de saída para o sinal RF, fazendo relação direta com o parâmetro  $S_{11}$ . Já a CPW, possui porta de entrada e saída, logo a análise é feita utilizando o parâmetro  $S_{21}$ .

Uma vez que a impedância da CPW é casada com impedância característica dos conectores do VNA (usualmente  $50\Omega$  ou  $75\Omega$ ), a perda por retorno é atenuada e isso irá maximizar o sinal transmitido, ou seja, essa técnica é muito sensível às mudanças na impedância da linha. O método requer uma calibração completa prévia das portas que serão utilizadas para diminuir ao máximo perdas que podem ser evitadas.

Frequentemente, componentes de baixa qualidade introduzirão reflexões adicionais, limitando assim as características de transmissão dos sinais de alta frequência (SCHMOOL et al., 2021). Além disso a técnica exige calibração cuidadosa e processos rigorosos de idealização e projeto da guia utilizada para a obtenção de resultados precisos (GILBERT, 2004) (MALLMANN et al., 2021).

Em medidas de FMR via VNA a amostra é colocada sobre a guia de ondas e posicionada entre bobinas de Helmholtz. A medida de FMR pode ser feita utilizando dois métodos: (i) varredura de campo em uma frequência fixa ou (ii) varredura de frequência com um campo magnético estático fixo ( $\vec{H}_{dc}$ ) (SCHMOOL et al., 2021). Importante mencionar que o sinal elétrico que passa pelo CPW irá produzir um pequeno campo magnético oscilante, ( $\vec{H}_{rf}$ ), em torno do condutor central da CPW e analogamente um campo elétrico ( $\vec{E}_{rf}$ ) oscilante que parte do condutor central até o aterramento lateral da guia. Dependendo da abordagem que escolhermos, variando o campo ou a frequência, a ressonância da amostra ferromagnética posicionada na CPW provoca a mudança da impedância da linha, alterando os parâmetros S, e assim possibilitando a medição da própria ressonância (SCHMOOL et al., 2021) (MALLMANN et al., 2021).

No próximo capítulo, as técnicas experimentais usadas serão abordadas, além da parte experimental de produção da CPW, caracterização estrutural e magnética, e processo de produção dos filmes finos.

## 2.3 Parâmetros-S

Os parâmetros S (ou parâmetros de espalhamento) são usados para descrever como a energia pode se propagar através de uma rede elétrica. Tais parâmetros são usados para descrever a relação entre diferentes portas, quando se é relevante descrever uma rede em termos de amplitude e frequências. No artigo de E. W. Matthews, Jr intitulado "The Use of Scattering Matrices in Microwave Circuits," ele sugere que a primeira menção aparente de coeficientes de dispersão foi em 1920 no artigo da AIEE "Maximum Output Networks for Telephone Substation and Repeater Circuits." O conceito de onda de espalhamento foi ainda mais popularizado na época em que Kaneyuke Kurokawa, do Bell Labs, escreveu seu artigo IEEE de 1965 "Power Waves and the Scattering Matrix." Além disso, o livro de Robert Collin, Field Theory of Guided Waves, publicado em 1960, tem uma breve discussão sobre a matriz de espalhamento.

### 2.3.1 Definição de Parâmetros-S

Os parâmetros S geralmente são exibidos em formato de matriz, com o número de linhas e colunas igual ao número de portas. Os elementos desta matriz são indicados por  $S_{ij}$ , onde o subscrito "j" representa a porta excitada (de entrada) e o subscrito "i" a porta de saída. Desta maneira, se falarmos em  $S_{11}$ , nos referimos à razão da amplitude do sinal que reflete da porta um para a amplitude do sinal incidente na porta um. Os parâmetros ao longo da diagonal principal da matriz S, representada pela figura 6 se referem apenas ao que acontece em uma única porta, enquanto os parâmetros S fora da diagonal se referem ao que acontece em uma porta quando é excitado por um incidente de sinal em outra porta. Aqui estão as matrizes S para redes de uma, duas e três portas:

$$(S_{11}) \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1j} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{i1} & S_{i2} & \cdots & S_{ij} \end{pmatrix}$$

Figura 6 – Matrizes S para redes de uma, duas, três portas até N-Portas.

Fonte: Autor

Os parâmetros S descrevem a resposta de uma rede N-porta ao sinal(es) incidente(s) a uma ou a todas as portas. O primeiro número no subscrito refere-se à porta de resposta, enquanto o segundo número se refere à porta do incidente. Assim,  $S_{21}$  significa a resposta na porta 2 devido a um sinal na porta 1. As redes "N-port" mais comuns em micro-ondas são redes

de uma e duas portas.

O sinal em uma porta, digamos a porta 1, pode ser pensado como a superposição de duas ondas viajando em direções opostas. Por convenção, cada porta é mostrada como dois nós para dar um nome e valor a essas ondas de direção oposta. A variável  $a_i$  representa uma onda incidente na porta "i" e a variável  $b_j$  representa uma onda refletida na porta "j".

Os índices dos parâmetros S representam o número da porta de entrada do sinal refletido pela rede.

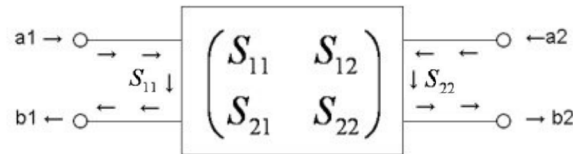


Figura 7 – Rede generalizada de duas portas.

Fonte: Autor

Se assumirmos que cada porta termina na impedância de referência  $Z_0$ , podemos definir os quatro parâmetros S das 2 portas como:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad (2.2)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad (2.3)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad (2.4)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad (2.5)$$

As ondas incidentes ( $a_1$  e  $a_2$ ) e refletidas ( $b_1$  e  $b_2$ ) estão relacionadas aos parâmetros S pela matriz de dispersão demonstrada a seguir:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$$

Se quisermos medir  $S_{11}$ , injetamos um sinal na porta um e medimos seu sinal refletido. Neste caso, nenhum sinal é injetado na porta 2. Se quisermos medir  $S_{21}$ , injetamos um sinal na porta 1 e medimos a potência do sinal resultante saindo da porta 2. Para  $S_{12}$ , injetamos um sinal na porta 2 e medimos a potência do sinal saindo da porta 1, e para  $S_{22}$  injetamos um sinal na porta 2 e medir seu sinal refletido.

Para obter resultados precisos em simulações de campo eletromagnético, é importante que o sistema esteja em equilíbrio térmico antes da medição porque a temperatura afeta as características elétricas do dispositivo em teste (DUT), e conseqüentemente, os resultados da medição. A temperatura pode afetar a impedância do DUT, a perda de inserção, a resposta em frequência, entre outras propriedades elétricas. Isso significa que a temperatura do ambiente e do dispositivo sob teste deve ser mantida constante durante a medição, e deve ser dada tempo suficiente para que o sistema atinja a estabilidade térmica antes da medição. Além disso é importante garantir que o dispositivo esteja adequadamente acoplado ao sistema de medição antes da medição de  $S_{11}$  e  $S_{21}$ , e sugere a realização de testes de validação para verificar a qualidade do acoplamento e calibração do sistema de medição.

Uma CPW pode possuir mais de duas conexões. Neste caso a medida é feita utilizando as  $N$  portas e o parâmetros medidos são  $S_{ij}$  (ou qualquer outro proporcional ao  $S_{ij}$ ), que é definido como  $S_{ij} = \frac{b_i}{a_j}$ , a razão entre a onda refletida e onda incidente da rede.

## 2.4 Linhas de Transmissão Planas

As linhas de transmissão planas são compostas de um ou mais planos de material condutor construídos de forma que os planos sejam paralelos entre si colocados sobre um substrato dielétrico (HOOG et al., 2014). Essas linhas de transmissão são fabricadas com tecnologia de placas de circuito impresso, o que se traduz em boas tolerâncias mecânicas, simplificando sua fabricação e permitindo uma rápida caracterização do projeto com baixo custo (SIMONS; SIMONS, 2001). As linhas de transmissão planas são classificadas majoritariamente em três tipos: linha de microstrip-line (MS), strip-line (SL) e guia de ondas coplanar (CPW) (BEERESHA; KHAN; HV, 2015).

### 2.4.1 Guias de Onda Coplanares - CPW

Guia de onda coplanar é um tipo de linha de transmissão plana, onde todos os condutores encontram-se no mesmo plano. Amplamente usada em circuitos de micro-ondas, foi proposta pela primeira vez por C. P. Wen em 1969. Desde sua idealização, um gigantesco progresso foi feito no campo de circuitos de micro-ondas (MICs) utilizando-se desse tipo sistema (OLIVEIRA, 2009).



### 2.4.2 Tipos de Guias de Ondas Coplanares

As guias de ondas coplanares podem ser classificadas geralmente em dois principais tipos:

- CPW Convencional
- CPW Apoiado por Condutor

Em uma CPW convencional, os planos de aterramento estão presente em ambos os lados na face superior da guia de onda (SIMONS; SIMONS, 2001) conforme mostra a Figura 8.

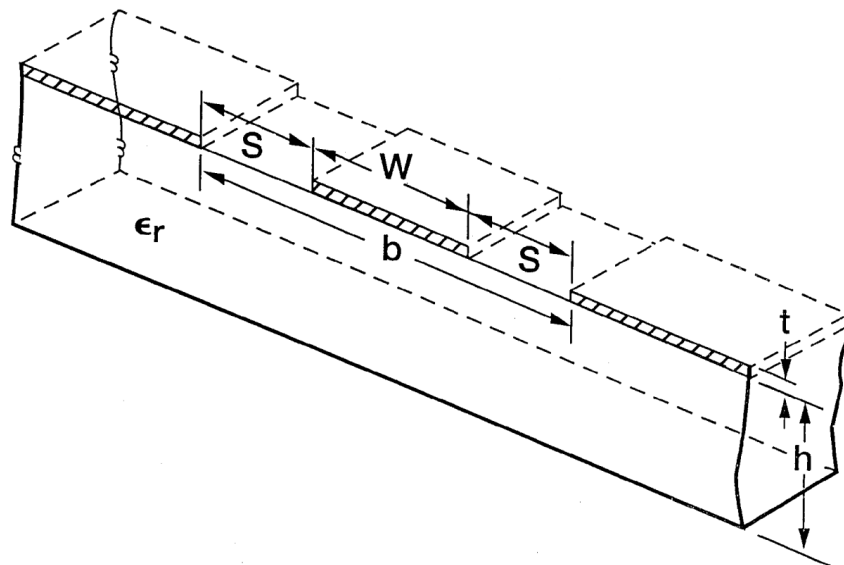


Figura 8 – Esquema de um Guia de Onda Coplanar em um substrato dielétrico de espessura finita.

Fonte: SIMONS; SIMONS (2001)

A CPW aterrada, como já diz o nome, tem um plano de aterramento adicional na superfície inferior do substrato dielétrico (SIMONS; SIMONS, 2001). Uma típica CBCPW é mostrada na Figura 9.

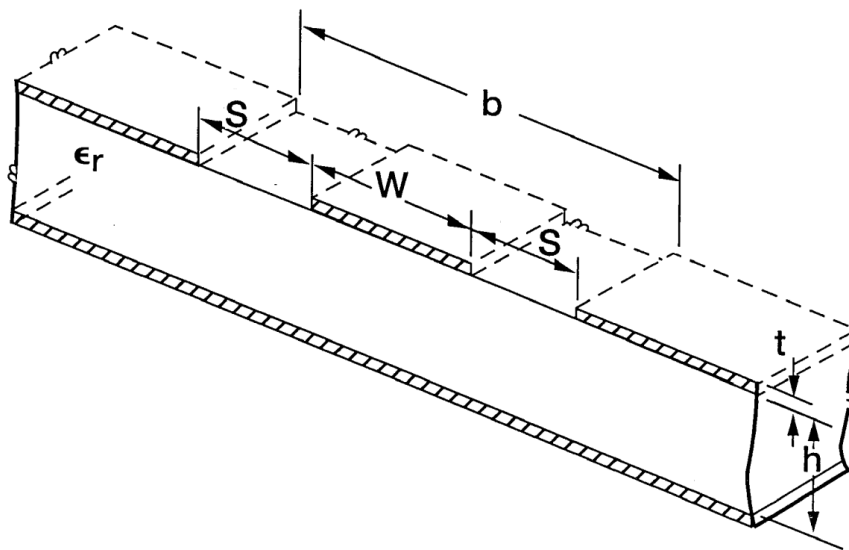


Figura 9 – Esquema de uma Guia de Onda Coplanar apoiado por condutor.

Fonte: SIMONS; SIMONS (2001)

Uma das vantagens desse tipo de estrutura têm a ver com seu desempenho. O desempenho das linhas coplanares é muitas vezes superior ao das microstrip-line no que diz respeito à comprimento de onda da guia, dispersão e perdas. Além disso no caso de PCW convencional, a fabricação é feita em face simples, de modo que, a guia de onda é impressa em apenas um lado do substrato, tornando-o um dispositivo ainda mais barato e por essa configuração também apresenta redução de interferência de linhas cruzadas. CPWs também oferecem flexibilidade na escolha da largura da linha de condutor central, assim como do espaçamento entre os planos de material condutor (OLIVEIRA, 2009), desde que respeitando as condições de construção regidas pelas equações para cada aplicação. A impedância característica é determinada pela razão de  $\frac{W}{b}$ , então a redução de tamanho é possível com extrema facilidade, (SIMONS; SIMONS, 2001) por isso podem atender perfeitamente à aplicações que envolvem os estudo sobre ressonância ferromagnética, onde as amostras envolvidas geralmente possuem dimensões extremamente pequenas.

#### 2.4.3 CPW Convencional

A guia de ondas coplanar (CPW) proposta por C. P. Wen consiste em um substrato dielétrico com condutores na superfície superior (WEN, 1969) e surge como uma alternativa à microstrip-line como mencionado anteriormente. Nessa guia convencional os condutores formam um condutor central, separado por um *gap*, de dois planos terra em ambos os lados

(POZAR, 2011) conforme a Figura 8. As dimensões do condutor central, o *gap*, a espessura e a permissividade do substrato dielétrico determinam a constante dielétrica efetiva ( $\epsilon_{eff}$ ) e impedância característica ( $Z_0$ ) da linha. Essa estrutura básica ficou conhecida como CPW convencional (SIMONS; SIMONS, 2001).

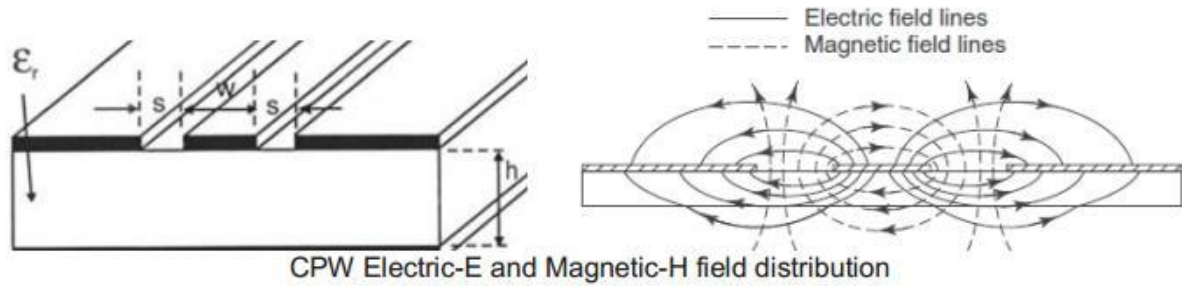


Figura 10 – Padrão de radiação de guia de onda coplanar convencional.

Fonte: (POZAR, 2011)

As vantagens da configuração da guia de onda coplanar do tipo convencional (CPW) derivam de sua natureza unilateral. Os componentes de aterramento não requerem furos passantes condutores em um plano do outro lado do substrato. Isso o torna ideal para uso com componentes montados em superfície. Outra característica da guia de onda coplanar é que podemos mudar a largura da linha  $S$ , o espaçamento do plano terra ou a espessura do dielétrico entre o plano de aterramento e sua camada de condutor para controlar  $Z_0$ . O plano de terra deve, necessariamente, se estender por mais de  $5b$  em cada lado do *gap*, sendo  $b$  a soma da largura ( $W$ ) do condutor central com a largura ( $S$ ) das duas lacunas como é mostrado na Figura 8. Para evitar certos modos de propagação e para obter o melhor desempenho,  $b$  deve ser menor que  $\frac{\lambda}{4}$  (WADELL, 1991).

As equações da impedância característica  $Z_0$  da CPW e da constante dielétrica efetiva são definidas a seguir:

$$\epsilon_{eff} = 1.0 + \frac{\epsilon_r - 1.0}{2.0} \cdot \frac{K(k_2)K'(k_1)}{K'(k_2)K(k_1)} \quad (2.6)$$

$$Z_0 = \frac{60\pi}{\epsilon_{eff}} \cdot \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K'(k_1)} + \frac{K(k_3)}{K'(k_3)}} \quad (2.7)$$

onde  $Z_0$  é a impedância característica,  $\epsilon_{eff}$  é a constante dielétrica efetiva,  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica relativa,  $K(k_1)$ ,  $K(k_2)$ ,  $K(k_3)$  são integrais elípticas e  $K'(k_1)$ ,  $K'(k_2)$ ,  $K'(k_3)$  componentes de  $K(k_1)$ ,  $K(k_2)$ ,  $K(k_3)$ . Essas equações são válidas para:

$$t \ll W$$

em que  $t$  é a espessura do condutor e  $W$  é a largura do condutor central. Para entender como  $K(k)$  é encontrado pode-se consultar Miller, H. Craig, "Inductance Equation for a Single-Layer Circular Coil" *Proceedings of the IEEE*, Vol. 75, No 2, fevereiro de 1987, pp. 256-257. Esse equacionamento não será abordado aqui pois esse não é o foco desse trabalho.

### 3 PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS

Nesse capítulo discutiremos todo o processo experimental desenvolvido neste trabalho. Começaremos descrevendo o processo de produção das amostras, que foram feitas através da técnica de magnetron sputtering. Posteriormente, será descrito o processo de construção da guia de onda, e finalmente detalharemos o sistema de medidas FMR-VNA.

#### 3.1 Produção de Amostras

A amostra utilizada neste trabalho foi produzida utilizando técnica de desbastamento iônico no sistema de deposição do Laboratório de Magnetismo e Materiais Magnéticos (LMMM). Esta técnica, amplamente utilizada para a produção de filmes finos, consiste em acelerar íons em direção à superfície de um material (alvo). O choque dos íons com o alvo faz com que átomos ou aglomerados de átomos sejam arrancados dele e lançados em todas as direções. Alguns desses átomos atingem um substrato, usualmente silício ou vidro, e depositam-se sobre ele, formando camadas de espessura nanométrica do material que compõe o alvo. Esta técnica se popularizou na produção de nanoestruturas principalmente pela facilidade de controle da espessura dessa camada de material depositada sobre o substrato, o que garante uma melhor reprodutibilidade das amostras (SEEGER, 2016).

##### 3.1.1 Sistema de Deposição

Em um sistema de sputtering, o material a ser depositado é colocado em um suporte, chamado canhão, o qual é conectado a uma fonte de tensão (CC) chamada de cátodo. O suporte do substrato que é posicionado em frente ao alvo pode ser aterrado ou submetido a um potencial elétrico (CA ou CC). Depois que a câmara é evacuada, um fluxo contínuo de gás inerte, geralmente argônio, é estabelecido na câmara e funciona como meio através do qual os íons são lançados, como ilustra a Figura 11 (MALLMANN et al., 2021) (SEEGER, 2016).

Quando a fonte de tensão CC é ligada uma corrente de íons de argônio ( $\text{Ar}^+$ ) se aceleram em direção ao alvo, os mesmos colidem com a superfície do alvo arrancando átomos neutros do material. Alguns dos átomos ejetados, eventualmente, atravessam a região de plasma e se depositam sobre a superfície do substrato de forma a formar o filme fino (SEEGER, 2016).

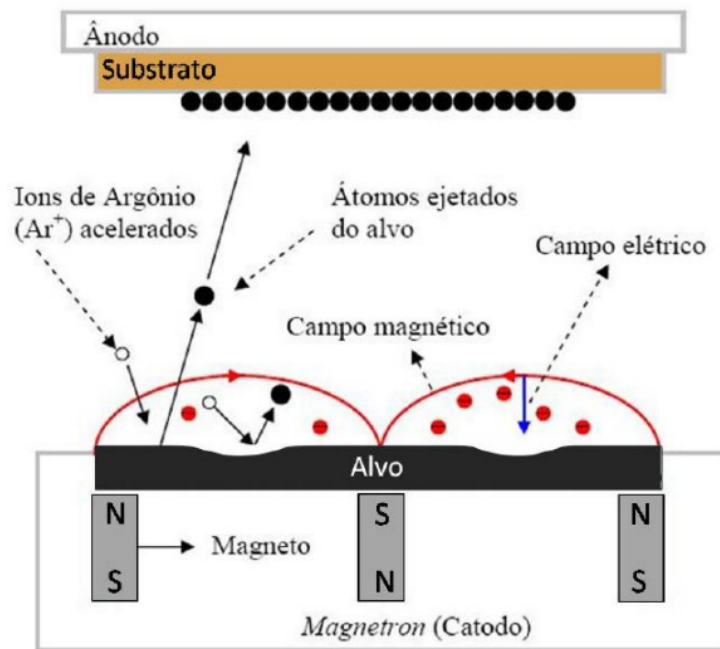


Figura 11 – Ilustração do processo de desbastamento.

Fonte: (SEEGER, 2016)

Os principais parâmetros cujo controle é fundamental para determinar o desempenho e garantir a qualidade dos filmes finos incluem: temperatura do substrato, taxa de deposição, que é a medida da quantidade de material depositado em uma determinada superfície por unidade de tempo, pressão de deposição, pressão de base, fluxo de gás inerte e distância entre o alvo e o substrato (SEEGER, 2016) (MALLMANN et al., 2021).

O sistema de deposição por magnetron sputtering, onde o trabalho foi desenvolvido e os filmes depositados, foi montado sobre uma câmara de vácuo Balzers BAK 600, e atinge pressões de base da ordem de  $7 \times 10^{-7}$  Torr (SEEGER, 2016) (MALLMANN et al., 2021). O diagrama da figura 12 mostra alguns dos principais elementos do sistema de deposição utilizado:

- Sistemas de bombas com uma rotativa e uma difusora.
- Quatro canhões para alvos com diâmetro de 2 polegadas, sendo dois da marca AJA e dois produzidos na oficina do Instituto de Física da UFRGS, equipados com ímãs para a configuração magnetron sputtering.
- Quatro fontes de tensão, sendo duas fontes CC da marca Advanced Energy, modelo MDX500, e duas fontes RF, uma RF5S RFPP, e outra ASA 600.
- Controlador de fluxo de gás MKS 1179A (0 - 200 sccm).

- Manômetros posicionados em diferentes partes do sistema.
- Manômetro capacitivo de alta resolução Baratron MKS (0 – 100 mTorr), para controle da pressão de deposição.
- Shutter – disco de alumínio com abertura circular que, quando movimentado, permite a exposição do substrato ao plasma.
- Porta substrato em forma de cruz, que permite o crescimento de quatro filmes diferentes por rodada de deposição.
- Dois motores de passo SLO SYN, um conectado ao porta substrato (40.000 passos/volta) e outro ao shutter (10.000 passos/volta).
- Circuito de água fria e água quente para a câmara.
- O sistema é completamente automatizado e controlado por computador.

Fonte: Lista de componentes do sistema retirado de (MALLMANN et al., 2021)

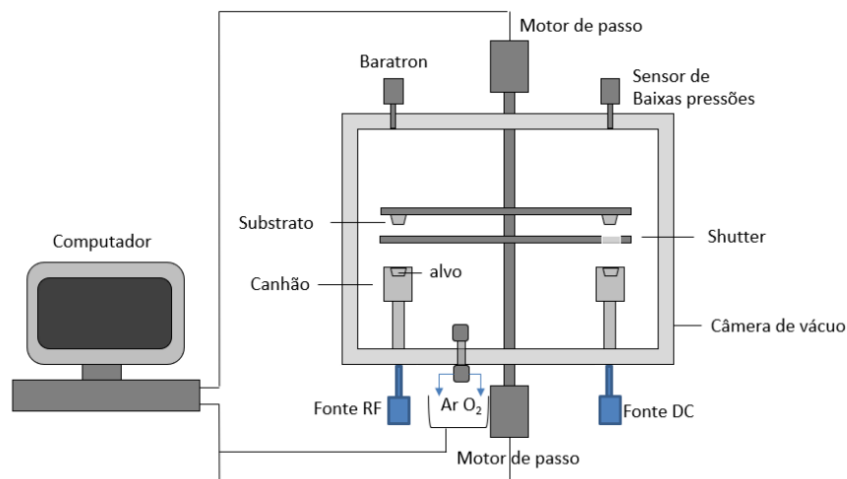


Figura 12 – Ilustração do processo de desbastamento.

Fonte: (MALLMANN et al., 2021)

Os filmes estudados nesse trabalho possuem espessura de 100 nm e foram depositados utilizando um alvo comercial de *permalloy* usando uma fonte CC ajustada numa potência de 50W. A pressão de base foi de  $7 \times 10^{-7}$  Torr, o fluxo de argônio durante a deposição foi de 32 sccm e a pressão de deposição foi de 2.0 mTorr. Todas as amostras foram depositadas sobre

substratos retangulares de vidro com área de  $15.0 \text{ cm}^2$  ( $5.0 \text{ cm} \times 3.0 \text{ cm}$ ). Antes do crescimento dos filmes, os substratos foram cobertos por uma camada de tântalo de 5 nm. Após o crescimento, os filmes foram cobertos por uma camada de 5 nm de  $Ta$  (Tântalo) (MALLMANN et al., 2021).

## 3.2 Construção da Guia de Onda Coplanar

### 3.2.1 Determinando as Dimensões da Guia

Os cálculos foram realizados com o auxílio de uma ferramenta online para cálculos de guias de onda coplanar (MICROWAVES101, 2022) não suportadas por condutor, dada sua complexidade. Nela inserimos a permissividade relativa  $\epsilon_r$  do dielétrico, a largura da faixa de condutor central, anteriormente representado por  $W$ , o espaçamento entre condutor central e aterramento, chamado de  $S$  e a altura do dielétrico, chamado de  $h$ . Como está representado na figura 10. Partindo desses valores obteve-se, pelas equações 2.6 e 2.7, determinar a impedância característica  $Z_0$  da PCW e sua constante dielétrica efetiva. Por uma questão de limitações do equipamento que utilizaremos na parte experimental do projeto da guia de onda, as dimensões da mesma foram reduzidas ao máximo e simuladas de modo que obtivéssemos o valor mais próximo de  $50 \Omega$  para a impedância da CPW quando formos construir a guia experimentalmente. Para o processo de modelagem inicial e de simulações assumimos valores de dimensões laterais da guia de onda, dimensões do seu condutor central representadas pela Figura 13, onde  $W$  representa a largura da fita central,  $S$ , o vão entre o aterramento lateral e a faixa central do condutor, chamado de *gap*,  $t$ , a espessura do condutor,  $h$ , a espessura do dielétrico,  $b$ , a soma da largura do *gap* e os dois vãos laterais, como está representado na Figura 9 e sua permissividade relativa  $\epsilon_r$ . Lembrando que, a permissividade relativa é permissividade de um material quando comparado ao vácuo. O vácuo é considerado como o material de referência para a permissividade e sua permissividade relativa é definida como 1. Isto é, a permissividade do vácuo é a medida padrão para comparação com outros materiais. A permissividade é uma medida da capacidade de um material armazenar cargas elétricas, e no vácuo, essa capacidade é mínima, por isso sua permissividade relativa é 1. Para a parte condutora da CPW será utilizado o PEC (Perfect Conductor). Vale frisar que muitas equações foram aplicadas aos cálculos de impedância do CPW para modelar seu comportamento e que dada sua complexidade especialmente pelas integrais elípticas os resultados podem ser considerados aproximados, porém isso geralmente



não afeta o projeto. Entretanto para projetos críticos, com pouca margem de erro, devemos considerar o uso de análise eletromagnética 3D da CPW para realizar ajustes finos e compensar essas aproximações.

### 3.2.2 Simulações das linhas de campo

As simulações foram feitas utilizando o software CST Microwave Studio em sua versão estudantil. A simulação nos auxilia na modelagem do sistema e na análise prévia dos resultados de parâmetros S. Embora o ambiente de simulação seja verossímil, ele ainda realiza considerações de certos parâmetros de maneira ideal e realiza algumas aproximações que nos afastam do real comportamento da guia em estudo, porém ainda é uma ferramenta extremamente útil na prototipação de circuitos de microondas.

Vale mencionar que, para a simulação da CPW foram utilizados materiais ideais como por exemplo, o vácuo como dielétrico, PEC (Condutor Perfeito) como condutor e portas ideais sem perdas, de modo que o resultado varia em relação ao que será obtido experimentalmente.

A vista em perspectiva da guia de onda idealizada com as dimensões mais relevantes encontra-se ilustrada na Figura 13. O objetivo de realizar a simulação com conectores SMA é aproximar a resposta dos parâmetros-S gradativamente ao que pretendemos encontrar experimentalmente.

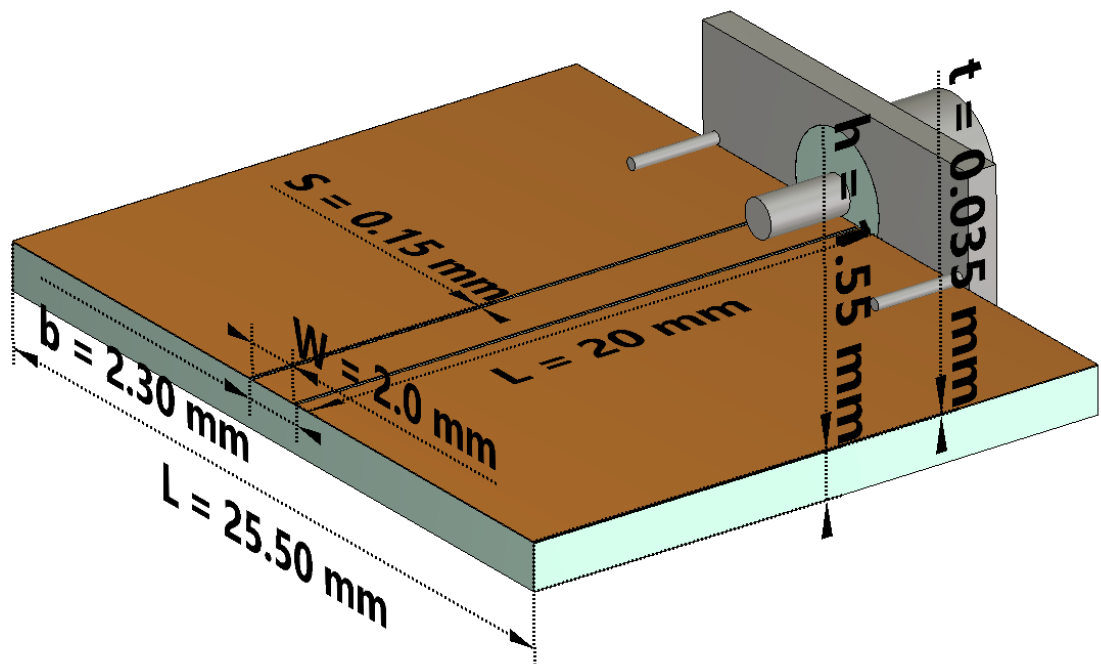


Figura 13 – Guia de onda no software de simulação com conector SMA.

Fonte: O autor

Podemos verificar através da simulação pelas Figuras 15 e 14 que a distribuição dos campos elétricos e magnéticos na CPW estão corretos pelo que se conhece sobre essas guias e que já é amplamente documentado como representado na Figura 10.

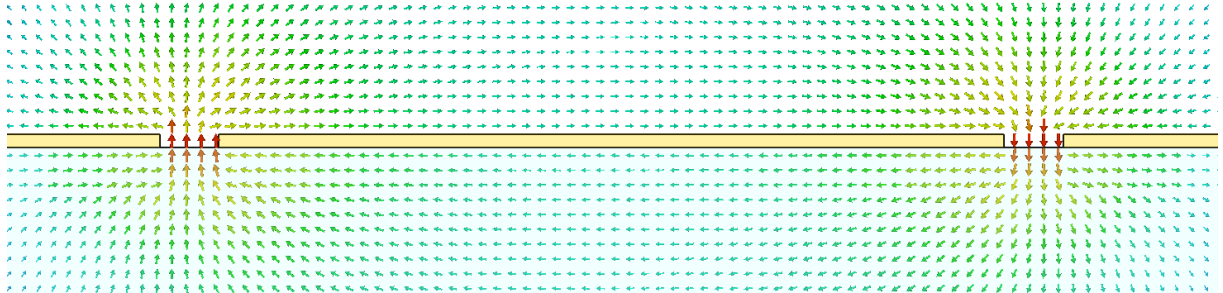


Figura 14 – Distribuição de campo magnético na guia.

Fonte: O autor

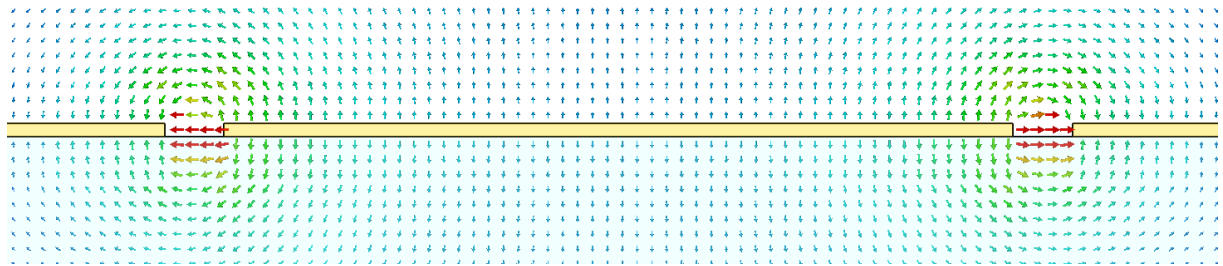


Figura 15 – Distribuição de campo elétrico na guia.

Fonte: O autor

A relação transversal entre o campo elétrico e o campo magnético em uma onda eletromagnética é descrita pela equação de onda eletromagnética, onde os campos estão sempre perpendiculares entre si e à direção de propagação da onda quando em modo de propagação TEM. A distribuição de campos eletromagnéticos em uma guia de onda coplanar é determinada pela geometria da guia e pela frequência do sinal transmitido. A maioria das guias de onda coplanar possui uma distribuição de campo transversal, ou seja, os campos elétricos e magnéticos estão perpendiculares à direção de propagação do sinal. A distribuição de campos eletromagnéticos na guia de onda coplanar é transversal, concentrado nas bordas da camada superior de condutor e no meio da camada intermediária de dielétrico, o que é benéfico para a propagação de sinais de alta frequência.

A configuração de campos elétricos ilustrada pela Figura 15 foi obtida para um valor de campo elétrico de aproximadamente 32 kV/m e a configuração ilustrada na Figura 14 de campo magnético de 106 A/m. Como a corrente que circula pela guia é alternada o sentido da configuração de campos tanto elétrico quanto magnético oscila em função do tempo.

De acordo com (WADELL, 1991) para garantir um desempenho ótimo e evitar certos modos de propagação, o plano de terra deve se estender por pelo menos 5 vezes a medida  $b$ , que é a soma da largura do condutor central ( $W$ ) com a largura das duas lacunas ( $S$ ), conforme mostrado na Figura 8. Além disso, é importante que  $b$  seja menor que  $1/4$  do comprimento de onda ( $\lambda$ ) para obter o melhor desempenho. Com isso, foi calculado que  $b$  deve ser maior que  $0.15 \text{ mm} + 0.15 \text{ mm} + 2 \text{ mm}$ , resultando em  $b = 11.6 \text{ mm}$ , para garantir que a condição seja cumprida de pelo menos 5 vezes o comprimento.

Ao considerar o uso da CPW nas medidas de FMR, não seria viável projetar uma guia de onda com dimensões muito grandes, pois isso afetaria a facilidade de manuseio que esse tipo de guia fornece em medidas de ressonância. Por isso, utilizando os equipamentos disponíveis, projetamos a guia de onda o mais compacta possível.

Para o caso da prototipagem nós utilizamos placas de circuito impresso (PCI) FR4 de permissividade  $\epsilon_r = 4.3$ . Utilizando as equações 2.6 e 2.7 e esse valor de permissividade relativa, nós obtemos permissividade efetiva  $\epsilon_{eff} \approx 2.53$ , impedância característica  $Z_0 \approx 46\Omega$  e  $\frac{\lambda}{4} \approx 45 \text{ mm}$ .

Para que as equações 2.6 e 2.7 sejam válidas  $t$  deve ser muito menor que  $W$ , como  $W = 2\text{mm}$  e  $t = 1.5 \text{ mm}$ , a condição é satisfeita. Respeitando essas dimensões a guia cumprirá seu papel previamente definido mesmo com essa variação de impedância como ficará evidente ao discutirmos os resultados.

### 3.2.3 Prototipagem

O protótipo foi feito utilizando as instalações do Núcleo de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia elétrica (NUPEDEE). O equipamento utilizado foi o LPKF ProtoMat S103. A ProtoMat S produz placas de circuitos impressos complexas e de alta qualidade, de modo especialmente rápido e profissional. Com uma resolução de  $0.15 \text{ mm}$ , esta máquina alcança a mais alta precisão. A ampla gama de componentes e o alto grau de automação, como por exemplo a troca automática da ferramenta, iluminação no cabeçote e câmaras para identificação do ponto coincidente, tornam o trabalho com a ProtoMat S extremamente confortável. LPKF ProtoMat S103 é demonstrada na figura 16.



Figura 16 – ProtoMat S103.

Fonte: Manual do equipamento.

### 3.3 Sistema de Medidas FMR-VNA

O equipamento utilizado neste trabalho é um analisador vetorial de rede (VNA) Rhode Schwarz ZVB14, que opera em uma faixa de frequência entre 10 MHz e 14 GHz. Este modelo possui duas portas, que servem como entrada e saída para o sinal RF, permitindo medições paralelas e aumentando o desempenho. É possível medir quatro parâmetros S, como  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{12}$ , como mostrado anteriormente (MALLMANN et al., 2021). A figura 17 ilustra o sistema de medição.

O sistema de medidas de ressonância ferromagnética utilizando o analisador vetorial de rede (VNA) é uma técnica avançada para medir a absorção de energia elétrica em uma amostra ferromagnética. O VNA é um equipamento que permite medir a impedância elétrica e magnética de uma amostra em uma ampla faixa de frequências. Isso permite uma medida precisa e detalhada da absorção de energia elétrica na frequência de ressonância ferromagnética.

O processo de medida de ressonância ferromagnética via analisador vetorial de rede (VNA) é composto por várias etapas, incluindo a preparação da amostra, a configuração do equipamento, a realização da medida, e a análise dos resultados.

- Preparação da amostra: Antes de iniciar as medidas, é necessário preparar a amostra ferromagnética. Isso inclui a aplicação de um campo magnético externo. O campo magnético externo pode ser aplicado usando um gerador de campo magnético, que pode ser configurado para produzir campos magnéticos de diferentes intensidades e orientações. É

importante garantir que a amostra esteja limpa e livre de contaminantes antes de iniciar a medida.

- **Configuração do equipamento:** O VNA é configurado para medir a impedância elétrica e magnética da amostra em uma faixa de frequências. O VNA é conectado aos contatos elétricos da amostra e é configurado para medir a impedância elétrica e magnética da amostra em uma faixa de frequências específica. É importante que o VNA esteja calibrado antes da medida para garantir a precisão dos resultados.
- **Realização da medida:** A medida é realizada automaticamente pelo VNA, e os resultados são armazenados em um arquivo de dados para posterior análise. A medida é realizada a várias frequências e a frequência de ressonância ferromagnética é determinada como o ponto máximo na curva de absorção.
- **Análise dos resultados:** Os resultados da medida são plotados em um gráfico conhecido como espectro de ressonância ferromagnética. Esse gráfico mostra a absorção de energia elétrica como uma função da frequência. A frequência de ressonância ferromagnética é então determinada como o ponto máximo na curva de absorção.

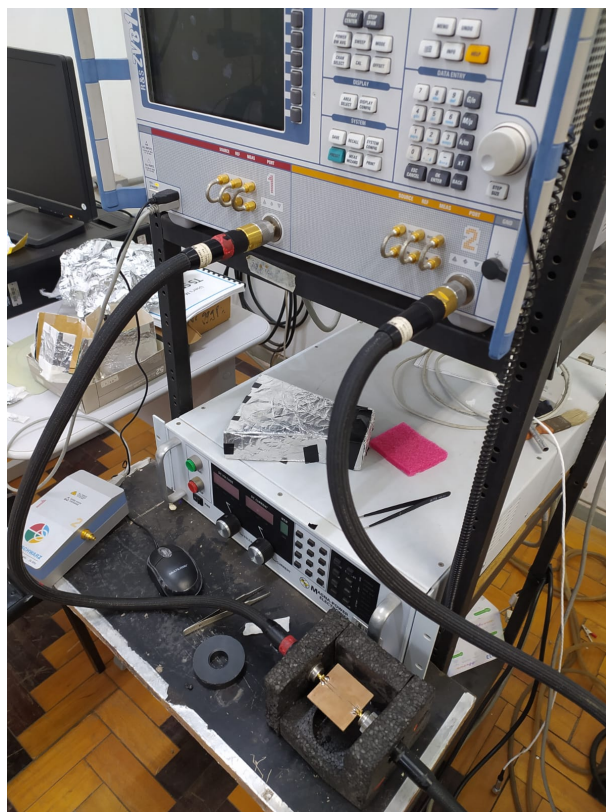


Figura 17 – Sistema de medição de FMR-VNA

Fonte: O autor.

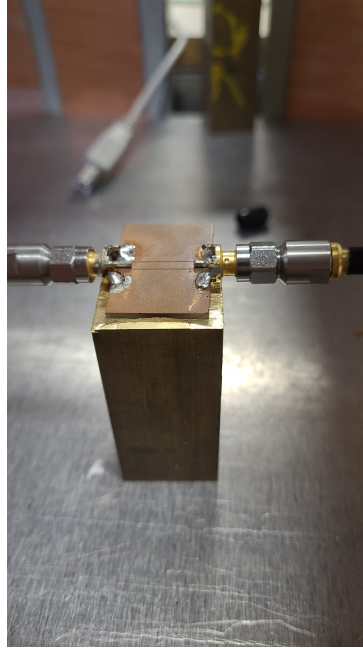


Figura 18 – CPW suportada para evitar tensões desnecessárias nos cabos conectores.  
Fonte: O autor.

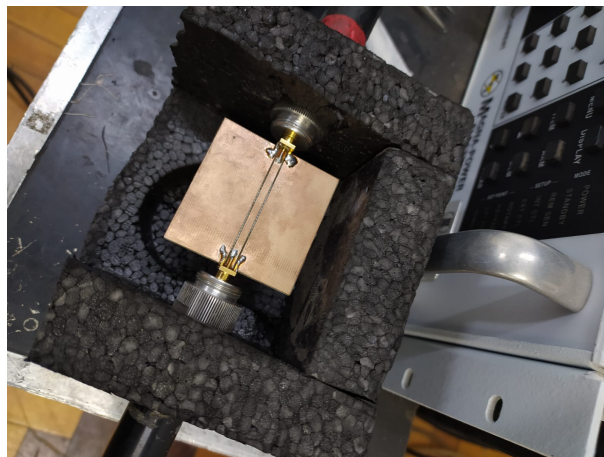


Figura 19 – CPW suportada para evitar tensões desnecessárias nos cabos conectores.  
Fonte: O autor.

Após o VNA ser calibrado para garantir o melhor casamento de impedância possível entre os cabos do equipamento e a guia de ondas, as medidas são iniciadas. Cada uma das portas do VNA é conectada em um lado da guia de onda, e a guia é suportada para evitar tensão nos cabos, como mostrado nas Figuras 18 e 19. A primeira medida realizada é a da guia de ondas sem a amostra, com o objetivo de verificar seus parâmetros experimentais e compará-los com os valores obtidos por simulação. Em seguida, a amostra é posicionada na linha central da guia de onda, de forma que cada lado da amostra toque em um aterramento da guia, para que a amostra esteja submersa nos campos eletromagnéticos, representados pelas figuras 14 e 15.

A resposta dinâmica do filme fino é estudada mediante medições dos parâmetros-S do sistema quando a amostra é colocada sobre o condutor central da guia de onda. As medições foram realizadas na faixa de frequência de 1 a 8,0 GHz. Após o VNA ser calibrado, a guia de ondas é conectada e a amostra é posicionada. Durante as medidas, o campo externo é aplicado paralelamente ao plano da amostra, ao longo da guia de onda, de acordo com (MALLMANN et al., 2021).

### **3.4 Sistema de Medidas de Histerese**

A Figura 20 mostra o AGFM do LMMM. A extremidade superior da haste está equipada com um cristal piezoelétrico, que converte as oscilações mecânicas da haste em um sinal elétrico alternado. Esse sinal é detectado usando um amplificador lock-in sincronizado com a frequência do gradiente de campo magnético (TAKEUCHI, 2010). Para maximizar a amplitude da vibração da haste e, conseqüentemente, a intensidade do sinal medido, a frequência de oscilação do gradiente de campo magnético deve ser igual à frequência de ressonância do sistema composto pela haste e amostra. A geometria das bobinas de gradiente também é projetada para maximizar o gradiente de campo magnético sobre a amostra, gerando um sinal mais forte. Um programa em LabVIEW é usado para controlar as medidas e aquisição de dados. Um segundo programa, também em LabVIEW, determina a frequência de ressonância do sistema haste-amostra por meio de varredura de frequência. As vibrações mecânicas afetam a aquisição de dados, causando ruído nas medidas do AGFM, pois pequenas vibrações mecânicas da haste resultam em grandes variações no sinal elétrico. Para reduzir o impacto das vibrações externas, o conjunto é colocado em uma caixa de areia e o sistema experimental é suspenso por elásticos durante as medidas (SEEGER, 2016). O sistema de medição do LMMM pode ser verificado na Figura 20.



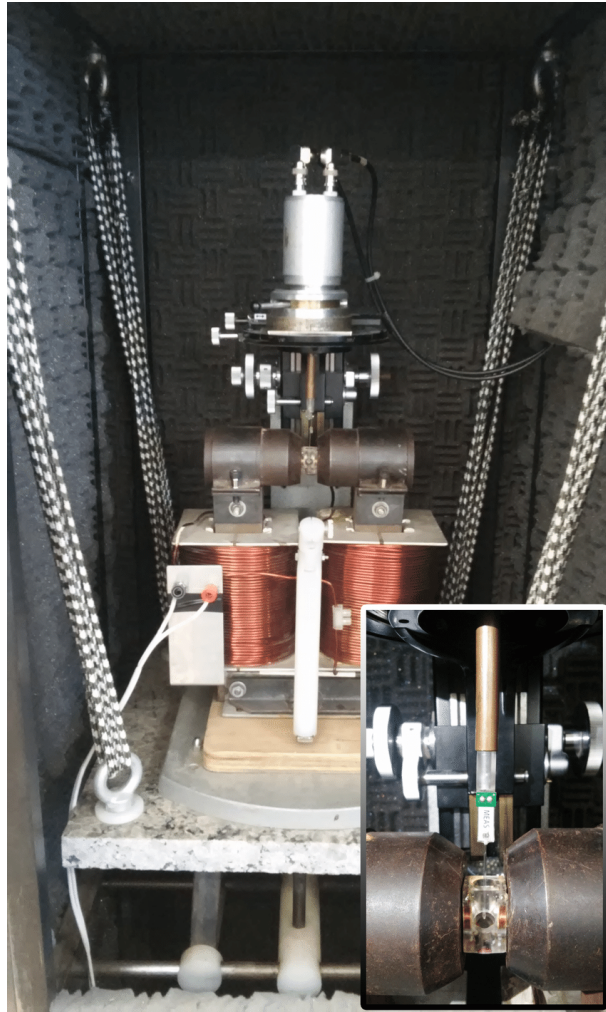


Figura 20 – : Arranjo do AGFM do LMMM.

Fonte: (DA SILVA; RIGUE; CARARA, 2016).



## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

### 4.1 Simulações e medidas da CPW

Como descrito anteriormente os parâmetros S descrevem a razão entre as ondas de potência de entrada-saída entre portas (ou terminais) em um sistema elétrico. Os resultados foram obtidos para uma CPW típica de duas portas. Em cenários como esse geralmente utiliza-se o parâmetro  $S_{21}$  na avaliação. Tal parâmetro representa a potência transferida da Porta 2 para a Porta 1, o chamado coeficiente de transmissão. Entretanto também existe a possibilidade de avaliar-se parâmetros  $S_{11}$  ou  $S_{22}$ , que seriam a potência refletida que o sistema está tentando entregar na Porta 1 e Porta 2 respectivamente, e, portanto, é conhecido como coeficiente de reflexão. A faixa de operação são as frequências onde a reflexão na guia está abaixo de 10%, ou seja,  $S_{11} \leq -10\text{dB}$ , pois se  $S_{11} = 0\text{dB}$ , então toda a potência injetada na CPW é refletida da guia e nada é transmitido de uma porta para a outra ou seja, quanto menor o valor de  $S_{11}$  mais potência injetada na porta 1 chega à porta 2.

Por a CPW ser um dispositivo de MO equilibrado, ou seja, os dois lados da linha terminam exatamente na mesma impedância, é esperado que tanto seus parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  quanto seus parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{12}$  sejam simétricos como fica evidente pelas linhas sobrepostas na Figura 21.

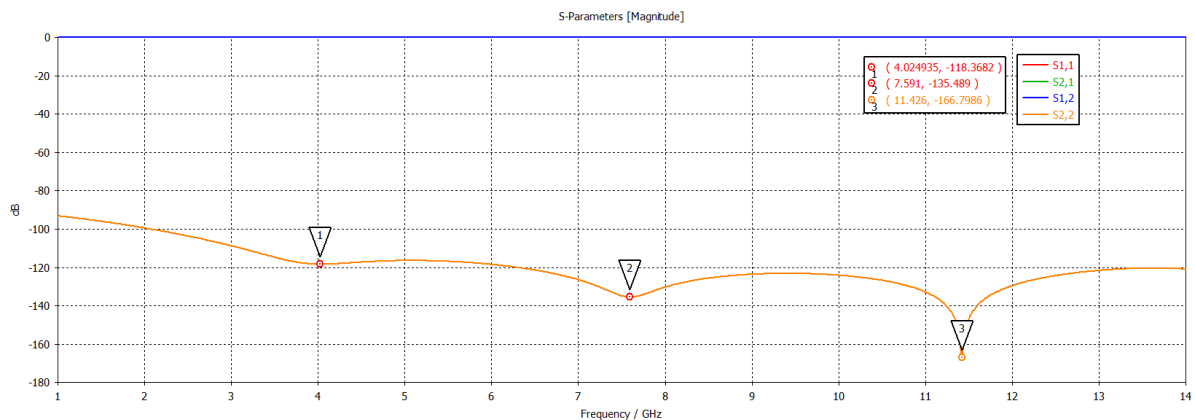


Figura 21 – Parâmetros-S da guia de onda simulada com condutor PEC e substrato vácuo para toda a extensão de frequências que o VNA poderia operar.

Fonte: O autor

A Figura 21 representa o que normalmente seria medido usando um VNA. Nela, estão presentes os parâmetros de espalhamento (Parâmetros-S) da guia de onda anteriormente idealizada, utilizando componentes sem perdas em ambiente ideal. Nesse sistema foi aplicada uma

potência de 0.5W em cada uma das portas de entrada. Além disso apresenta discretos vales nas frequências de aproximadamente 4 GHz, 7.6 GHz e 11.4 GHz. Os vales em um gráfico de parâmetros S representam as frequências de ressonância. Eles são marcados pelos pontos de mínima reflexão (onde o parâmetro  $S_{11}$  é mínimo). Esses vales indicam as frequências nas quais a maior parte da energia elétrica é absorvida pela amostra, indicando a presença de uma ressonância. Em geral, os vales aparecem como uma curva larga e suave, mas em alguns casos, eles podem ser mais afiados e mais estreitos. Em resumo, essa guia apresenta desempenho eficiente na transmissão de energia

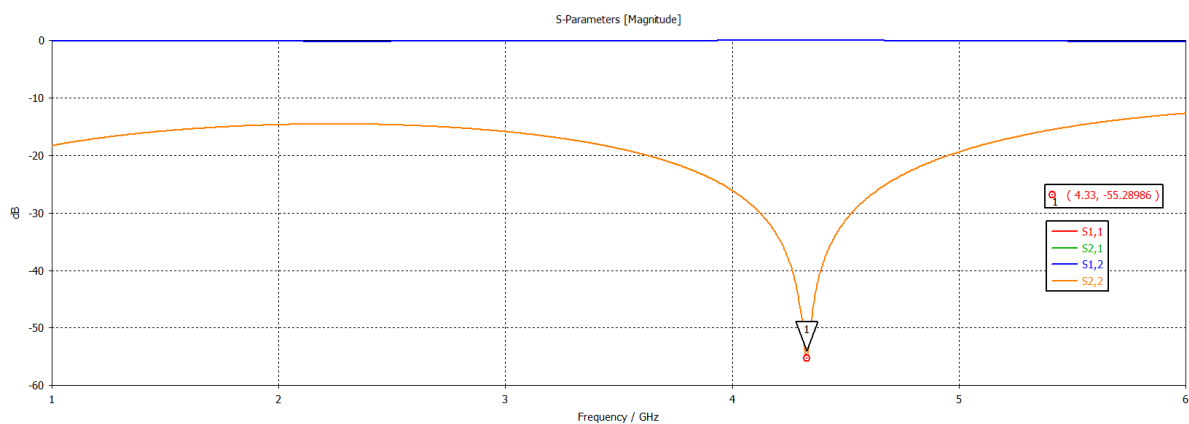


Figura 22 – Parâmetros-S da guia de onda simulada com condutor de Cobre e substrato de FR4 para o extensão de frequências onde faremos as medidas de FMR.

Fonte: O autor

Em comparação com a figura anterior, na Figura 22 temos o resultado de simulação do sistema aproximando-se um pouco mais do que obteremos em laboratório, ou seja, substituímos os componentes por materiais usualmente utilizados em placas de circuito impresso como cobre e substrato de FR-4. Nesse caso o comportamento dos coeficientes mudam significativamente indicando altíssima influência do substrato. Nota-se que o sistema apresenta relativamente baixa perda por retorno em toda a extensão de frequências, atingindo seu mínimo valor em aproximadamente 4.3 GHz, ou seja, há uma transmissão melhor de potência nessa frequência. Esse valor pode ser verificado tanto na Figura 21 quanto na Figura 22 embora haja diferenças em seus módulos em decorrência da mudança da permissividade do dielétrico. É recomendado que em sistemas de transmissão de energia como esse projetado mantenham seus coeficientes de transmissão acima de -10dB para assim garantir uma boa transmissão de energia pois no caso de parâmetro  $S_{21} = -10\text{dB}$ , se 1 Watt for entregue à Porta 1, 0,1 Watts de potência será recebido na Porta 2. De modo que se  $S_{21} = 0\text{ dB}$  toda a potência entregue à porta 1 termina nos

terminais da porta 2. Como as CPWs são normalmente projetadas para serem de baixa perda, idealmente a maior parte da potência fornecida à CPW é transmitida. Dito isso, pela Figura 22 podemos ver que já a partir de 1 GHz a guia consegue de maneira satisfatória transmitir a energia incidente até altas frequências.

Embora o sinal transmitido seja prejudicado por essa mudança de elementos, percebemos ainda que os pontos de maior transmissão encontram-se entorno das mesmas faixa de frequência, nesse caso, aproximadamente 4 GHz.

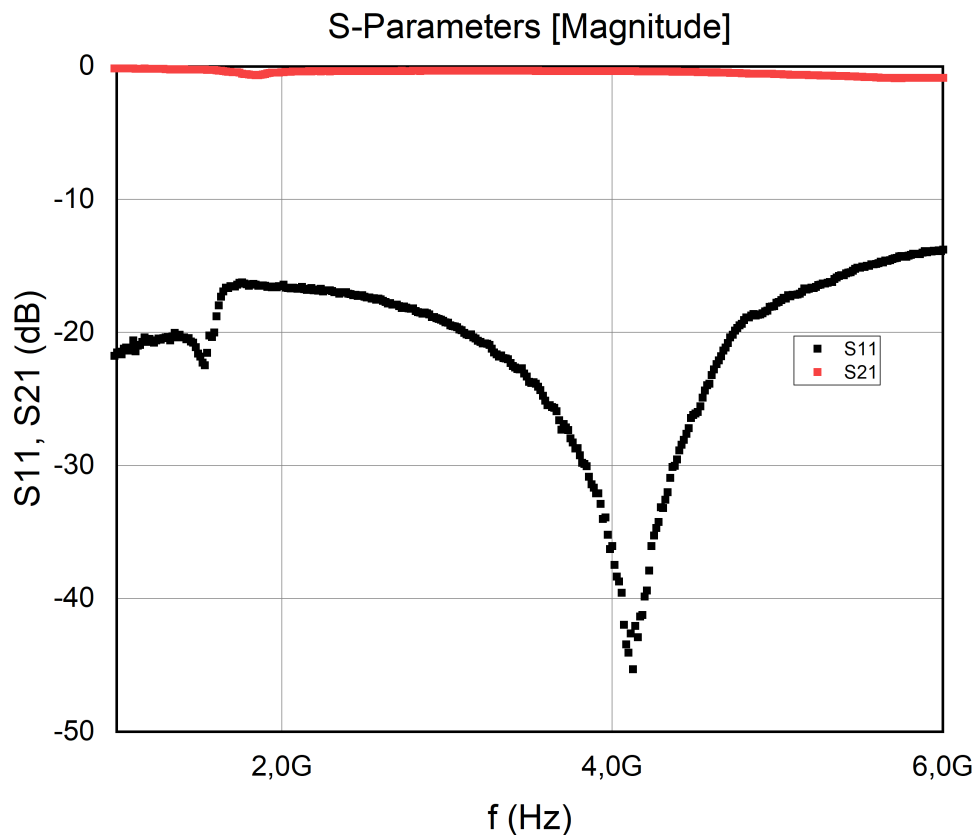


Figura 23 – Parâmetros-S experimental da guia de onda.

Fonte: O autor

A Figura 23 demonstra os dados obtidos experimentalmente a partir de um VNA varrendo a banda de 1 GHz até 6 GHz da mesma forma da Figura 22. A primeira vista da comparação entre os dados obtidos experimentalmente e da CPW simulada nota-se que as características dos parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{11}$  seguem extremamente semelhantes. Da mesma forma do caso simulado, a CPW apresenta relativamente baixa perda por retorno em toda a extensão de frequências, atingindo seu mínimo valor de  $-45.33$  dB em aproximadamente 4.1 GHz, onde há a melhor transmissão de potência.

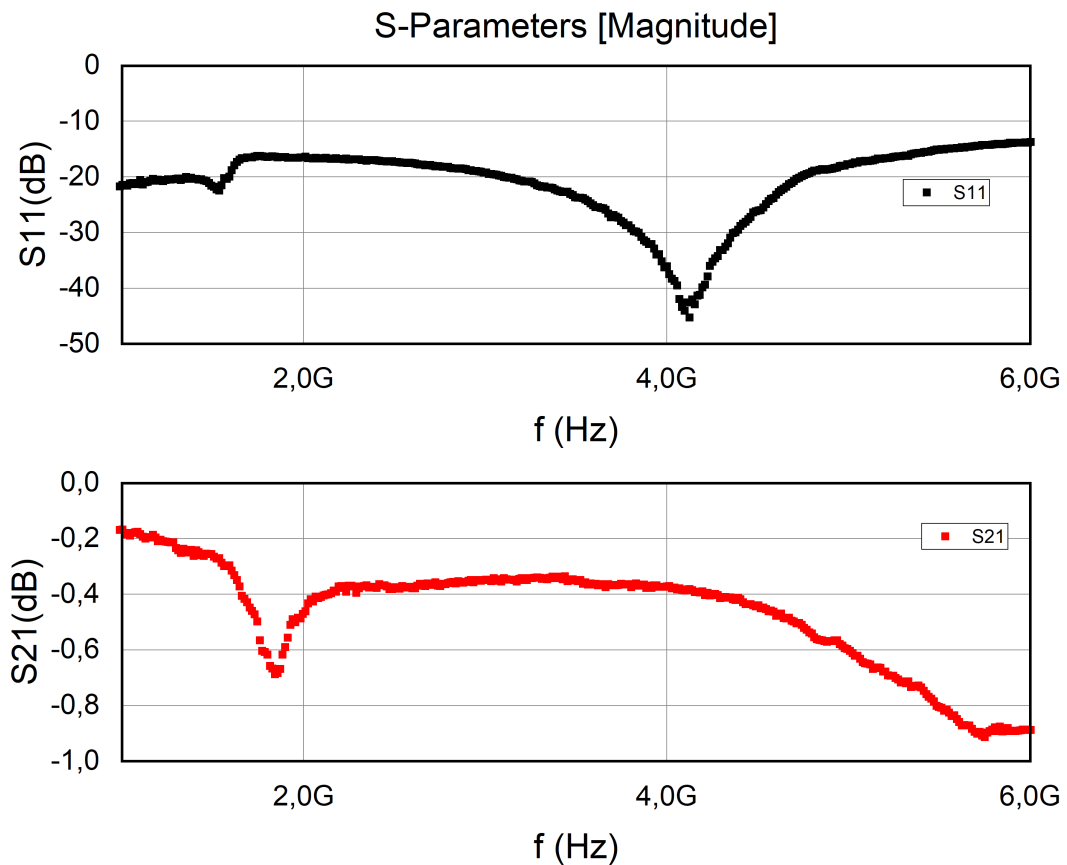


Figura 24 – Parâmetros-S experimental da guia de onda.  
Fonte: O autor

Avaliando mais de perto, em uma escala separada a relação dos parâmetros, pode-se notar mais facilmente pela Figura 24 que o coeficiente de reflexão e de transmissão se comportam majoritariamente de maneira oposta. O coeficiente de transmissão ( $S_{21}$ ) permanece de forma geral entorno de 0 dB por toda a faixa de frequência analisada, porém em valores como aproximadamente 1.9 GHz, e 5.8 GHz o valor de transmissão apresenta uma leve diminuição se afastando de 0 dB. Essa diminuição pode ser igualmente verificada no gráfico de  $S_{11}$ , pois quando o valor de transmissão diminui, o valor de reflexão aumenta. Por isso no gráfico de  $S_{11}$  há uma maior reflexão, ou seja, valores mais próximos de -10dB entorno dos mesmos valores de frequência apresentados no gráfico de  $S_{21}$ . De maneira análoga quando  $S_{21}$  apresenta valores maiores,  $S_{11}$  assume valores menores, como fica evidente na faixa de 4 GHz.

Para avaliar a influência da amostra na linha de transmissão, simularam-se estruturas semelhantes à amostra experimental de Ni<sub>81</sub>Fe<sub>19</sub> de espessura 100nm. Foram usados filmes de Ferro (Fe) de 100nm e variada a espessura do substrato de vidro em 0.05mm, 0.10mm e 0.15mm com tamanho 4mm x 2mm entre camadas de 5nm de Ta. A simulação também pretende avaliar

a influência do posicionamento da amostra na CPW movendo-a positiva e negativamente ao longo do eixo V, como mostrado na Figura 25. A análise será feita na mesma faixa de frequência utilizada anteriormente, de 1GHz até 6GHz.

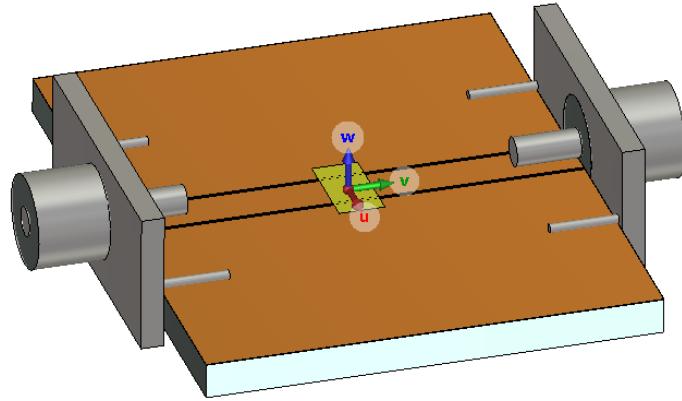


Figura 25 – Linha de transmissão com amostra posicionada no centro da linha.

Fonte: O autor

Primeiramente foi acrescentado somente a lamínula de vidro e analisado os parâmetros-S da linha de transmissão.

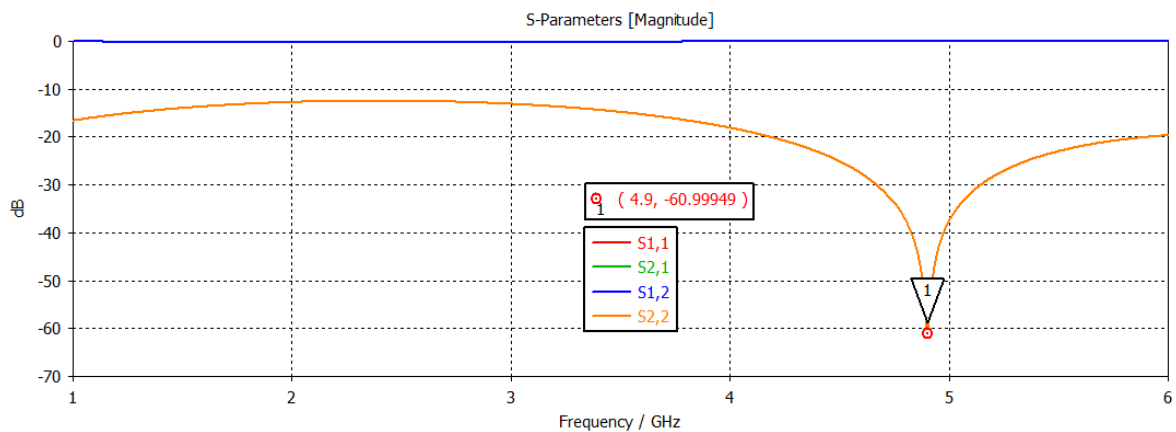


Figura 26 – Parâmetro S da linha de transmissão somente com uma fina placa de vidro, chamada de lamínula de 0.05mm de espessura posicionada na região central da linha.

Fonte: O autor

Em um gráfico ideal dos parâmetros S, é comum representar o parâmetro  $S_{11}$  na mesma curva que o parâmetro  $S_{22}$  e o parâmetro  $S_{12}$  na mesma curva que o parâmetro  $S_{21}$ .

Como mencionado anteriormente, isso ocorre porque as portas da guia de onda coplanar são simétricas em relação à linha central da guia, o que significa que as características elétricas nas portas opostas são iguais. Portanto, as reflexões e transmissões de energia na porta 1 da guia de onda são as mesmas que na porta 2, mas na direção oposta. Isso resulta em valores iguais de

$S_{11}$  e  $S_{22}$ , bem como de  $S_{12}$  e  $S_{21}$ , quando a guia de onda está idealmente simétrica.

No entanto, é importante ressaltar que em condições reais, como na presença de descontinuidades ou imperfeições na guia de onda coplanar, os parâmetros S podem não ser ideais e as curvas podem não se sobrepor perfeitamente.

Nota-se que, em comparação com os resultados de parâmetros-S do gráfico da Figura 22, houve um deslocamento da frequência de menor perda por retorno, que agora assume um valor de 4.9GHz. Entretanto a Figura 26 nos mostra que nessa nova frequência a CPW consegue ter um desempenho melhor em relação a linha descarregada. Isso mostra que a inserção do vidro contribuiu para um casamento melhor de impedância da CPW na frequência de aproximadamente 5GHz. Enquanto isso valores de  $S_{21}$  e  $S_{12}$  permaneceram inalterados. Seguindo o proposto representado pela Figura 25 foi então colocado a amostra na parte central do CPW com substrato com espessura de 0.05mm, 0.10mm e 0.15mm, respectivamente. Na análise foi levado em consideração a mudança do parâmetro  $S_{11}$ .

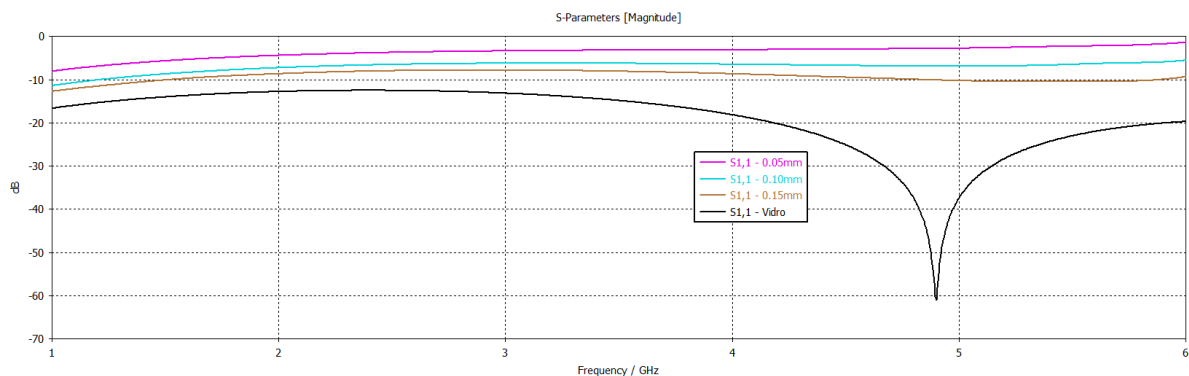


Figura 27 – Parâmetro  $S_{11}$  da CPW com amostra de Ta/Fe/Ta (5nm/100nm/5nm) com substrato com espessuras de 0.05, 0.10 e 0.15mm e somente vidro.

Fonte: O autor

Pela Figura 27, inicialmente podemos notar que para o sistema carregado com a amostra de Ta/Fe/Ta o valor de  $S_{11}$  denota um caráter de não propagação, visto que seus valores mantêm-se entre 0 até -10dB, na faixa anteriormente analisada, ou seja, nesse cenário grande parte da energia aplicada na Porta 1 acaba sofrendo por reflexão e por isso não chega a porta 2, deixando de submeter a amostra a esse fluxo de sinal anteriormente intenso. Nota-se também que a medida que afastamos a camada condutora da linha de transmissão através do aumento da espessura do vidro, a perda por reflexão apresenta uma tendência de diminuição, tendendo ao resultado de  $S_{11}$  representado pela linha do valor de quando tínhamos somente o vidro alocado sobre a linha. Encerrando as análises provenientes das simulações, avaliou-se a influência da

falta de simetria ao posicionar a amostra sobre a CPW. Para isso deslocamos a substrato de vidro ao longo do eixo-v aproximando ou afastando dos conectores.

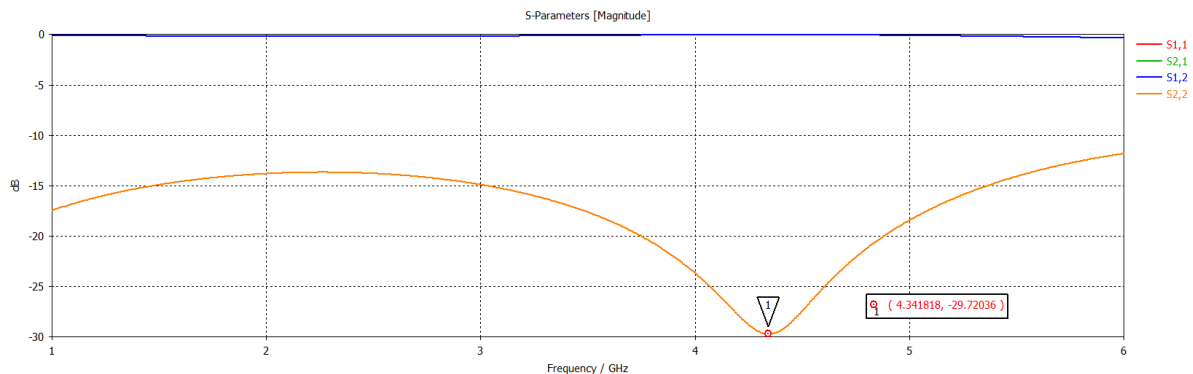


Figura 28 – Parâmetro S da linha somente com lamínula de vidro de 0.05mm deslocada para uma das extremidades da linha

Fonte: O autor

Em comparação direta da Figura 28 com a Figura 26, nota-se que, ao deslocarmos o substrato à justamente um deslocamento da frequência de maior transmissão e uma menor transmissão, representado pelo valor de  $S_{11}$ , que tem um valor maior em comparação com o seu comparativo da Figura 26. Entretanto ao olharmos para todo o intervalo, esse deslocamento tornou a transmissão, mesmo menor, mais homogênea, diminuindo a atenuação geral, isto fica evidente pelo afastamento dos valores de  $S_{11}$  de -10dB.

## 4.2 Medidas de FMR-VNA

A Figura 29 mostra a curva de histerese da amostra de  $Ni_{81}Fe_{19}$  para duas direções em relação à direção de maior comprimento das amostras, ou seja, ângulos de  $\theta = 0^\circ$  e  $\theta = 90^\circ$  entre a direção do campo externo e a direção de maior comprimento das amostras. O ângulo definido como 0 é aquele em que o campo magnético é aplicado paralelamente à essa direção, este representando o eixo fácil para a magnetização. À medida que o campo é desviado dessa direção, a curva de histerese tem características de eixo duro. As medidas foram realizadas à temperatura ambiente e com campos entre  $\pm 300 Oe$ , o que é suficiente para saturar a magnetização das amostras, utilizando o AGFM.

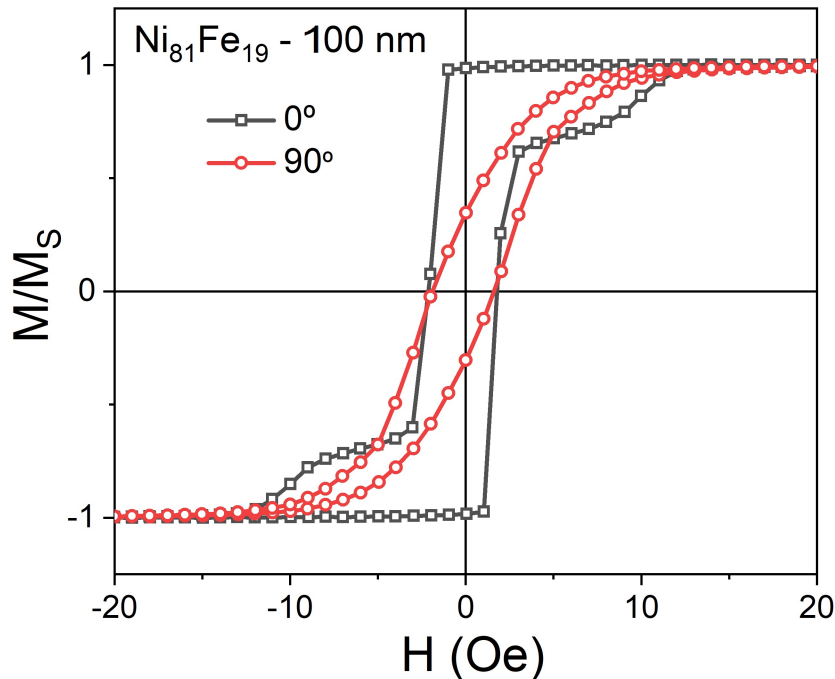


Figura 29 – Curvas experimentais de valores do campo de saturação obtidos a partir das curvas de histerese.

Fonte: O autor

A análise da parte real e imaginária do parâmetro  $S_{21}$  com a frequência é um aspecto importante na ressonância ferromagnética. Em medidas de ressonância ferromagnética, é comum ajustar as curvas experimentais com modelos teóricos, como o ajuste dispersivo ou o ajuste lorentziano. O ajuste dispersivo é adequado para descrever a dispersão da frequência de ressonância, enquanto o ajuste Lorentziano é utilizado para descrever a largura de linha da ressonância. A análise dessas curvas pode fornecer informações sobre as propriedades da amostra, como a frequência de ressonância, largura de linha, comprimento de linha e perda magnética. Além disso, a comparação entre as curvas teóricas e experimentais pode permitir a verificação da validade do modelo teórico e a identificação de possíveis erros na experimentação.

A Figura 30 mostra as medidas da parte real e imaginário do  $S_{21}$ . As medidas foram feitas aplicando um sinal na CPW variando de 0 GHz até 8 GHz (201 pontos) e aplicando um campo ao longo da guia de onda até o campo máximo de 300 Oe.



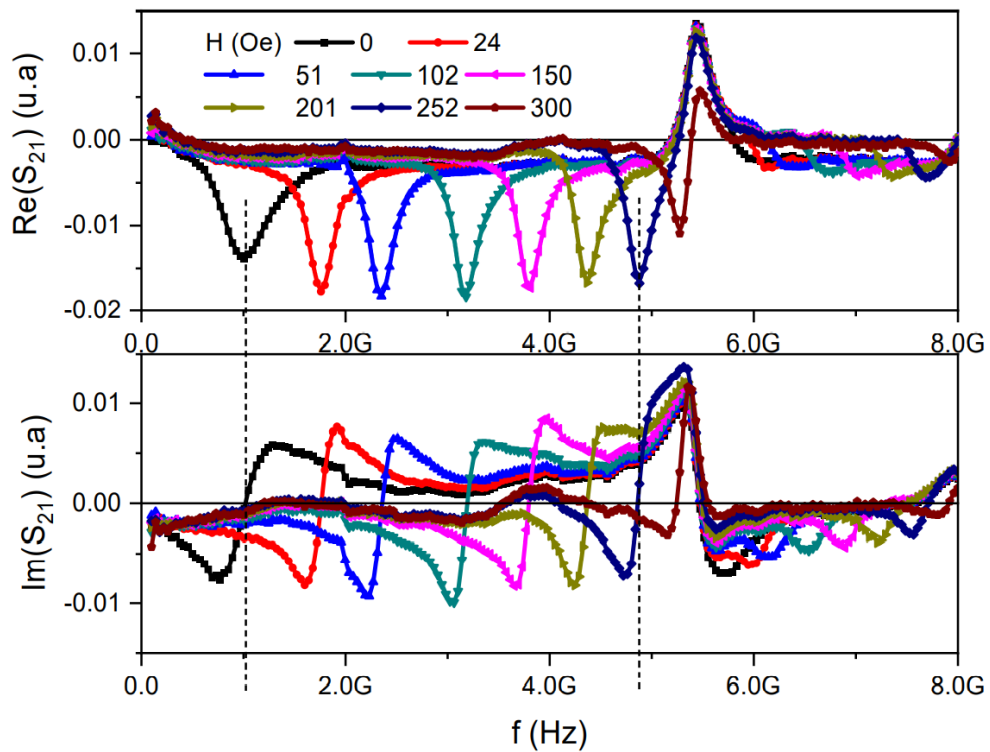


Figura 30 – Curvas experimentais relacionando parte real e imaginária do parâmetro  $S_{21}$  vs.  $f$ .  
Fonte: O autor

Pelo ajuste Lorentziano representando no gráfico da parte real de  $S_{21}$ , representa picos de ressonância. Estes picos de ressonância são característicos da interação do sinal RF com os momentos magnéticos das partículas ferromagnéticas, e são usados para determinar a frequência e a intensidade da ressonância ferromagnética. Observa-se então, pelo gráfico da parte real que com a variação do campo externo aplicado há um deslocamento da frequência de ressonância para valores mais altos, até aproximadamente 5 GHz. A Figura 31 mostra curvas de  $Re_{S_{21}}$  e  $Im_{S_{21}}$  vs.  $H$  para algumas frequências entre 1 e 5 GHz.

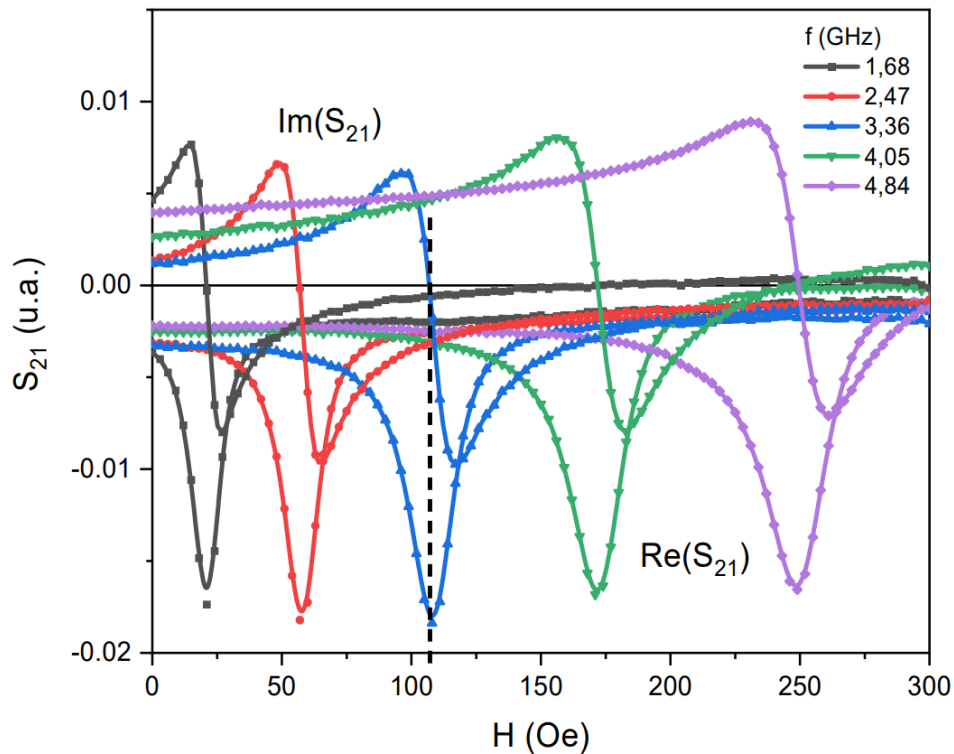


Figura 31 – Parte real e imaginária do  $S_{21}$  em função do campo magnético aplicado para algumas frequências entre 1 e 5 GHz.

Fonte: O autor

A largura de banda da ressonância ferromagnética pode ser determinada pela largura da curva dispersiva e sua forma pode ser relacionada ao tipo de perdas que estão ocorrendo no material. Além disso, o ponto de intersecção da curva com o eixo das frequências pode ser utilizado para determinar a frequência de ressonância do sistema. Pela análise gráfica da parte imaginária e real, os valores de frequência onde ocorrem os picos na curva real e o ponto de intersecção da curva imaginária com o eixo da frequência marca as frequências de ressonância para cada um dos valores de campo.

A Figura 32 mostra a parte real e imaginária do  $S_{21}$  em 3.36 GHz ajustados pelas equações dispersiva e Lorentziana. Idealmente a parte real e imaginária do sinal  $S_{21}$  devem ser ajustadas pela curva Lorentziana e dispersiva, respectivamente representado pela linha tracejada azul. Entretanto é visto que tanto o ajuste dispersivo para a parte imaginária quanto o ajuste Lorentziano para a parte real não estão completamente de acordo com os dados experimentais. O ajuste da parte real de  $S_{21}$  pode ser obtido através da soma de uma função lorentziana e uma dispersiva, ambas somadas a uma constante. A função lorentziana representa o comportamento de uma ressonância simétrica e é caracterizada por sua largura de linha, enquanto a função dispersiva representa a dispersão do sinal devido às perdas do material. A constante é usada para

ajustar o nível da resposta em amplitude. O ajuste da parte imaginária de  $S_{21}$  pode ser obtido de maneira semelhante, utilizando as mesmas funções matemáticas. O resultado desses ajustes pode ser comparado com as curvas experimentais para avaliar a qualidade do ajuste e para determinar parâmetros importantes, como a largura de linha e a frequência de ressonância.

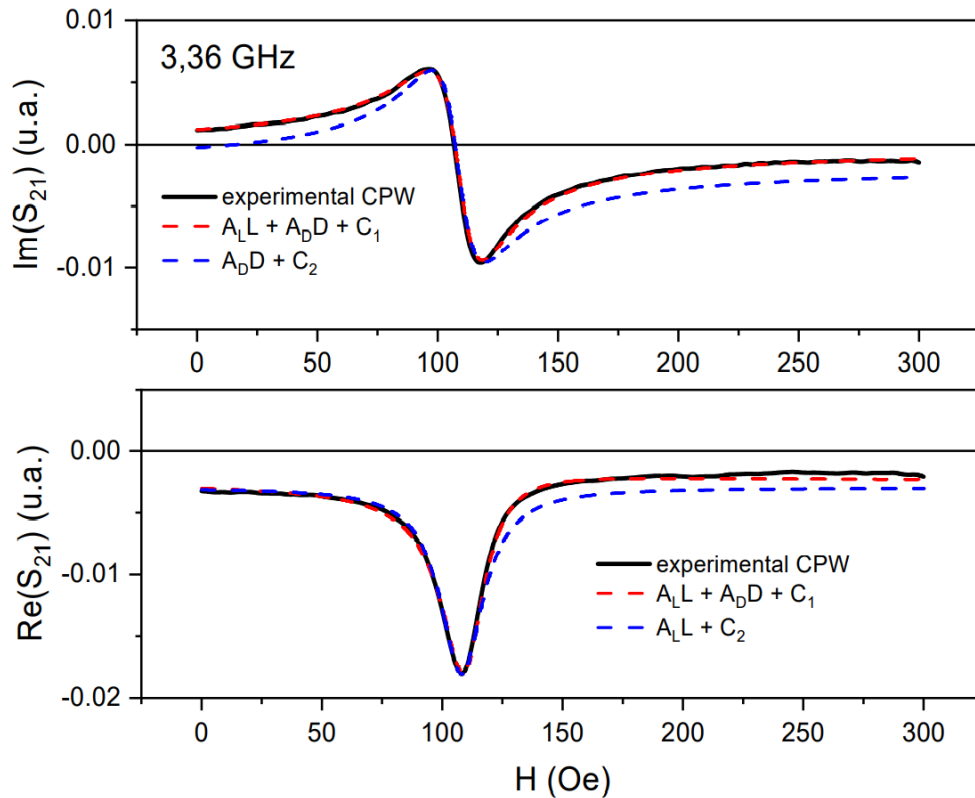


Figura 32 – Parte real e imaginária de  $S_{21}$  ajustadas matematicamente por curvas Lorentziana e dispersiva.

Fonte: O autor

Como mencionado anteriormente, o ajuste lorentziano somado ao dispersivo e uma constante de  $S_{21}$  é uma técnica utilizada para analisar a resposta de sistemas de ressonância ferromagnética a uma excitação elétrica aplicada. A parte real e imaginária de  $S_{21}$  são obtidas a partir de medidas experimentais em função da frequência. O ajuste consiste em descrever as curvas experimentais da parte real e imaginária de  $S_{21}$  como uma soma de três termos: um ajuste lorentziano, um ajuste dispersivo e uma constante.

O termo lorentziano descreve a forma da curva de ressonância, que é uma função de Lorentz. Ele modela as perdas e a largura de linha da ressonância. O termo dispersivo descreve a dispersão ou o desvio da curva da ressonância em relação à frequência central da ressonância. A constante é adicionada para melhorar o ajuste da curva experimental ao longo de toda a faixa de frequência.

Ao ajustar as curvas experimentais da parte real e imaginária de  $S_{21}$  com o modelo de soma de três termos, é possível obter informações sobre a resposta do sistema de ressonância ferromagnética, como a frequência de ressonância, a largura de linha e o tipo de perdas que estão ocorrendo no material. Além disso, o ajuste pode ser realizado para diferentes frequências e comparado para verificar se ele funciona para várias frequências. Isso é importante para avaliar a validade e a robustez do modelo de ajuste. Conclusão esta que pode ser tirado ao avaliarmos o gráfico 33.

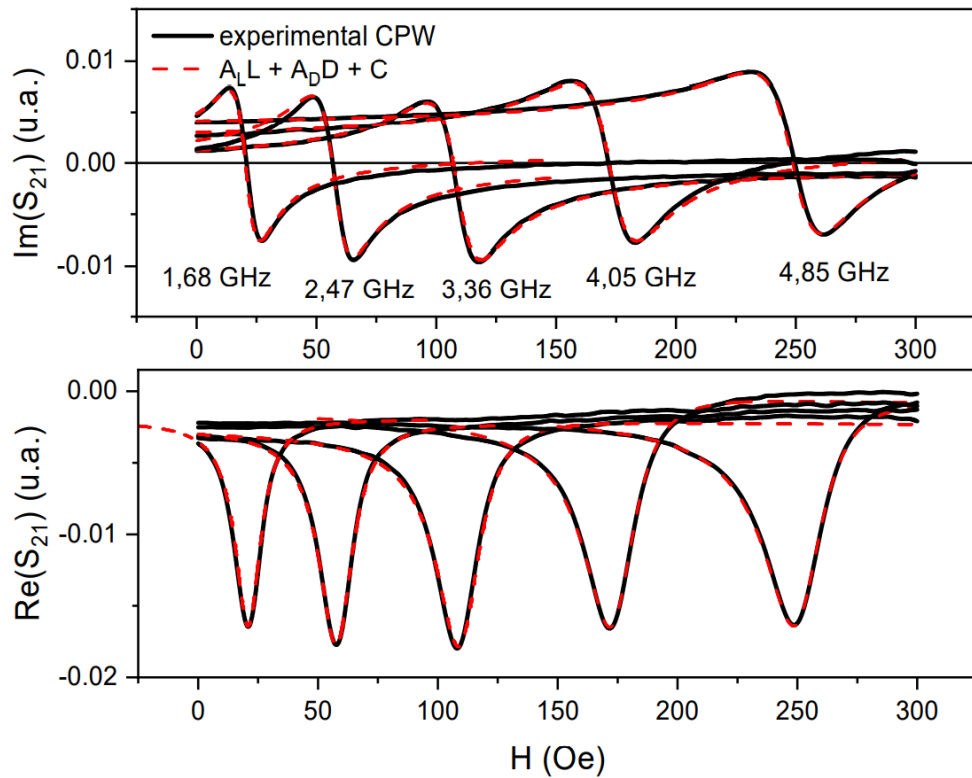


Figura 33 – Resultados experimentais e ajuste teórico das curvas de  $Re(S_{21})$  e  $Im(S_{21})$ .  
Fonte: O autor

#### 4.3 Curvas de $f_r$ vs. $H$ e $\Delta H$ vs. $f$

Na Figura 34 são apresentadas as curvas de  $f_r$  vs.  $H_r$ . Os círculos vermelhos e os quadrados pretos representam os dados obtidos dos ajustes das curvas de  $Re S_{21}$  vs.  $H$  para dois tipos distintos em guia de ondas, uma microstrip terminada em curto e a CPW projetada para esse trabalho. A reta azul representa o ajuste usando a relação de Kittel para amostras planas (KITTEL, 1948).

$$f_r = \frac{\gamma}{2\pi} \sqrt{(H + H_k)(H + H_k + 4\pi M_s)} \quad (4.1)$$

sendo  $\gamma$  a razão giromagnética ( $\frac{\gamma}{2\pi} = 0.0028 \text{ GHz/Oe}$ ),  $H_k$  o campo de anisotropia e  $M_s$  a magnetização de saturação. A comparação dos desempenhos da CPW e da microstrip devem ser feitos respectivamente pelos seus parâmetros  $S_{21}$  e  $S_{11}$  pois a microstrip possui somente um conector, e a CPW possui duas conexões. Fica claro que tanto a CPW quanto o porta amostra em microstrip funcionam de forma semelhante, chegando a praticamente os mesmo resultado ao relacionarmos a o quadrado da frequência de ressonância com o campo externo de ressonância.

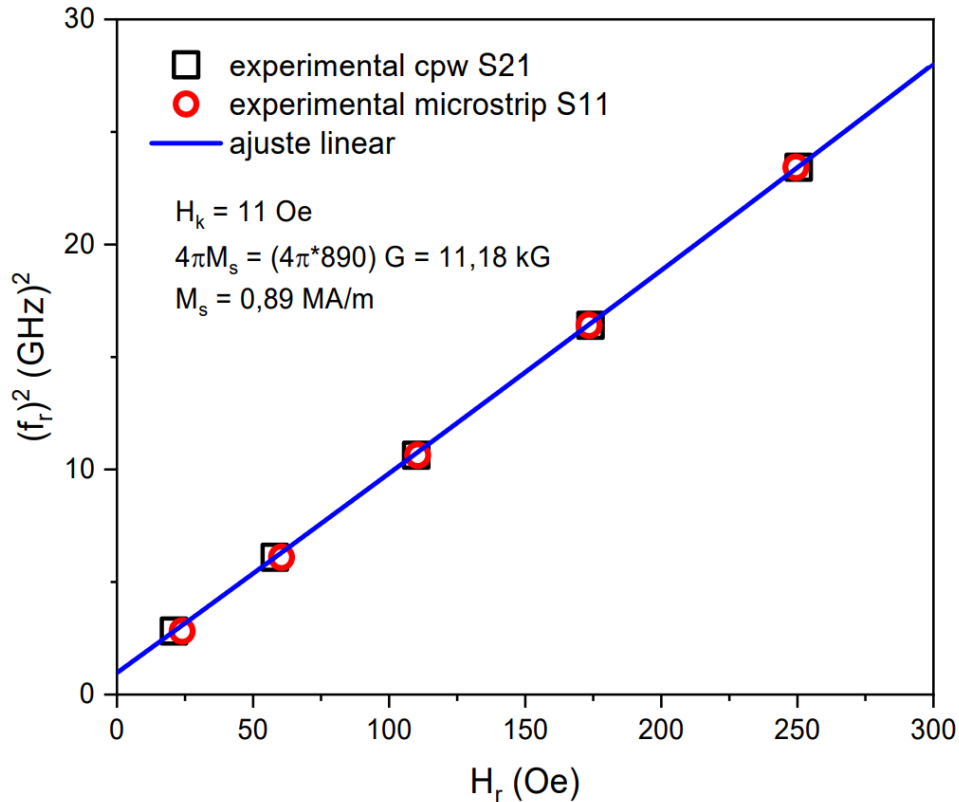


Figura 34 – Curvas experimentais de  $f_r^2$  vs.  $H_r$

Fonte: O autor

Na Figura 35 são apresentadas as curvas de  $\Delta H$  vs.  $f$ , os símbolos representam os dados extraídos dos ajustes  $Re S_{21}$  vs.  $H$  quando a medida é realizada com dois tipos distintos de porta amostra, microstrip e CPW. A reta em azul é um ajuste linear utilizando o programa Origin. A Relação entre as curvas  $\Delta H$  vs.  $f$ , a largura de linha extrínica  $\Delta H_0$  e o coeficiente de amortecimento de Gilbert ( $\alpha$ ) foram obtidos utilizando a equação (GARCIA et al., 2017)

$$\Delta H = \Delta H_0 + \frac{2\pi\alpha}{\gamma} f \quad (4.2)$$

, onde  $\Delta H_0$  é a largura de linha associada a defeitos na estrutura da amostra e  $\alpha$  é o coeficiente de amortecimento de Gilbert. Ambos são obtidos do ajuste linear da curva.  $\Delta H_0$  é

a interseção da reta com o eixo vertical e  $\alpha$  é o coeficiente angular.

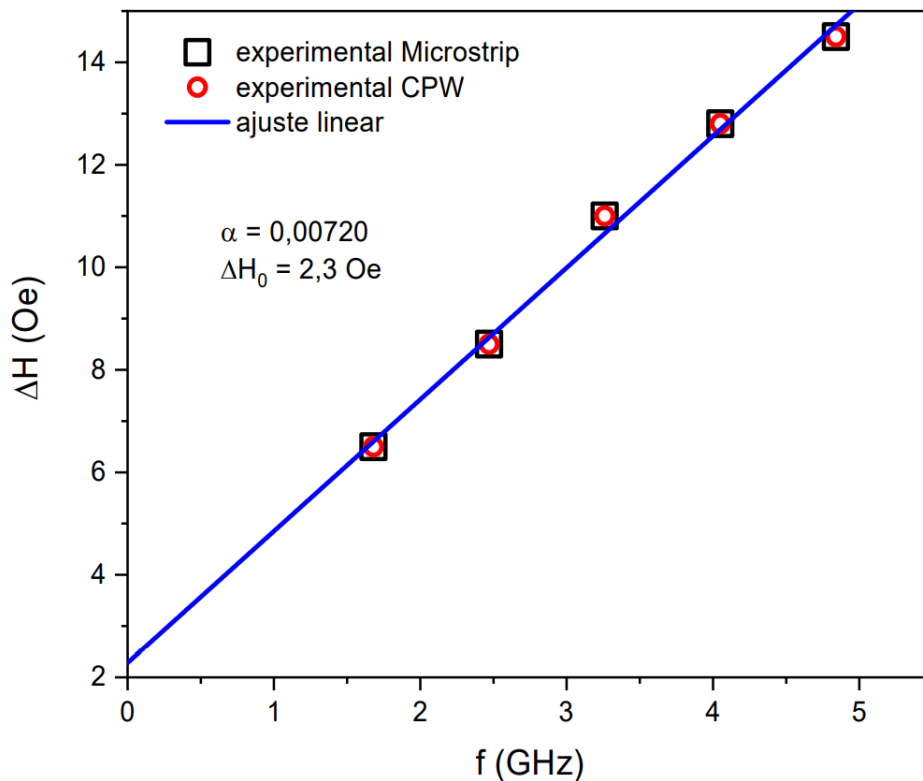


Figura 35 – Curvas experimentais de  $f_r$  vs.  $\Delta H$   
Fonte: O autor

A magnitude do coeficiente de Gilbert pode afetar a largura de linha de ressonância ferromagnética, a sensibilidade do dispositivo à excitação, a velocidade de resposta e a estabilidade da frequência de ressonância. Quando o coeficiente de Gilbert é pequeno, o que é esse caso de  $\alpha = 7.20 \times 10^{-3}$ , significa que as perdas dissipativas são relativamente baixas em comparação com as dissipativas, o que resulta em uma resposta de ressonância ferromagnética mais estreita e alta. Quando o coeficiente de Gilbert é grande, as perdas dissipativas são significativas em comparação com as dissipativas, o que resulta em uma resposta de ressonância ferromagnética mais larga e baixa. Portanto, ao apresentar um coeficiente de Gilbert baixo, fazem desse tipo material extremamente adequado para aplicações onde o amortecimento fraco seja uma vantagem, como experimentos/aplicações envolvendo propagação de ondas de spin e injeção de correntes de spin por FMR.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 5.1 Conclusões

- é viável a utilização do software de simulação para projetar diversas guias de onda, e realizar análises eletromagnéticas sobre as amostras quando utilizadas como porta amostras;
- A guia de onda simulada apresenta valor semelhante quando ensaiada experimentalmente;
- O comportamento de propagação da CPW não apresenta significativa mudança quando posicionada somente elemento isolante (lamínula de vidro) sobre a linha central. Em contra partida quando posicionada amostra ferromagnética como Ta/Fe/Fa o aumento da espessura do isolante contribui para a propagação do sinal pela guia.
- A descentralização do isolante sobre a linha central da CPW influencia no sinal transmitido pela CPW.
- Análoga as medidas usualmente feitas quando utilizamos microstrip de uma conexão, a utilização da CPW apresenta resultados de campo de ressonância  $H_r$ , largura de linha a meia altura  $\Delta H$  extremamente semelhantes obtidos pelos ajustes lorentziano e dispersivo dos parâmetros S.

### 5.2 Sugestões de trabalhos futuros

- Realizar o mesmo estudo utilizando guia de onda coplanar apoiada por condutor (CBCPW) e comparar seus resultados afim de obter o melhor sistema para medidas de FMR com esse tipo de guia de onda. Expandir para diversos tipos de guias de ondas afim de catalogar quais possuem menor ou maior desempenho;
- Avaliar o efeito na impedância e nos parâmetros-S variando a espessura e composição da amostra utilizada e utilizar diferentes tipos de materiais;
- Criar diferentes tipos de guias de onda afim de eleger a mais adequada para cada tipo de medida ferromagnética.





## REFERÊNCIAS

- BARRY, W. A broad-band, automated, stripline technique for the simultaneous measurement of complex permittivity and permeability. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v.34, n.1, p.80–84, 1986.
- BEERESHA, R.; KHAN, A.; HV, M. R. Simulation Study on Insertion and Return Loss of Planar Transmission Lines for Different Dielectric Substrates. , [S.l.], 2015.
- COEY, J. M. **Magnetism and magnetic materials**. [S.l.]: Cambridge university press, 2010.
- CULLITY, B. Introduction to magnetic materials, Addison-Wesley Publishing Co. **Inc. Reading MA**, [S.l.], 1972.
- DA SILVA, O.; RIGUE, J.; CARARA, M. **Study of Exchange Bias in Thin Films of NiFe/FeMn (Bilayers) and NiFe/IrMn (Multilayers)**. 2016. Tese (Doutorado em Ciência da Computação) — .
- GARCIA, W. J. d. S. et al. **Efeito hall de spin inverso em multicamadas de ta/nife/femn/ta**. 2017. Tese (Doutorado em Ciência da Computação) — Universidade Federal de Santa Maria.
- GILBERT, T. L. A phenomenological theory of damping in ferromagnetic materials. **IEEE transactions on magnetics**, [S.l.], v.40, n.6, p.3443–3449, 2004.
- HOOG, N. et al. Modeling and simulations of the amplitude–frequency response of transmission line type resonators filled with lossy dielectric fluids. **Sensors and Actuators A: Physical**, [S.l.], v.216, p.147–157, 2014.
- KALARICKAL, S. S. et al. Ferromagnetic resonance linewidth in metallic thin films: comparison of measurement methods. **Journal of Applied Physics**, [S.l.], v.99, n.9, p.093909, 2006.
- KIRK, D. et al. Structural study of amorphous CoFeB thin films exhibiting in-plane uniaxial magnetic anisotropy. **Physical Review B**, [S.l.], v.79, n.1, p.014203, 2009.
- KITTEL, C. On the theory of ferromagnetic resonance absorption. **Physical review**, [S.l.], v.73, n.2, p.155, 1948.

KRUGLYAK, V.; DEMOKRITOV, S.; GRUNDLER, D. Magnonics. **Journal of Physics D: Applied Physics**, [S.l.], v.43, n.26, p.264001, 2010.

MAKSYMOW, I. S.; KOSTYLEV, M. Broadband stripline ferromagnetic resonance spectroscopy of ferromagnetic films, multilayers and nanostructures. **Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures**, [S.l.], v.69, p.253–293, 2015.

MALLMANN, T. A. et al. Dinâmica da magnetização em filmes finos de  $\text{Co}_{20}\text{Fe}_{60}\text{B}_{20}$ . , [S.l.], 2021.

MICROWAVES101. **Coplanar Waveguide Calculator**. 2022.

OLIVEIRA, B. Gomes Moura de. **Interferômetros coplanares de micro-ondas para aplicação em sistemas de detecção instantânea**. 2009. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) — Universidade Federal de Pernambuco.

POZAR, D. M. **Microwave engineering**. [S.l.]: John wiley & sons, 2011.

REZENDE, S. M. Ressonância Ferromagnética e Ondas de Spin. **Depto. de Física–UFPE**, [S.l.], 1999.

SCHMOOL, D. S. et al. Ferromagnetic Resonance Studies in Magnetic Nanosystems. **Magnetochemistry**, [S.l.], v.7, n.9, p.126, 2021.

SEEGER, R. L. Detecção elétrica de correntes de spin em sistemas nano-estruturados. , [S.l.], 2016.

SIMONS, R.; SIMONS, R. N. **Coplanar waveguide circuits, components, and systems**. [S.l.]: Wiley Online Library, 2001. v.15.

TAKEUCHI, A. Y. Técnicas de medidas magnéticas. **Editora livraria da Física**, [S.l.], 2010.

WADELL, B. C. **Transmission line design handbook**. [S.l.]: Artech House, 1991.

WEN, C. P. Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S.l.], v.17, n.12, p.1087–1090, 1969.

WIEMANN, Y. et al. Observing electron spin resonance between 0.1 and 67 GHz at temperatures between 50 mK and 300 K using broadband metallic coplanar waveguides. **Applied Physics Letters**, [S.l.], v.106, n.19, p.193505, 2015.

