UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

IGOR ANTÔNIO DA COSTA SILVA

PROJETO, PROTOTIPAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE ANTENAS DE CONJUNTO DE FENDAS INTEGRADAS EM SUBSTRATO DE CIRCUITO IMPRESSO EM 10 GHZ

NITERÓI
2015

IGOR ANTÔNIO DA COSTA SILVA

PROJETO, PROTOTIPAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE ANTENAS DE CONJUNTO DE FENDAS INTEGRADAS EM SUBSTRATO DE CIRCUITO IMPRESSO EM 10 GHZ

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações Móveis.

Orientadora: Prof.ª Dr.ª Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Souza

Co-Orientadora: Prof.ª Dr.ª Leni Joaquim de Matos

NITERÓI
2015

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

IGOR ANTÔNIO DA COSTA SILVA

PROJETO, PROTOTIPAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DE ANTENAS DE CONJUNTO DE FENDAS INTEGRADAS EM SUBSTRATO DE CIRCUITO IMPRESSO EM 10 GHZ

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações Móveis.

Aprovado em ____ de _____ de 2015.

Banca Examinadora:

_____
Prof.ª Dr.ª Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Souza – Orientadora
Universidade Federal Fluminense

_____
Prof.ª Dr.ª Leni Joaquim de Matos – Co-Orientadora
Universidade Federal Fluminense

_____
Prof. Dr. Eduardo Rodrigues Vale
Universidade Federal Fluminense

_____
Dr. Rodolfo Araujo de Azevedo Lima
Instituto de Pesquisa da Marinha

_____
Prof. Dr. Fabrício Pablo Virgínio de Campos
Universidade Federal de Juiz de Fora

_____
Dr. Jorge Ângelo Mitrione Souza
Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro

Aos meus pais, Ana Maria e José Amaro, e à minha noiva, Paola Maíra, por todo apoio, incentivo e compreensão.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus, por me guiar e proteger em cada passo de minha caminhada.

Aos meus pais, por me apoiarem em todos os momentos, mesmo nos mais difíceis. Obrigado por nunca me deixarem desistir. Se não fossem por vocês, eu não teria chegado tão longe nesta caminhada!

À minha noiva, por estar ao meu lado em todos os instantes. Obrigado por ter me ajudado nesta etapa da minha vida, que é o mestrado. Desde o momento em que escrevi a carta de motivação do mestrado até os últimos instantes, você esteve ao meu lado; e eu sou muito grato por isso!

Às professoras Vanessa e Leni, pela paciência e dedicação ao orientar esta pesquisa, e por acreditarem em meu potencial como aluno.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), por conceder a bolsa de mestrado com a qual pude executar a pesquisa e prosseguir os estudos.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado do Rio de Janeiro (FAPERJ), por financiar este projeto.

À Universidade Federal de Juiz de Fora e ao professor Fabrício, pela colaboração na fabricação dos protótipos da antena.

À Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio) e ao professor Marbey, por ceder o Laboratório de Micro-Ondas para a realização das medições de perda de retorno e para o levantamento dos diagramas de irradiação dos protótipos das antenas.

Aos professores Eduardo Vale e Jorge, e ao engenheiro Rodolfo, por aceitarem participar da banca avaliadora juntamente aos demais professores.

Aos amigos do mestrado — principalmente, Vinícius Puga, Pedro Eugênio, Paula Alves Pinna, Raphael Filgueiras e Mateus Sousa Dias —, pela parceria.

E a todos os familiares e amigos que torceram pelo sucesso desta pesquisa.

Obrigado!

"Excelência não é uma habilidade. É uma atitude."

Ralph Marston

RESUMO

Este trabalho de dissertação apresenta uma exploração da utilização de antenas de conjunto de fendas fabricadas sobre guias de onda integrados em substrato de placas de circuito impresso. Durante a pesquisa, são feitas simulações e diversas melhorias são realizadas nas antenas, buscando caracterizar o melhor modelo possível.

Para enriquecer a pesquisa, dois substratos diferentes são utilizados na pesquisa, o RT/duroid® 5880 LZ, da Rogers Corporation, conhecido como ideal para este tipo de aplicação, e o FR-4. É feita então uma comparação entre os modelos simulados com ambos os substratos. A comparação tem como objetivo garantir que o FR-4 também possa ser utilizado para tal aplicação, apesar de ser um substrato com perdas significativas.

Ainda neste trabalho, é realizada a fabricação de protótipos da antena, a partir dos melhores modelos obtidos em simulação. Por meio de medições de perda de retorno e levantamento de diagramas de irradiação, é realizada uma comparação com os resultados simulados, para garantir o completo funcionamento da antena.

SUMÁRIO

CONTEÚDO

1. Introdução 10

2. Teoria sobre antena de conjunto de fendas e guia de onda integrado em substrato . 12

2.1. Antenas de conjunto de fendas 12

2.2. Guias de onda integrados em substrato 14

2.3. Antenas de conjunto de fendas de guia de onda integrado em substrato 15

3. Simulações dos guias de onda e das antenas 18

3.1. Guias de onda integrados em substrato 18

3.1.1. Substrato RT/duroid® 5880 LZ 19

3.1.4. Substrato FR-4 34

3.2. Antenas de conjunto de fendas 37

3.2.1. Substrato RT/duroid® 5880 LZ 37

3.2.1. Substrato FR-4 55

4. Aperfeiçoamento do modelo das antenas 66

4.1. Linha *microstrip* na parte traseira da placa de circuito impresso das antenas ... 66

4.2. Casamento de impedância 69

4.2.1. Comparação de perda de retorno 88

4.2.2. Comparação de largura de feixe 91

4.3. Variação da área do substrato 92

5. Fabricação e caracterização experimental das antenas 98

5.1. Primeiro protótipo 98

5.1.1. Substrato FR-4 99

5.1.1.1 Transmissão de onda contínua 100

5.1.1.2 Perda de retorno 104

5.1.1.3. Diagrama de irradiação 106

5.1.1.4. Problemas observados 106

5.1.2. Substrato RT/duroid® 5880 LZ 107

5.2. Segundo protótipo no substrato FR-4 107

5.2.1.1 Transmissão de onda contínua 110

5.2.1.2 Perda de retorno 111

5.2.1.3 Diagrama de irradiação 113

6. Conclusão 115

LISTA DE SIGLAS

CW – *Continuous Wave*

RWG – *Rectangular Waveguide*

SIC – *Substrate Integrated Circuits*

SIWG – *Substrate Integrated Waveguide*

VSWR – *Voltage Standing Wave Ratio*

1. INTRODUÇÃO

Este trabalho de dissertação tem por objetivo estudar o funcionamento de uma antena de conjunto de fendas (*slot array antenna*) que irradia na portadora de 10 GHz e é montada sobre um guia de onda integrado em substrato dielétrico (*substrate integrated waveguide*, SIWG) utilizando o substrato FR-4 em altas frequências e, então, fabricar protótipos de antenas SIWG e caracterizá-las experimentalmente, comparando com os resultados de simulação dos modelos.

O uso de antenas de conjunto de fendas em guia de onda SIWG já faz parte do atual estado da arte, porém somente utilizando substratos de baixas perdas, como, por exemplo, os substratos da Rogers Corporation.

Este trabalho, entretanto, pretende confirmar que o substrato FR-4 também pode ser utilizado como uma antena SIWG diretiva de banda larga e de baixas perdas, para aplicação na transmissão de sinais digitais sem fio, do padrão 5G, por exemplo, visto que é um substrato barato e facilmente encontrado no mercado brasileiro, reduzindo o custo da implementação do projeto. Essas antenas também podem ser utilizadas em radares comerciais que utilizam pulsos de baixa potência e curta distância.

Para alcançar este objetivo, o trabalho é dividido nas seguintes partes:

O Capítulo 2 apresenta a teoria básica de antenas SIWG em circuito impresso, que define o modelo das antenas com o cálculo dos parâmetros e dimensões das mesmas.

O Capítulo 3 apresenta a simulação eletromagnética 3D dos parâmetros e dimensões calculados, comprovando o funcionamento básico do modelo desenvolvido.

O aprimoramento das dimensões das antenas é realizado no Capítulo 4, de forma que as antenas simuladas obtenham resultados satisfatórios de alta eficiência, através de um melhor casamento de impedância e, também, da variação do tamanho do substrato que compõe a antena.

A fabricação de pares de protótipos das antenas é apresentada no Capítulo 5, juntamente com a caracterização experimental e medições das mesmas, comprovando os resultados simulados por meio de comparação com os resultados práticos obtidos.

Por fim, no Capítulo 6 deste trabalho, são apresentadas as conclusões obtidas e as sugestões para futuros trabalhos.

2. TEORIA SOBRE ANTENA DE CONJUNTO DE FENDAS E GUIA DE ONDA INTEGRADO EM SUBSTRATO

2.1. ANTENAS DE CONJUNTO DE FENDAS

"Uma matriz de fendas pode ser cortada num guia de ondas de modo a produzir um diagrama de radiação diretivo" [1].

Adicionar um conjunto de pequenas fendas a um guia de onda é uma boa solução para obter largura de feixe estreita [2]. Além disso, estes dispositivos formados a partir de um guia de onda com fendas têm alta eficiência (*i.e.*, baixas perdas) e irradiam polarização linear com níveis baixos de polarização cruzada [3]. São conhecidos como antenas de guia de onda fendado (*slotted waveguide antenna*) ou popularmente como antenas de conjunto de fendas. Neste trabalho, será adotado o nome antena de conjunto de fendas. Porém, resgistra-se que ambos os nomes podem ser encontrados na literatura e representam o mesmo dispositivo.

Uma série de aplicações podem ser realizadas com antenas de conjunto de fendas. Estas são populares em sistemas radares, sistemas de navegação e outros sistemas de alta frequência, uma vez que suas características são favoráveis para tais aplicações [3].

Cada componente de fenda da antena representa um elemento irradiante da estrutura. Ao posicionar e dimensionar corretamente as fendas, a estrutura se comporta como um único elemento irradiante.

Uma vez que a densidade de corrente elétrica transversal na fenda longitudinal do guia de onda é nula — porque a componente de campo magnético longitudinal TE_{10} é nula sobre a linha —, as fendas ao longo do eixo Z do guia de onda, que propaga o modo TE_{10}, deve ficar fora da linha central para que a radiação ocorra.

Para as componentes de campos do modo TE_{10} no guia retangular de dimensões $x = a$ e $y = b$, tem-se as expressões (2 – 1) a (2 – 3) [3].

$$H_x = \frac{-E_0}{2\pi f \mu}\sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}\,\sin\left(\frac{\pi x}{a}\right)e^{-j\sqrt{k^2-\left(\frac{\pi}{a}\right)^2}z} \qquad (2-1)$$

$$E_y = E_0 \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right)e^{-j\sqrt{k^2-\left(\frac{\pi}{a}\right)^2}z} \qquad (2-2)$$

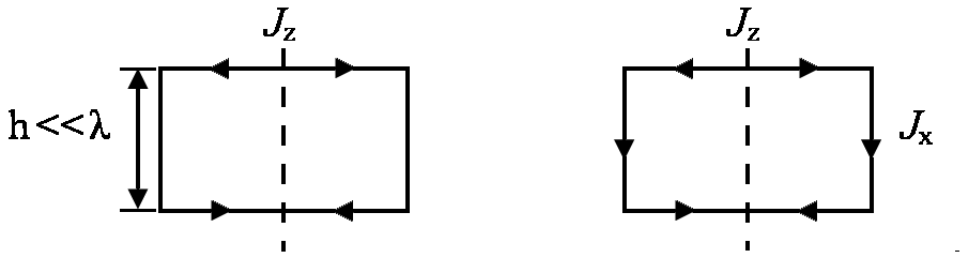
$$H_x = \frac{jE_0}{2af\mu}\cos\left(\frac{\pi x}{a}\right)e^{-j\sqrt{k^2-\left(\frac{\pi}{a}\right)^2}z} \qquad (2-3)$$

Quando $x = \frac{a}{2}$, apenas E_y e H_x existem na abertura da fenda, com $H_z = 0$. Como as correntes equivalentes na abertura são calculadas pelas equações (2 – 4) e (2 – 5) [4]:

$$\overrightarrow{J_s} = \vec{n} \times H^{abertura} \qquad (2-4)$$

$$\vec{M}_s = \overrightarrow{n} \times E^{abertura} \qquad (2-5)$$

onde $\vec{n}$ é a normal à fenda, $J_x = 0$, restando J_z. Contudo, esta densidade aparece invertida nos dois lados da fenda, não produzindo campo distante, como mostra a Figura 2.1a. Para $x \neq \frac{a}{2}$, $J_x \neq 0$ e de mesmo sentido nos dois lados da fenda, como é ilustrado pela Figura 2.1b [1].



(a) x = a/2 **(b) x ≠ a/2**

Figura 2.1. Distribuição das densidades de corrente na fenda.

A Figura 2.2 mostra o conjunto de fendas fora da posição $x = \frac{a}{2}$, garantindo irradiação e maior diretividade ao diagrama, relativamente ao caso da fenda única.

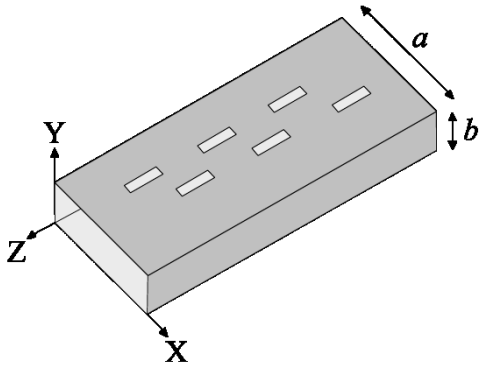


Figura 2.2. Conjunto de fendas fora da posição central. [3]

Elliot propôs uma solução para projetar fendas em guias de onda preenchidos com ar e a aplicou em um conjunto de fendas [2]. Em seguida, propôs uma nova solução, mais genérica, para guias de onda preenchidos com dielétrico [5] [6].

Neste caso, a distância entre os centros de duas fendas deve ser metade do comprimento de onda guiada, de modo que os centros das fendas estejam no máximo das ondas estacionárias. Como as distâncias entre as fendas estão sendo projetadas em função da distância entre os máximos das ondas estacionárias do guia de onda, deve-se considerar nos cálculos o comprimento de onda dentro do guia de onda, ou seja, o comprimento de onda guiada, cuja equação é apresentada em (2 – 6) [4] [1].

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{4a^2 - \lambda^2}} \qquad (2 - 6)$$

A distância entre a última fenda e o final da estrutura de guia de onda, entretanto, deve ser projetada como equivalente a um quarto de onda guiada [1].

Cada fenda da estrutura é projetada com tamanho de meio comprimento de onda. [1] É importante ressaltar que, neste momento, os cálculos são realizados com o comprimento da onda que irradia no espaço, não da onda guiada.

2.2. GUIAS DE ONDA INTEGRADOS EM SUBSTRATO

A tecnologia de circuitos integrados em substrato (*substrate integrated circuits*, SIC) tem permitido o desenvolvimento de componentes de radiofrequência, optoeletrônicos e de micro-ondas [7] [8] através do uso de guias de onda dielétricos montados em substratos com baixa constante dielétrica.

Atualmente, a tecnologia de guias de onda integrados em substrato (*substrate integrated waveguide*, SIWG) tem apresentado resultados promissores. Suas técnicas de circuito planar têm sido utilizadas para implantar componentes de ondas guiadas [8].

Através dos seus estudos, equações para projetar componentes SIWG foram então obtidas. Com o desenvolvimento de *softwares* comerciais para cálculos matemáticos, tornou-se possível a realização de simulações computacionais de componentes SIWG, entre outros componentes.

Alguns métodos de aproximação começaram a ser desenvolvidos para ajudar a projetar guias de onda SIWG. O trabalho de Yan et. al. [9] é um exemplo. Um modelo foi desenvolvido para projetar guias de onda SIWG através de aproximações realizadas a partir de um guia de onda retangular com os parâmetros desejados. A Figura 2.3 ilustra este método.

A partir deste ponto, a abertura do guia de onda SIWG será chamada de a_{SIWG}, enquanto que a abertura do guia de onda retangular será chamada de a_{RWG}.

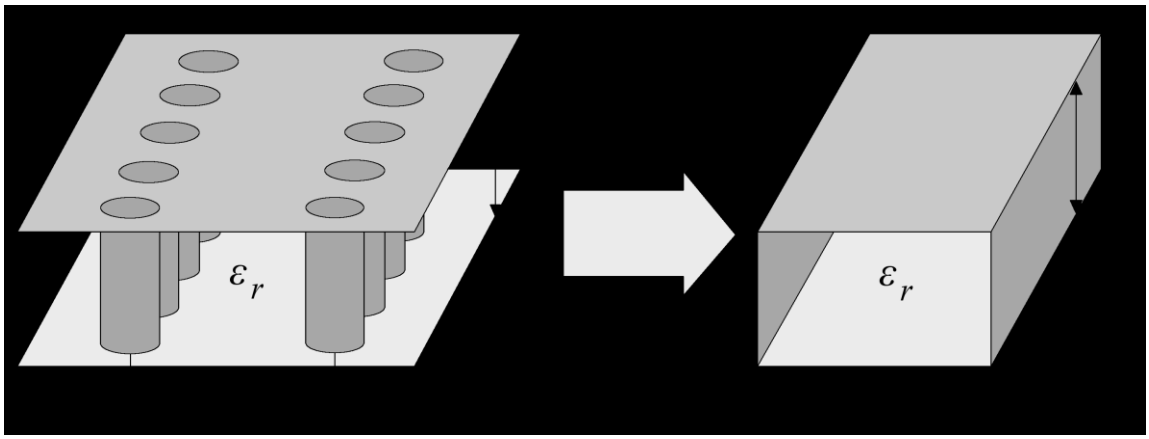


Figura 2.3 – Aproximação de guia de onda RWG para guia de onda SIWG. [9]

Magri desenvolveu guias de onda SIWG utilizando substrato FR-4 em seus trabalhos [10] [11]. Seus resultados demonstram o bom funcionamento da estrutura e a possibilidade de trabalhar com o substrato FR-4 ao desenvolver guias de onda SIWG.

Antenas de conjuntos de fendas (*slot array antennas*) têm sido desenvolvidas sobre componentes SIWG e têm apresentado bons resultados [12]. O trabalho de Yan et. al. não se limita a projetar o guia de onda SIWG, mas, sim, objetiva projetar antenas de conjunto de fendas utilizando os guias de onda SIWG, como será detalhado na Sessão 2.3.

2.3. ANTENAS DE CONJUNTO DE FENDAS DE GUIA DE ONDA INTEGRADO EM SUBSTRATO

Utilizando o método que aproxima as dimensões de um SIWG para as dimensões de um guia de onda retangular (*rectangular waveguide*, RWG), conforme a Figura 2.3, uma antena de conjunto de fendas, utilizando substrato de alta frequência, foi desenvolvida por Yan et. al.

Para o cálculo da largura a_{SIWG} do guia de onda SIWG, calcula-se a largura a_{RWG} de um guia de onda retangular [9], cuja equação de dimensionamento a partir da frequência de corte desejada é bem conhecida, e redimensiona utilizando as equações (2 – 7) a (2 – 11) [9]. A altura b permanece igual à altura do guia de onda SIWG, como ilustrado na Figura 2.3.

$$a_{SIWG} = \frac{a_{RWG}}{\bar{a}} \tag{2 – 7}$$

em que

$$\bar{a} = \epsilon_1 + \frac{\epsilon_2}{\frac{p}{d} + \frac{\epsilon_1 + \epsilon_2 - \epsilon_3}{\epsilon_3 - \epsilon_1}} \tag{2 – 8}$$

$$\epsilon_1 = 1{,}0198 + \frac{0{,}3465}{\frac{a}{p} - 1{,}0684} \tag{2 – 9}$$

$$\epsilon_2 = -0{,}1183 - \frac{1{,}2729}{\frac{a}{p} - 1{,}201} \tag{2 – 10}$$

$$\epsilon_3 = 1{,}0082 - \frac{0{,}9163}{\frac{a}{p} + 0{,}2152} \tag{2 – 11}$$

As variáveis d e p representam, respectivamente, o diâmetro das vias metalizadas e a distância centro-a-centro entre vias adjacentes [9], como ilustra a Figura 2.4.

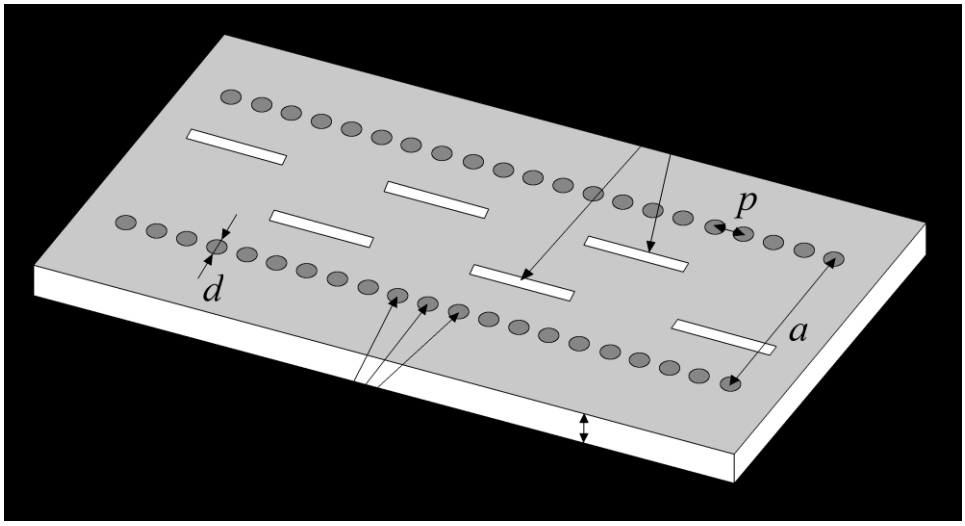


Figura 2.4 – Exemplo de antena de conjunto de fendas de guia de onda integrado em substrato. [9]

Desta forma, basta calcular o a_{RWG} do guia de onda retangular que garante a frequência de corte do modo TE_{10} igual à frequência desejada e, então, aproximar este a_{RWG} para o a_{SIWG}, utiliando as equações (2 – 7) a (2 – 11).

O cálculo do diâmetro das vias e da distância centro a centro das vias é realizado em função do comprimento de onda da frequência de corte do modo TE_{10}, de acordo com as seguintes equações [13]:

$$p < 0{,}2 \times \lambda_{TE_{10}} \tag{2 – 12}$$

$$\frac{d}{p} \geq 0{,}5 \qquad (2-13)$$

$$\frac{d}{a} < 0{,}4 \qquad (2-14)$$

Para que seja possível a conectorização da estrutura de guia de onda, é necessário projetar uma linha *microstrip* de 50 Ω [14] [15], onde será soldado o conector SMA. Uma proposta de transição entre a linha *microstrip* de 50 Ω e a estrutura de guia de onda consiste no uso de um *taper* triangular *microstrip* no mesmo substrato dielétrico [15]. A Figura 2.5 ilustra a linha *microstrip* e o *taper* triangular conectados a uma seção de guia de onda SIWG.

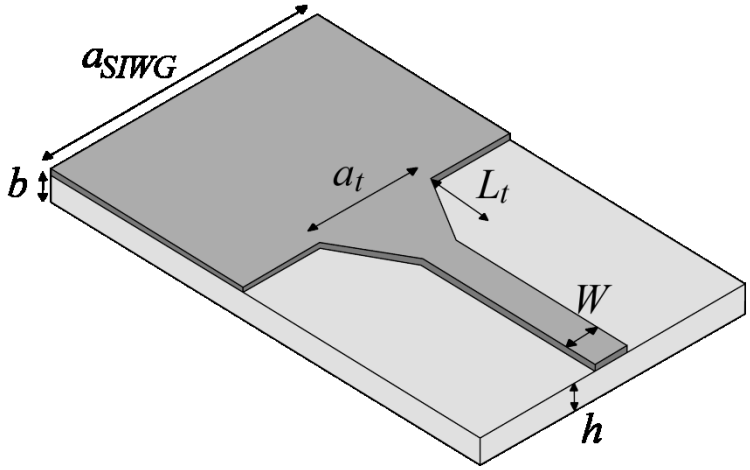


Figura 2.5. Linha *microstrip* e *taper* triangular conectados a guia de onda SIWG. [15]

No próximo passo, os estudos deste capítulo serão colocados em prática com o uso de simulação eletromagnética, cujos resultados serão utilizados como base para realizar a fabricação de protótipos.

3. SIMULAÇÕES DOS GUIAS DE ONDA E DAS ANTENAS

Anteriormente à fabricação das antenas de conjunto de fendas, diversas simulações foram realizadas com o uso de um *software* de simulação eletromagnética, o **ANSYS HFSS 2014** [16].

Para todos os casos estudados, foram realizadas simulações para os substratos RT/duroid® 5880 LZ (espessuras de 2,54 mm, 1,27 mm e 0,762 mm) e FR-4 (espessura de 1,5 mm), que são alguns dos substratos disponíveis, no momento, no laboratório de radiofrequência e propagação da Universidade Federal Fluminense (UFF). Assim, torna-se possível verificar qual é a melhor espessura de substrato a ser utilizada para as antenas fabricadas com o RT/duroid® 5880 LZ e se a fabricação com o FR-4 é realizável com a espessura de substrato disponível no laboratório.

3.1. GUIAS DE ONDA INTEGRADOS EM SUBSTRATO

Antes de simular a antena de conjunto de fendas propriamente dita, devem-se realizar simulações de guias de onda SIWG que propaguem o modo cuja frequência é a de irradiação, contendo as mesmas dimensões que as antenas desejadas. Assim, será possível ter certeza de que o sinal será entregue corretamente às fendas da antena para irradiação.

Para que a antena de conjunto de fendas funcione corretamente, é necessário garantir, primeiramente, que o guia de onda SIWG sobre o qual as fendas estão montadas esteja transmitindo de uma porta à outra os sinais inseridos. A partir das simulações, é feita uma análise do parâmetro S dos guias de onda SIWG, possibilitando uma conclusão preliminar do funcionamento das antenas e sobre qual espessura de substrato proporcionará melhores resultados nas antenas de conjunto de fendas. Nesta sessão, será analisado o parâmetro S do guia de onda, a fim de verificar tal funcionamento. Em particular, são realizadas comparações de perda de retorno entre os diversos modelos simulados.

O estudo e o projeto de antenas SIWG que usam o substrato RT/duroid® 5880 LZ serão realizados primeiramente e servirão como modelo de comparação para os protótipos de antenas SIWG desenvolvidos com FR-4.

Para garantir a operação do guia de onda na frequência de 10 GHz, a mesma deve estar incluída na faixa de propagação do guia e acima da frequência do modo fundamental (modo TE_{10}) do guia de onda SIWG.

Todos os guias de onda simulados foram, então, projetados de modo que a frequência de corte do modo TE_{10} seja 8,5 GHz. Dessa forma, o segundo modo (modo TE_{20}) terá frequência de corte igual a 17 GHz, garantindo a frequência de 10 GHz na faixa de frequências do modo fundamental dos guias de onda SIWG projetados neste capítulo.

3.1.1. Substrato RT/duroid® 5880 LZ

Para o substrato RT/duroid® 5880 LZ, foram feitas simulações com lâminas de substrato de três espessuras diferentes. Desse modo, é possível determinar com qual das três lâminas de substrato de espessuras diferentes a transmissão de potência é realizada com menor perda de retorno.

Como padrão para as lâminas de substrato RT/duroid® 5880 LZ, para a frequência de 10 GHz e temperatura de 23 °C, a constante de permissividade ε é igual a 1,96 F/m e a tangente de perda é igual a 0,0019. Nas lâminas utilizadas, a espessura de metalização é igual a 0,035 mm. Os parâmetros gerais das lâminas RT/duroid® 5880 LZ fornecidas pela Rogers Corporation podem ser visualizados com mais detalhes no Anexo A.

Exceto pela espessura do substrato, todos os parâmetros são iguais em todas as simulações de guia de onda com o substrato RT/duroid® 5880 LZ.

O tamanho escolhido para os guias de onda simulados é equivalente ao que será utilizado no projeto de antena de conjunto de fendas com o substrato RT/duroid® 5880 LZ, como será visto posteriormente. Este tamanho escolhido para o guia de onda SIWG com o substrato RT/duroid® 5880 LZ é igual a 81,426 mm.

O diâmetro das vias metálicas foi determinado e calculado de modo a facilitar a fabricação do guia de onda. A distância centro a centro das vias, por sua vez, foi calculada de acordo com a teoria do Capítulo 2 e ajustada de tal forma que a primeira via fosse o mais próximo possível do começo do guia de onda, uma vez que, teoricamente, um afastamento da primeira via em relação ao começo do guia pode causar dispersão das ondas no guia, prejudicando a sua eficiência. O diâmetro escolhido para as vias é igual a 1 mm e a distância

centro a centro das vias é igual a 1,961 mm. As vias foram simuladas com preenchimento maciço de solda.

Primeiramente, foram feitas simulações sem acoplamento da entrada do guia de onda com linha *microstrip*. Este modelo é puramente teórico, sendo utilizado somente para analisar a perda de retorno de um guia de onda ideal e garantir que o mesmo funciona corretamente (ou seja, que um guia de onda projetado com tal substrato e utilizando tais parâmetros funciona corretamente). Considera-se que o sinal de entrada está chegando à entrada do guia de onda com impedância de 50 Ω.

A Figura 3.1 apresenta o projeto de guia de onda simulado nesta etapa.

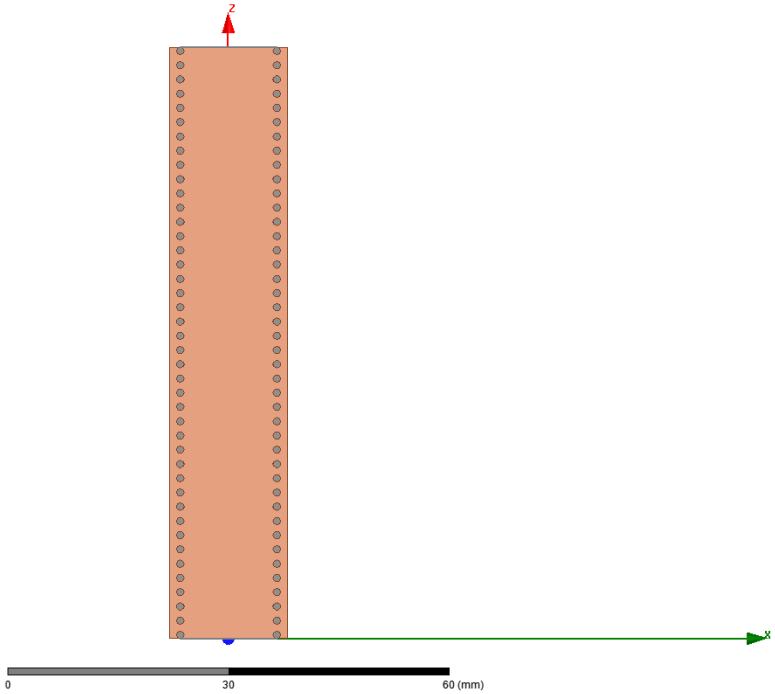


Figura 3.1 – Vista superior do guia de onda SIWG em substrato RT/duroid® 5880 LZ.

Posteriormente, são realizadas simulações para o caso real, em que o guia de onda é acoplado a uma linha *microstrip* de 50 Ω.

Foram realizadas simulações com o substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessuras iguais a 2,54 mm, 1,27 mm e 0,762 mm, de modo a analisar se todos os três podem ser utilizados na fabricação de um SIWG com a frequência de corte pretendida e qual dos três apresenta melhor resultado.

Para o substrato com espessura igual a 2,54 mm, obteve-se frequência de corte igual a 8,6 GHz e perda de retorno igual a -28,7 dB na frequência de 10 GHz. O gráfico da Figura 3.2 ilustra os resultados obtidos.

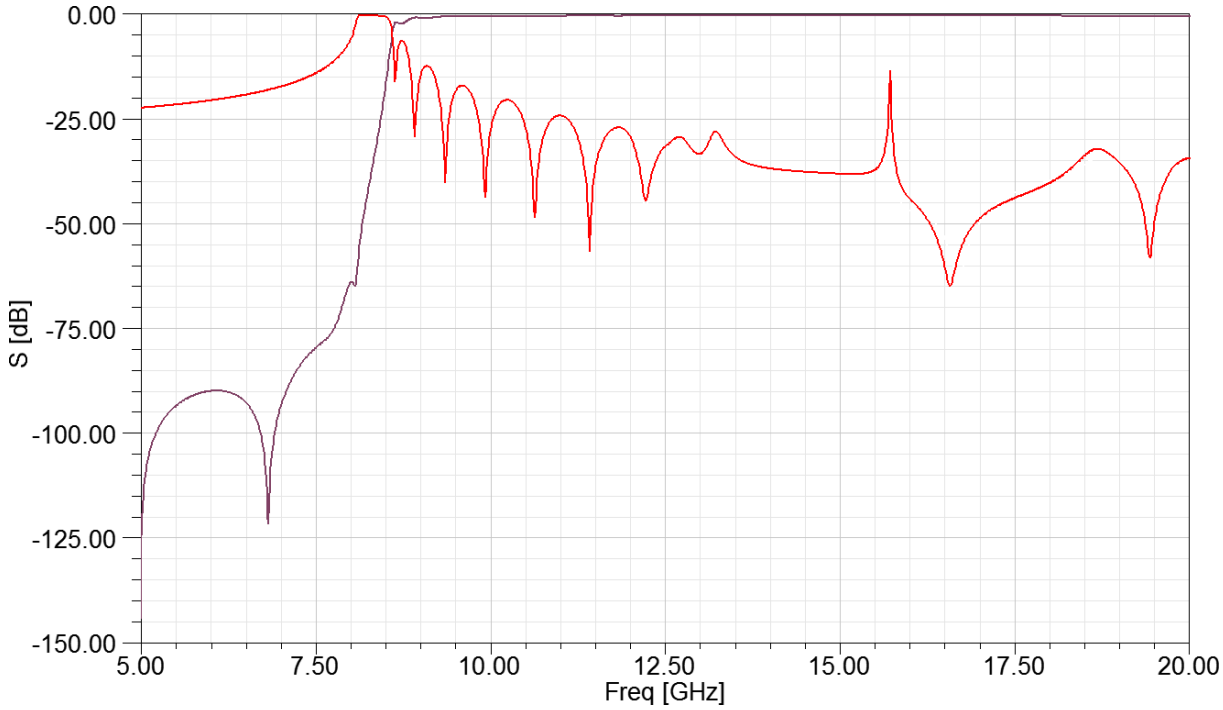


Figura 3.2 – Perda de retorno (curva em vermelho) e de transmissão (curva em roxo) para o guia SIWG com o uso de substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura de 2,54 mm.

Para o substrato com espessura igual a 1,27 mm, obteve-se frequência de corte igual a 8,58 GHz e perda de retorno igual a -28 dB na frequência de 10 GHz. O gráfico da Figura 3.3 ilustra os resultados obtidos.

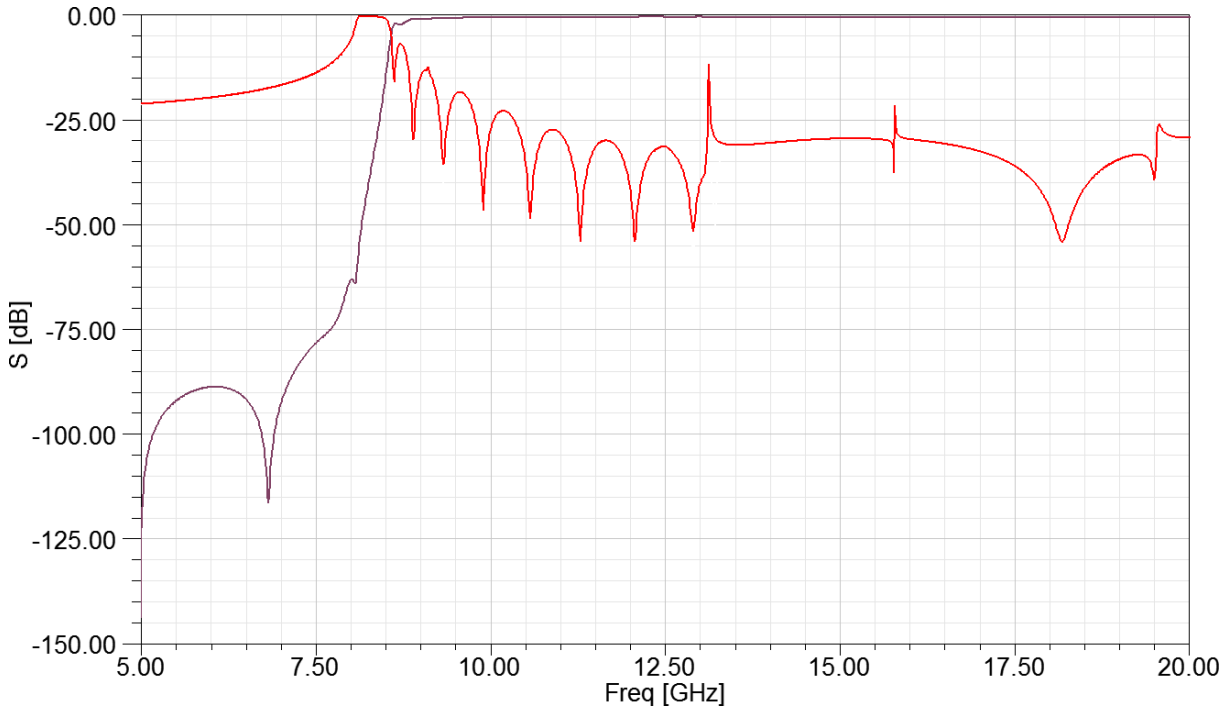


Figura 3.3 – Perda de retorno (curva em vermelho) e de transmissão (curva em roxo) para o guia SIWG com o uso de substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura de 1,27 mm.

Para o substrato com espessura igual a 0,762 mm, obteve-se frequência de corte igual a 8,58 GHz e perda de retorno igual a -27,6 dB na frequência de 10 GHz. O gráfico da Figura 3.4 ilustra os resultados obtidos.

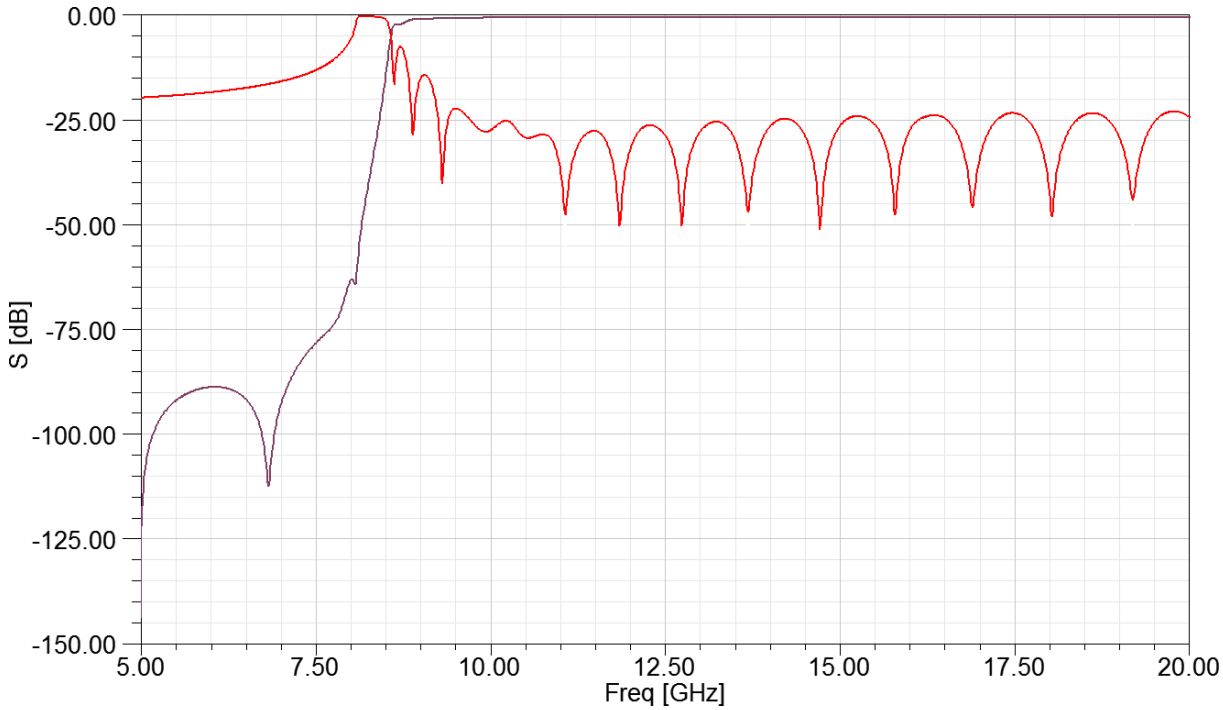


Figura 3.4 – Perda de retorno (curva em vermelho) e de transmissão (curva em roxo) para o guia SIWG com o uso de substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura de 0,762 mm.

A Tabela 3.1 apresenta uma comparação entre os resultados de perda de retorno na frequência de 10 GHz, que é a frequência de interesse. Em cada caso, a perda na transmissão é próxima a 0 dB.

Perda de retorno em 10 GHz	**Espessura**		
	0,762 mm	1,27 mm	2,54 mm
Perda de retorno	-27,6 dB	-28 dB	-28,7 dB

Tabela 3.1. Resultados de perda de retorno com o uso do substrato RT/duroid® 5880 LZ.

Percebe-se que os melhores resultados foram obtidos com o substrato RT/duroid® 5880 LZ de maior espessura, ou seja, com espessura igual a 2,54 mm. Estes resultados devem ser interpretados somente como uma sugestão de qual espessura de substrato utilizar, e não como impedimento de uso do substrato RT/duroid® 5880 LZ com as outras duas espessuras (1,27 mm e 0,762 mm), visto que ambas apresentaram bons resultados de perda de retorno (abaixo de -25 dB).

A partir desses resultados, foram realizadas as simulações com a linha *microstrip* conectada ao guia de onda, para permitir a conectorização dos protótipos e a caracterização experimental. Neste passo, a entrada da estrutura em linha *microstrip* foi acoplada ao guia de onda por meio de um *taper* triangular do tipo *microstrip* de 50 Ω. Os resultados não serão tão bons quanto os obtidos anteriormente sem linha *microstrip*, uma vez que estamos inserindo transições na linha de transmissão. No circuito impresso real, o sinal será injetado a partir de um conector SMA na linha *microstrip*, e não diretamente na entrada do guia de onda, o que justifica este passo nas simulações.

A largura a_{SIWG} é calculada de acordo com a teoria apresentada no Capítulo 2 e equivale a 13,255 mm. A largura da linha *microstrip*, que possui dimensões diferentes em cada um dos projetos a seguir, será representada aqui pela letra W. O comprimento da linha do *taper* triangular *microstrip* de acoplamento *microstrip*-SIWG, L_t, é proporcional a um quarto de onda guiada na frequência de interesse, 10 GHz. Além disso, as dimensões d e p representam, respectivamente, os anteriormente citados diâmetro das vias metálicas e distância centro a centro das vias. A Figura 3.5 ilustra estas dimensões no guia de onda SIWG.

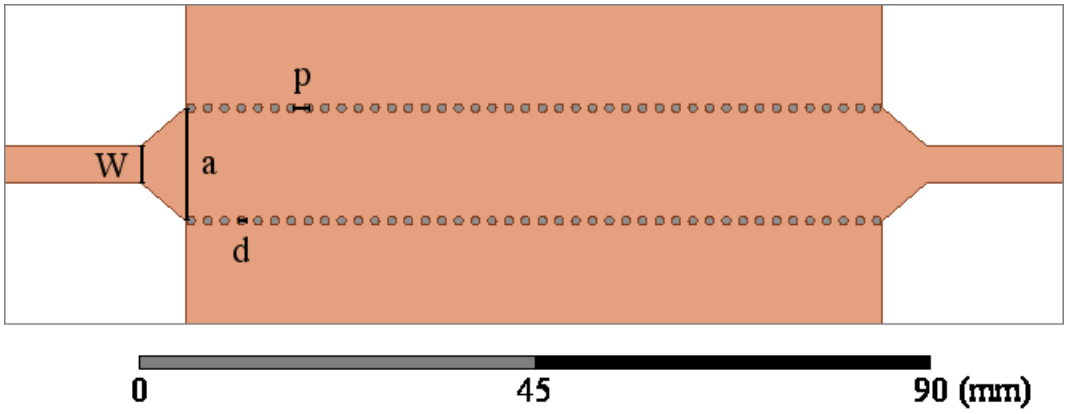


Figura 3.5. Dimensões do guia de onda SIWG com substrato RT/duroid® 5880 LZ.

Os cálculos da linha *microstrip* foram realizados de duas formas diferentes: através do *software* **TX-LINE® 2003** [17], cujo método de cálculo do tamanho da linha não é aberto, e através do método de cálculo proposto por Balanis [4], cujas equações são apresentadas no Apêndice A.

Como os resultados de dimensionamento de linha foram levemente divergentes para todas as espessuras de substrato disponíveis, foram realizadas simulações para ambos os casos

de cada espessura de substrato, de modo a esclarecer qual dos dois apresenta o melhor dimensionamento de linha *microstrip* para cada espessura de substrato disponível.

Nessa situação, a largura de cada placa foi projetada de modo a ter o seu tamanho igual a nove vezes a largura de cada linha *microstrip* correspondente. Nos casos em que esse valor foi menor que a largura a_{SIWG} da entrada do guia de onda, a largura da placa foi projetada com um excedente de 1,5 vezes o diâmetro das vias para cada lado.

Primeiramente, foram testados os dois casos de dimensionamento para o substrato com espessura igual a 2,54 mm.

Através do *software* **TX-LINE® 2003** [17], a linha foi dimensionada para 9,34 mm. A Figura 3.6 demonstra como os parâmetros de entrada foram utilizados no *software* e o resultado do dimensionamento. Nota-se que, neste caso, o *software* apresentou uma mensagem de aviso sobre o tamanho dimensionado para a linha ser maior que um quarto de onda.

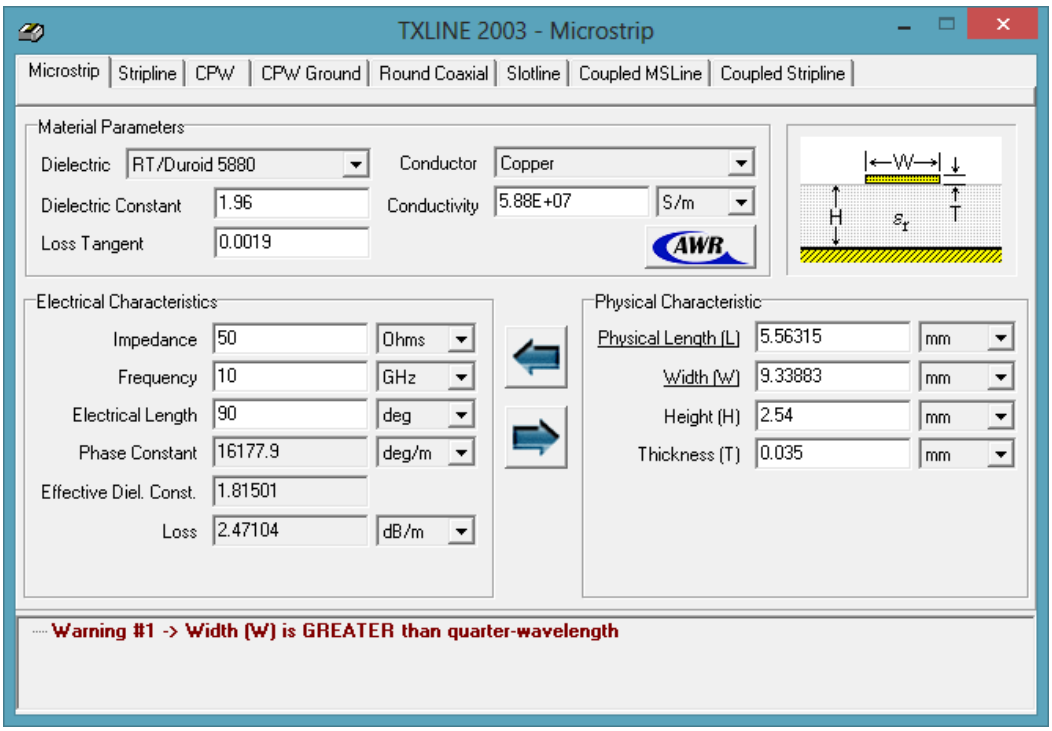


Figura 3.6 – Dimensionamento da linha com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e uso do *software* TX-LINE® 2003.

Através das equações do Balanis [4], a linha foi dimensionada para W = 8,4 mm.

A Figura 3.7 apresenta o projeto de guia de onda simulado no **HFSS 2014** [16] com espessura de substrato de 2,54 mm e linha *microstrip* de largura W = 9,34 mm, ou seja, do modelo com linha *microstrip* projetada pelo **TX-LINE® 2003** [17].

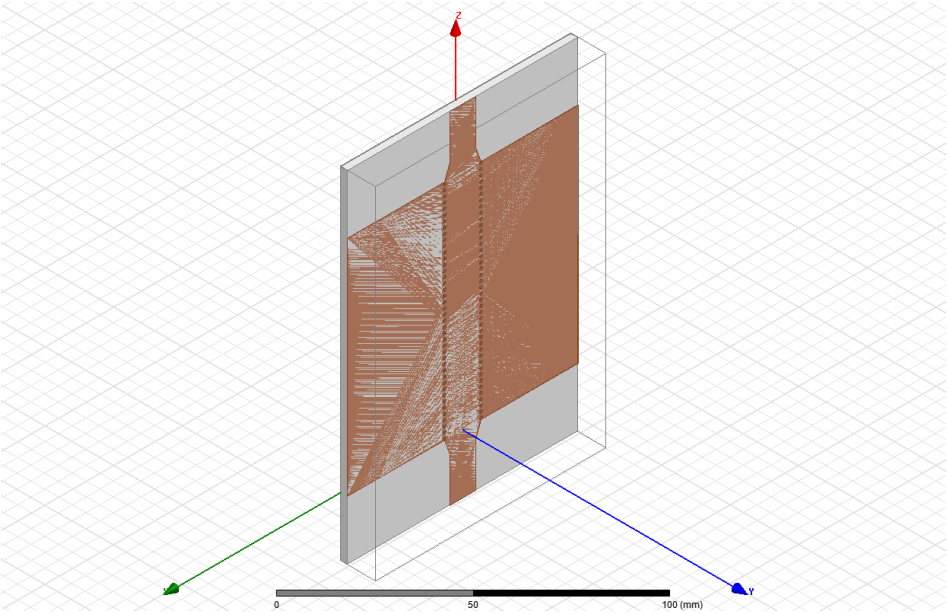


Figura 3.7 – Guia de onda SIWG com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e largura de linha 9,34 mm.

Os resultados da simulação do projeto de guia de onda da Figura 3.7 não convergem. O guia de onda não está transmitindo o sinal da primeira porta (porta de entrada do sinal) para a segunda porta (porta de saída do sinal). Devido à espessura da linha *microstrip*, toda a potência está sendo irradiada pela linha, fazendo com que, assim, nada seja transmitido pelo guia de onda.

A Figura 3.8 apresenta o projeto de guia de onda simulado com espessura de substrato de 2,54 mm e linha *microstrip* de 8,4 mm, ou seja, do modelo com linha microstrip projetada a partir das equações do Balanis [4].

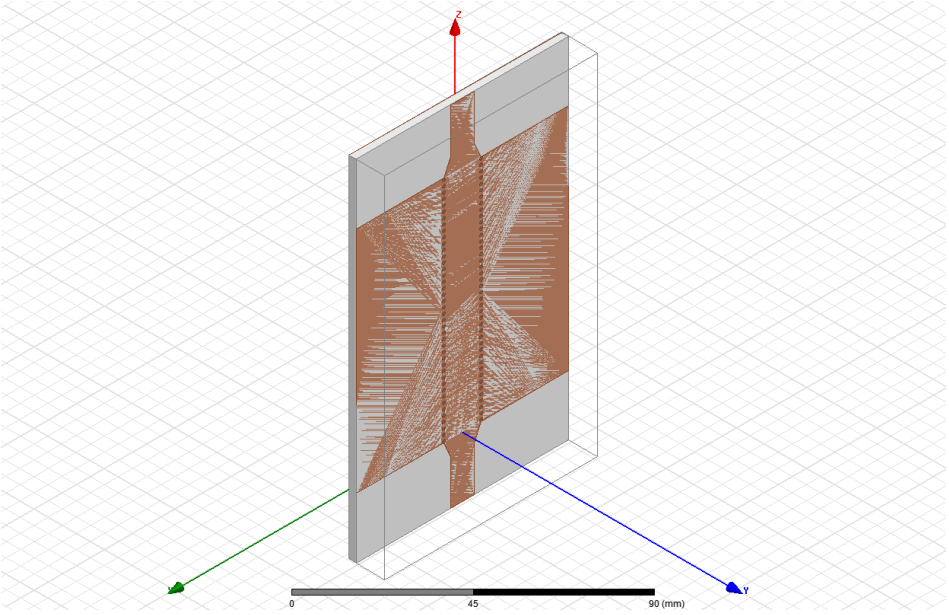


Figura 3.8 – Guia de onda SIWG com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e largura de linha 8,4 mm.

Assim como na simulação do projeto da Figura 3.7, os resultados da simulação do projeto da Figura 3.8 não convergem.

A seguir, são testados os dois casos de dimensionamento para o substrato com espessura igual a 1,27 mm. Através do *software* **TX-LINE® 2003** [17], a linha foi dimensionada para 4,27 mm, como pode ser visto na Figura 3.9. Através das equações do Balanis [4], a linha foi dimensionada para 4,17 mm. Desta forma, os resultados de *W* estão bem próximos.

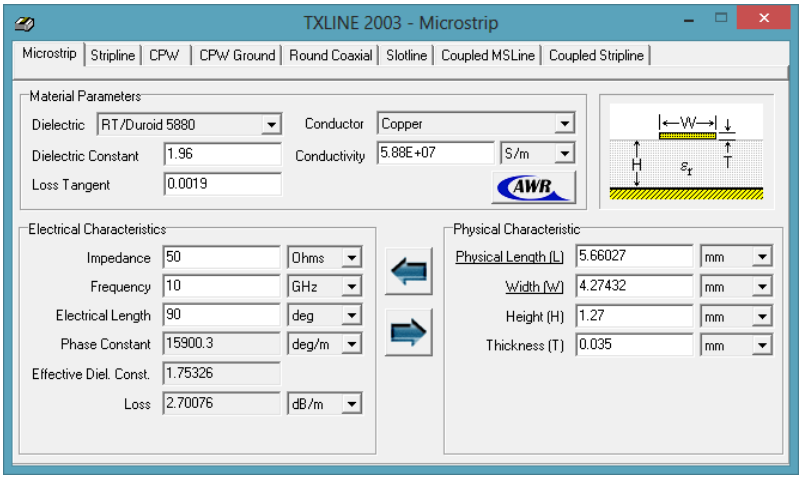


Figura 3.9 – Dimensionamento da linha com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 1,27 mm e uso do *software* TX-LINE® 2003.

A Figura 3.10 apresenta o projeto de guia de onda simulado com espessura de substrato de 1,27 mm e linha *microstrip* de 4,27 mm.

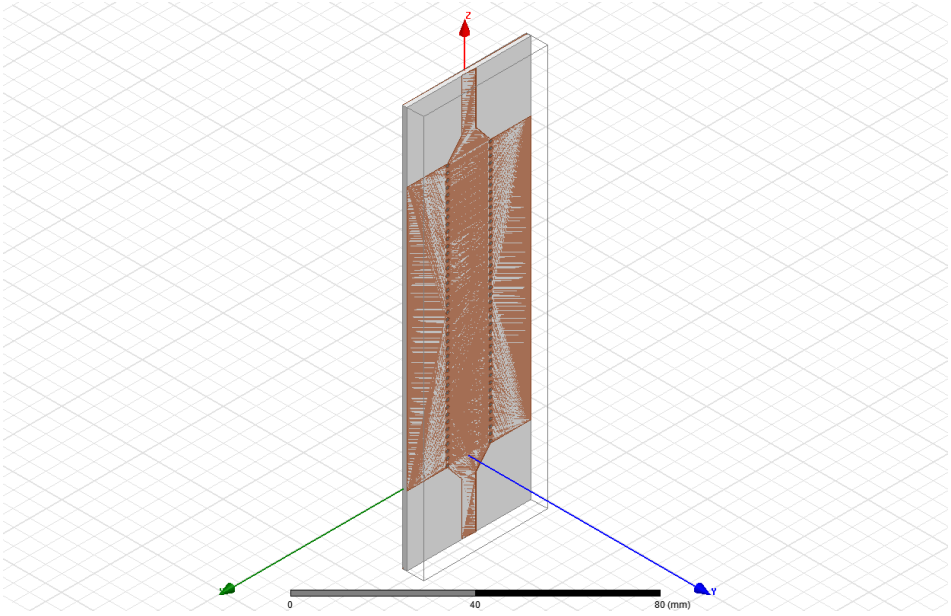


Figura 3.10 – Guia de onda SIWG com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 1,27 mm e largura de linha 4,27 mm.

Para esta configuração, obteve-se frequência de corte igual a 8,86 GHz e perda de retorno igual a -22 dB na frequência de 10 GHz e -28 dB em 10,03 GHz. A Figura 3.11 ilustra os resultados obtidos para todas as frequências de 5 a 20 GHz, enquanto que a Figura 3.12 mostra o gráfico próximo à frequência de 10 GHz.

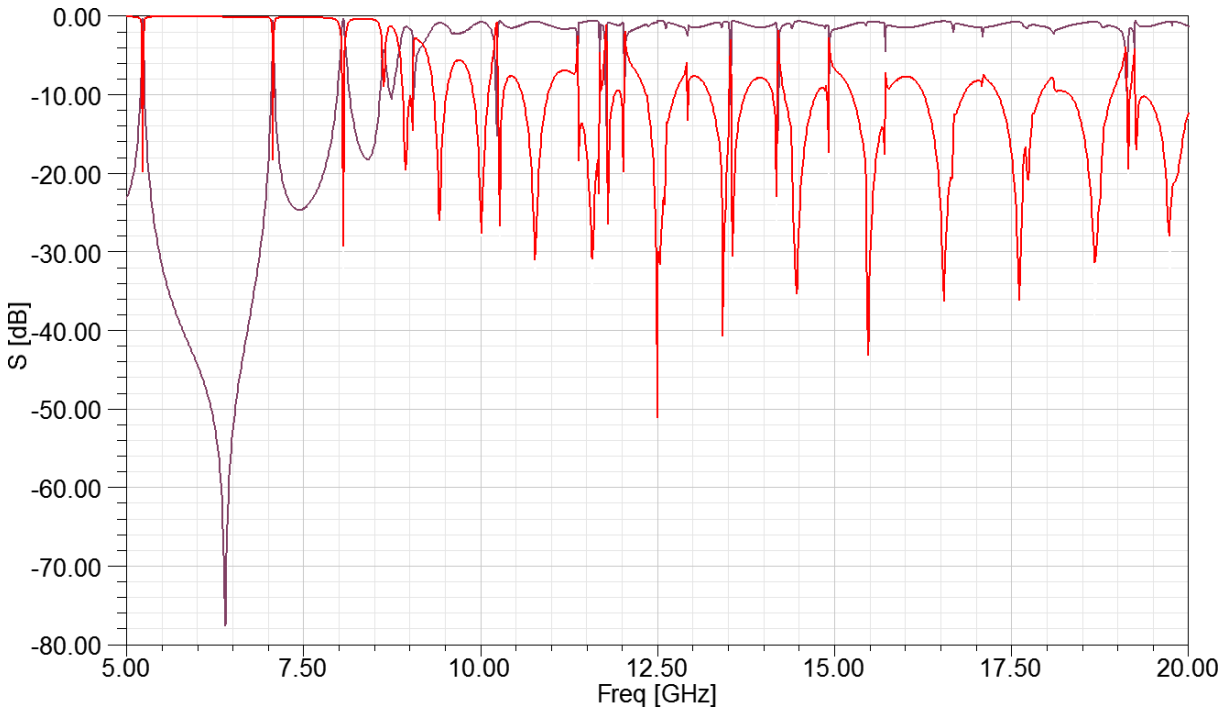


Figura 3.11 – Perda de retorno (curva em vermelho) e perda de transmissão (curva em roxo) para o guia SIWG com transição para linha *microstrip* no substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura 1,27 mm e largura de linha *microstrip* W = 4,27 mm.

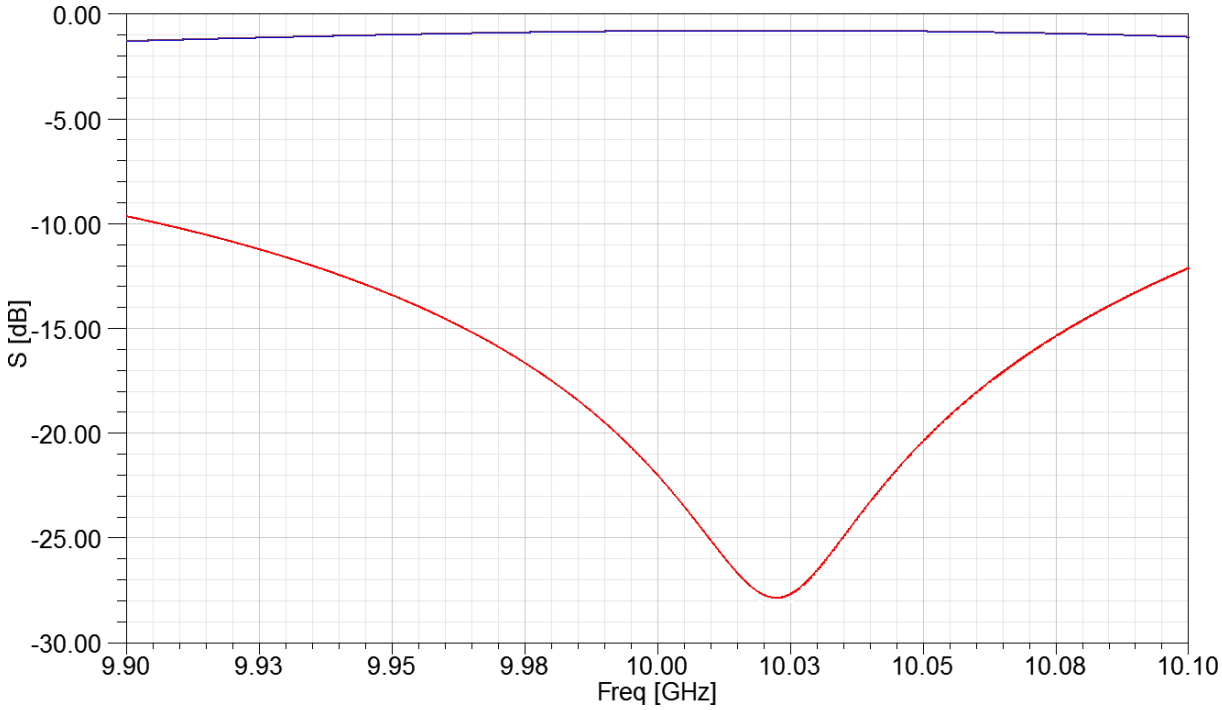


Figura 3.12 – Perda de retorno (curva em vermelho) e perda de transmissão (curva em roxo) em torno de 10 GHz para o guia SIWG com transição para linha *microstrip* no substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura 1,27 mm e largura de linha *microstrip* W = 4,27 mm.

A Figura 3.13 apresenta o projeto de guia de onda simulado com espessura de substrato de 1,27 mm e linha *microstrip* de 4,17 mm.

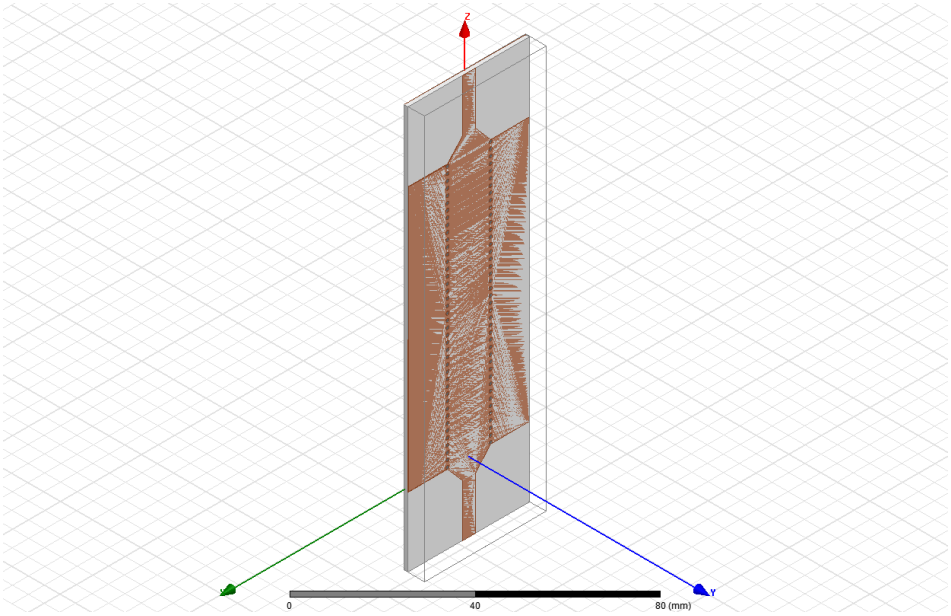


Figura 3.13 – Guia de onda SIWG com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 1,27 mm e largura de linha 4,17 mm.

Para esta configuração, obteve-se frequência de corte igual a 8,86 GHz e perda de retorno igual a -21,7 dB na frequência de 10 GHz e -28 dB em 10,03 GHz. A Figura 3.14 ilustra os resultados obtidos para todas as frequências de 5 a 20 GHz, enquanto que a Figura 3.15 mostra o gráfico próximo à frequência de 10 GHz.

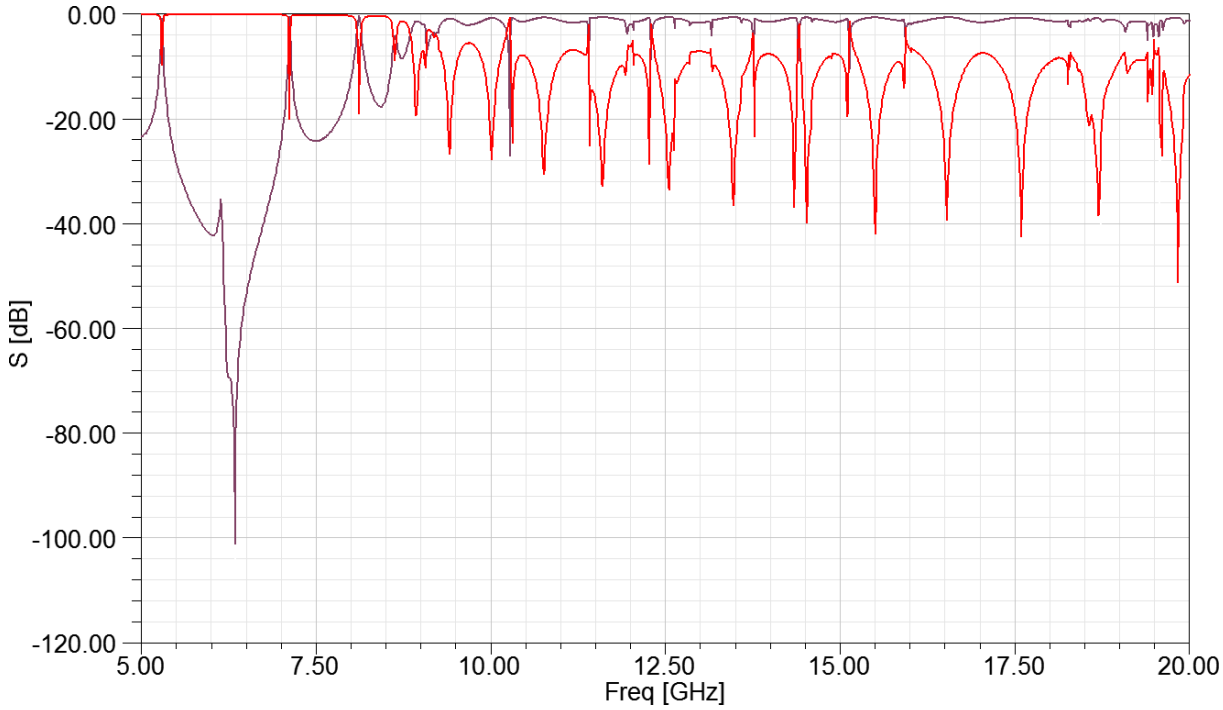


Figura 3.14 – Perda de retorno (curva em vermelho) e perda de transmissão (curva em roxo) para o guia SIWG com transição para linha *microstrip* no substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura 1,27 mm e largura de linha *microstrip* W = 4,17 mm.

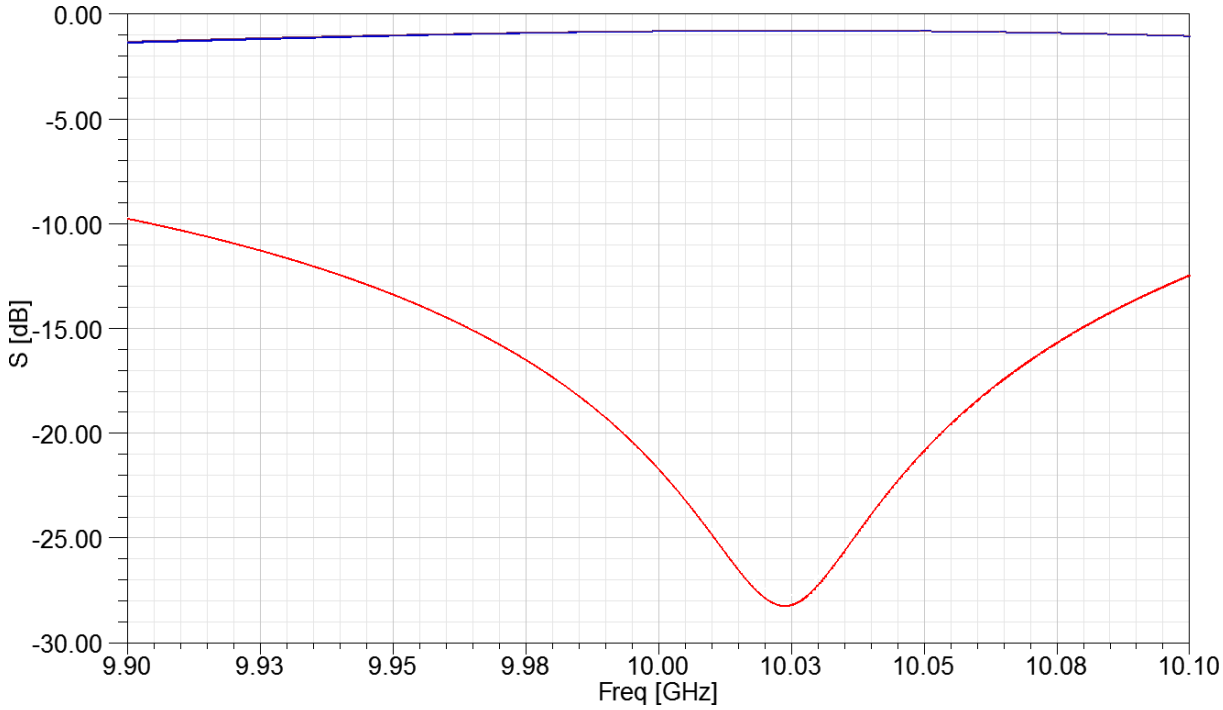


Figura 3.15 – Perda de retorno (curva em vermelho) e perda de transmissão (curva em roxo) em torno de 10 GHz para o guia SIWG com transição para linha *microstrip* no substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura 1,27 mm e largura de linha *microstrip* W = 4,17 mm.

Para o substrato com a espessura de 1,27 mm, conclui-se então que os melhores resultados são obtidos usando linha *microstrip* de 4,27 mm, ou seja, pelo dimensionamento realizado pelo *software* **TX-LINE® 2003** [17].

Por fim, são testados os dois casos de dimensionamento para o substrato com espessura igual a 0,762 mm. Através do *software* **TX-LINE® 2003** [17], a linha foi dimensionada para W = 2,5 mm, como mostra a Figura 3.16. Através das equações do Balanis [4], a linha foi dimensionada para W = 2,48 mm, valores muito próximos.

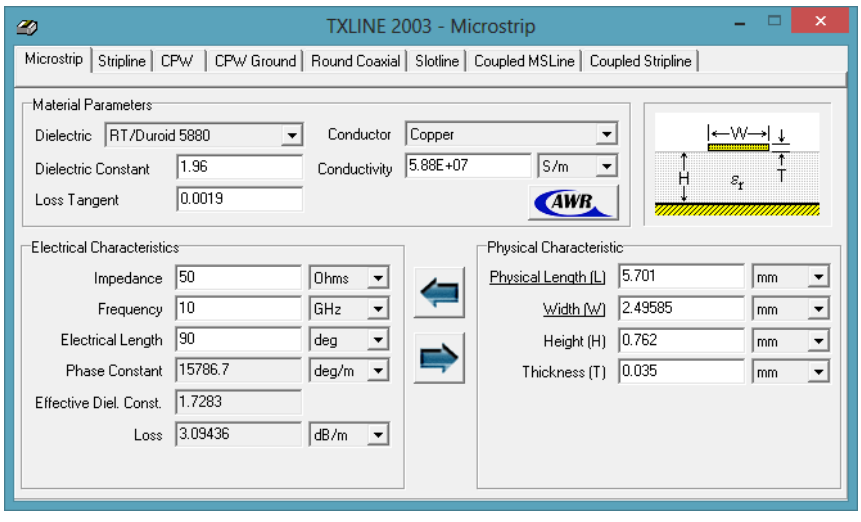


Figura 3.16 – Dimensionamento da linha com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 0,762 mm e uso do *software* TX-LINE® 2003.

A Figura 3.17 apresenta o projeto de guia de onda simulado com espessura de substrato de 0,762 mm e linha *microstrip* de espessura W = 2,5 mm.

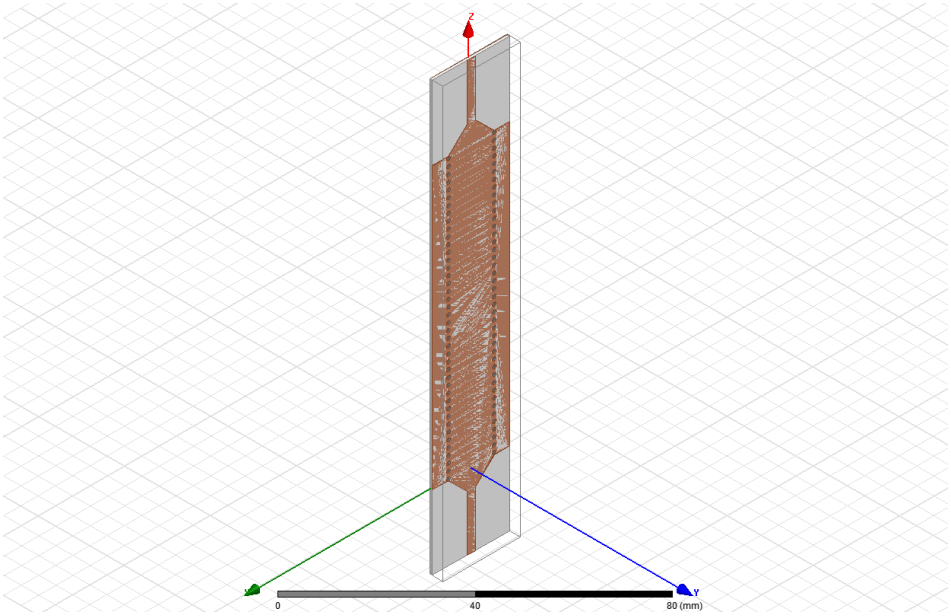


Figura 3.17 – Guia de onda SIWG com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 0,762 mm e largura de linha 2,5 mm.

Para esta configuração, obteve-se frequência de corte igual a 8,86 GHz e perda de retorno igual a -7,3 dB na frequência de 10 GHz. A Figura 3.18 ilustra os resultados obtidos para todas as frequências de 5 a 20 GHz, enquanto que a Figura 3.19 mostra o gráfico próximo à frequência de 10 GHz.

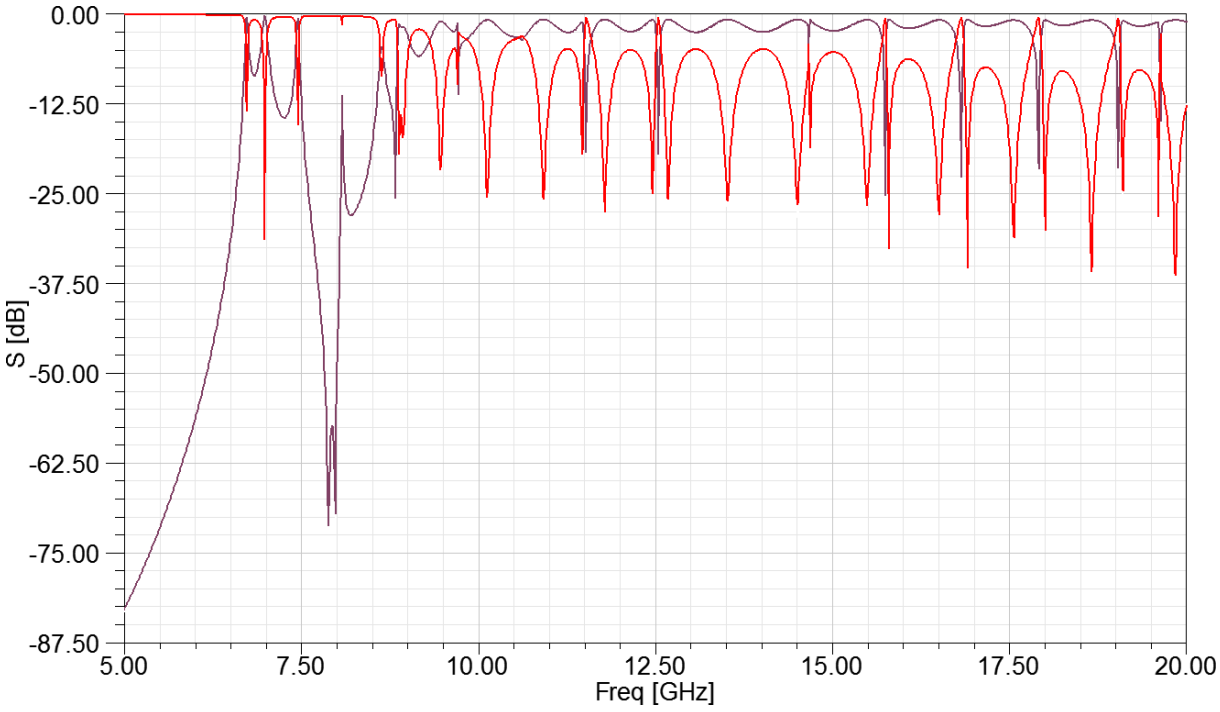


Figura 3.18 – Perda de retorno (curva em vermelho) e perda de transmissão (curva em roxo) para o guia SIWG com transição para linha *microstrip* no substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura 0,762 mm e largura de linha *microstrip* W = 2,5 mm.

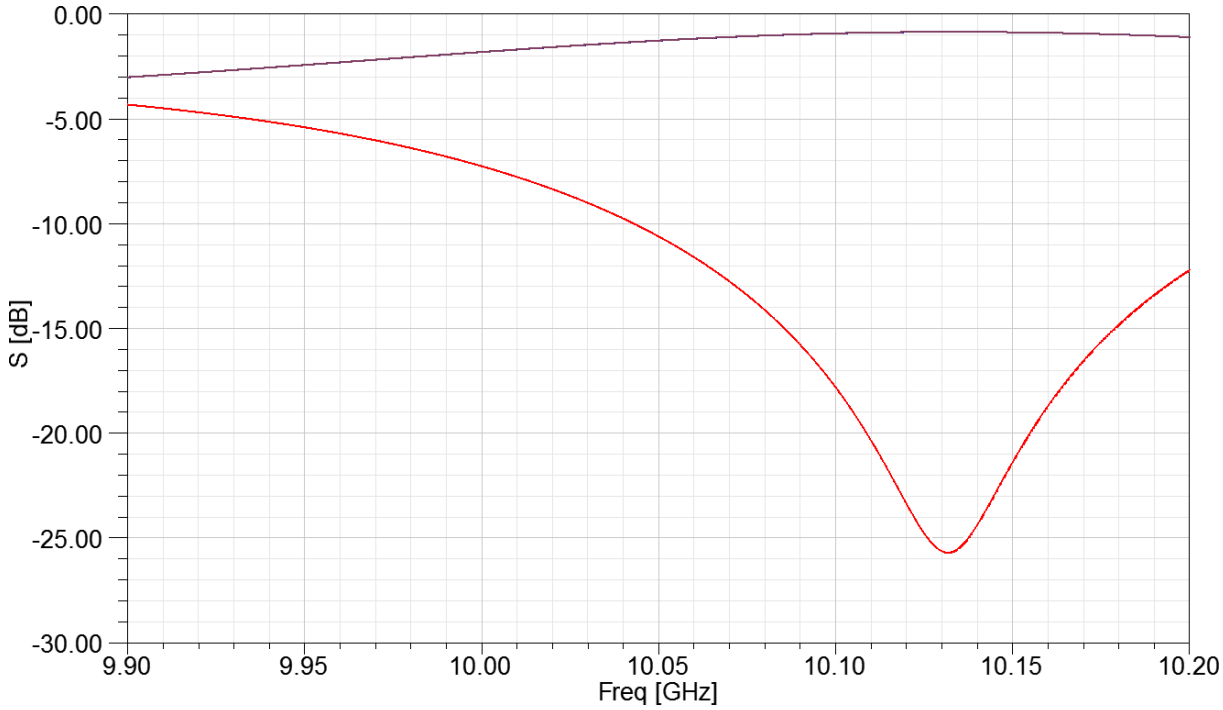


Figura 3.19 – Perda de retorno (curva em vermelho) e perda de transmissão (curva em roxo) em torno de 10 GHz para o guia SIWG com transição para linha *microstrip* no substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura 0,762 mm e largura de linha *microstrip* W = 2,5 mm.

A Figura 3.20 apresenta o projeto de guia de onda simulado com espessura de substrato de 0,762 mm e linha *microstrip* de 2,48 mm.

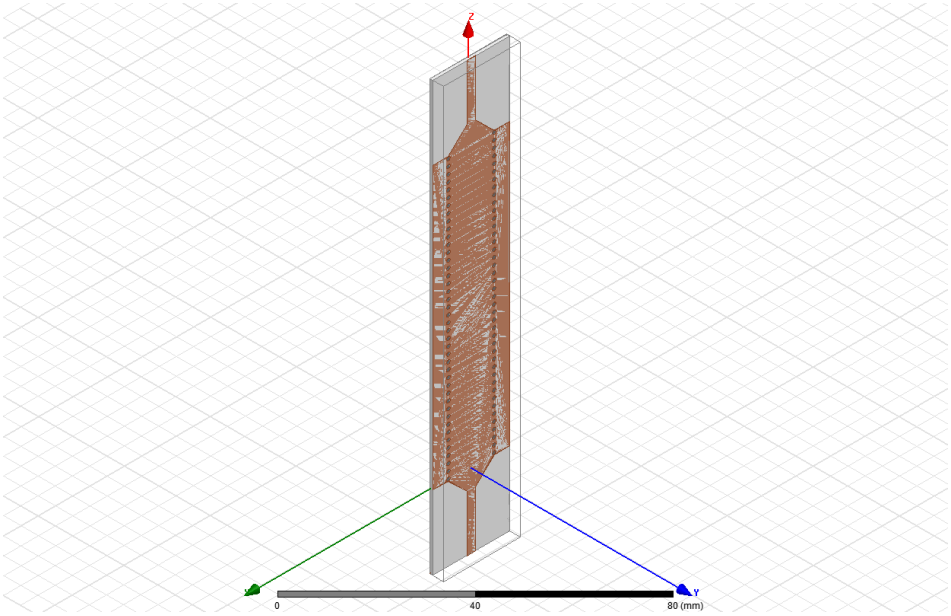


Figura 3.20 – Guia de onda SIWG com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 0,762 mm e largura de linha 2,48 mm.

Para esta configuração, obteve-se frequência de corte igual a 8,91 GHz e perda de retorno igual a -7,1 dB na frequência de 10 GHz. A Figura 3.21 ilustra os resultados obtidos para todas as frequências de 5 a 20 GHz, enquanto que a Figura 3.22 mostra o gráfico próximo à frequência de 10 GHz.

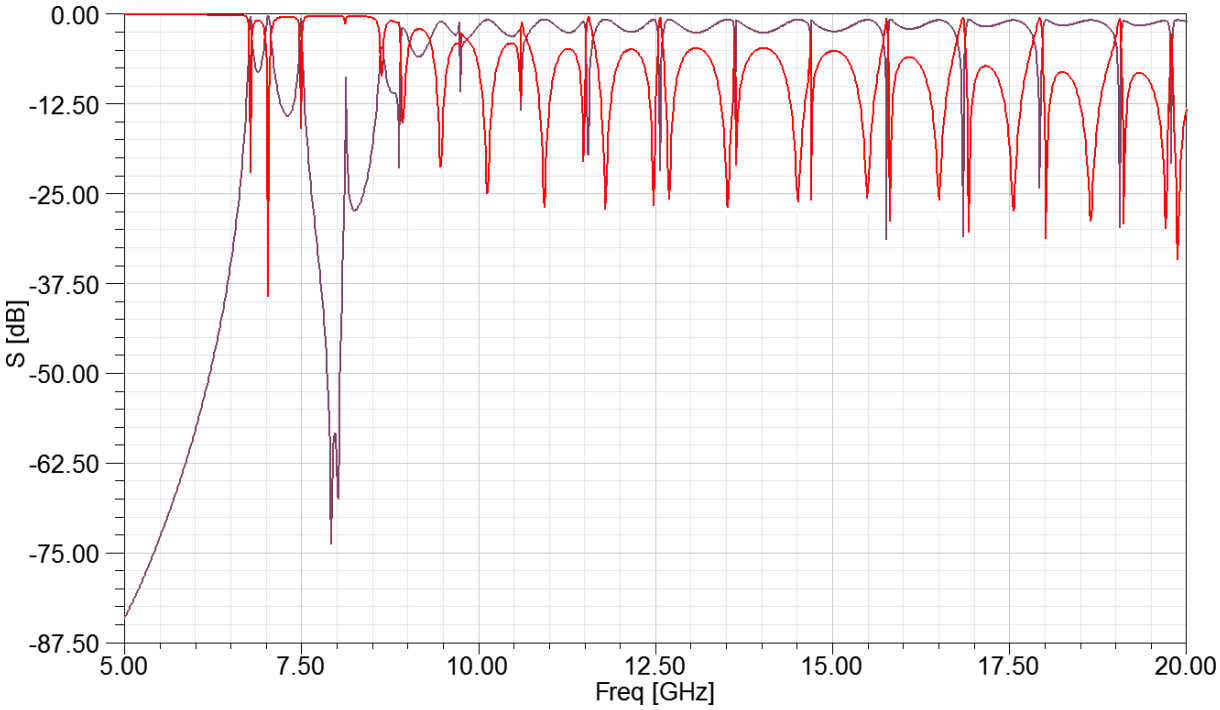


Figura 3.21 – Perda de retorno (curva em vermelho) e perda de transmissão (curva em roxo) para o guia SIWG com transição para linha *microstrip* no substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura 0,762 mm e largura de linha *microstrip* W = 2,48 mm.

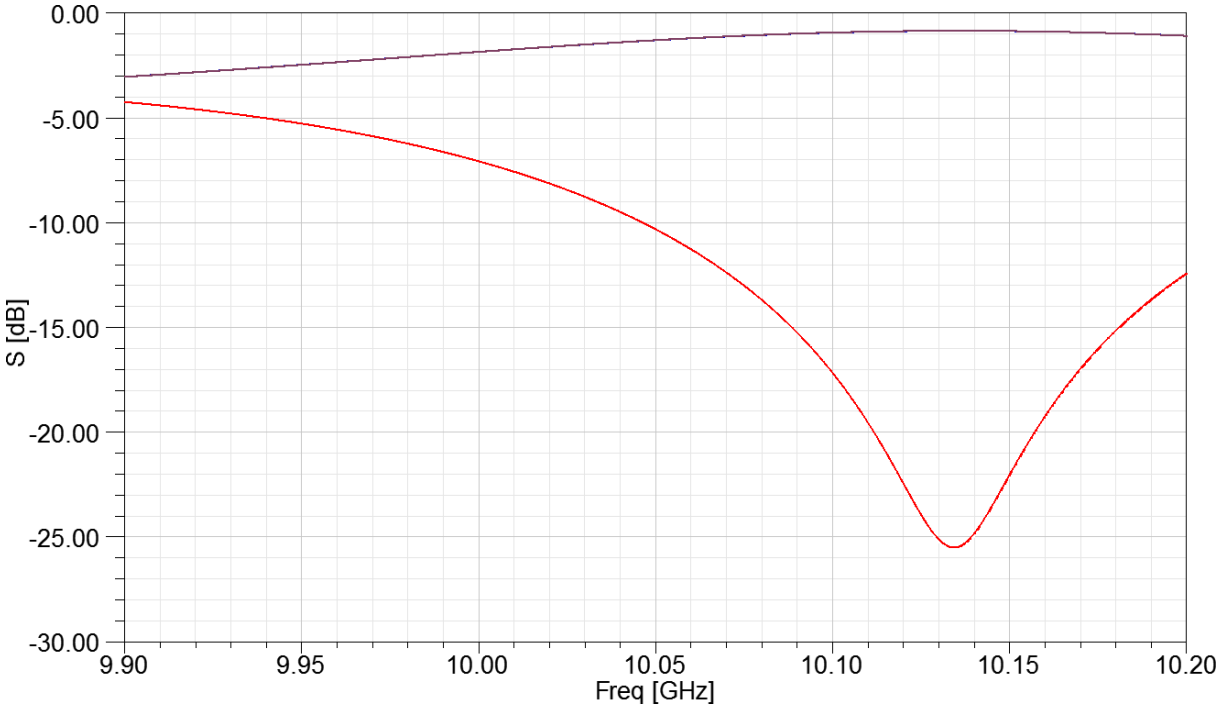


Figura 3.22 – Perda de retorno (curva em vermelho) e perda de transmissão (curva em roxo) em torno de 10 GHz para o guia SIWG com transição para linha *microstrip* no substrato RT/duroid® 5880 LZ com espessura 0,762 mm e largura de linha *microstrip* W = 2,48 mm.

Para o substrato com a espessura de 0,762 mm, os melhores resultados foram obtidos usando linha *microstrip* de 2,5 mm, ou seja, novamente com o dimensionamento realizado pelo *software* **TX-LINE® 2003** [17].

Uma comparação entre os tamanhos de linha *microstrip* é apresentada na Tabela 3.2.

Largura da linha *microstrip*	**Espessura**		
	0,762 mm	**1,27 mm**	**2,54 mm**
TX-LINE® 2003 [17]	2,5 mm	4,27 mm	9,34 mm
Equações do Balanis [4]	2,48 mm	4,17 mm	8,4 mm

Tabela 3.2. Dimensionamento de linha *microstrip* com o uso do substrato RT/duroid® 5880 LZ.

A Tabela 3.3 apresenta uma comparação entre os resultados de simulação da perda de retorno.

Perda de retorno em 10 GHz (simulação)		**Espessura do substrato RT/duroid® 5880 LZ**		
		0,762 mm	**1,27 mm**	**2,54 mm**
Perda de retorno	**Dimensões obtidas com o TX-LINE® 2003** [17]	-7,3 dB	-22 dB	—
	Dimensões obtidas por equações (modelo)	-7,1 dB	-21,7 dB	—

Tabela 3.3. Perda de retorno para substrato RT/duroid® 5880 LZ e diferentes larguras de linha *microstrip*.

Nota-se que os melhores resultados são os obtidos pela simulação com o substrato de espessura igual a 1,27 mm, corroborando as conclusões obtidas anteriormente — de que os melhores resultados entre os substratos RT/duroid® 5880 LZ verificados são obtidos com o de maior espessura possível —, mas adicionando a informação de que projetar uma linha *microstrip* para o substrato de espessura igual a 2,54 mm não seria uma tarefa fácil. Sendo assim, foi descartada a hipótese de utilizar substratos com esta espessura (2,54 mm) ou superior no projeto.

Além disso, percebe-se que, para a perda de retorno, o dimensionamento da linha *microstrip* feito pelo *software* **TX-LINE® 2003** [17] apresenta resultados melhores. Isso significa que a linha se acoplou melhor com o dimensionamento realizado por este método, mas nem tão diferente do resultado obtido pelo dimensionamento através das equações. Apesar disso, como os valores são próximos, ainda não será descartado o método de dimensionamento pelas equações do livro [4].

3.1.4. Substrato FR-4

É de conhecimento difundido que a constante de permissividade ε do FR-4 é aproximadamente 4,3 F/m e a sua tangente de perda é igual a 0,02. Para o substrato FR-4 utilizado no projeto, a espessura de substrato é igual a 1,5 mm e a espessura de metalização é igual a 0,035 mm. Estes são os parâmetros que serão considerados nas simulações que utilizam o FR-4 como substrato.

Todos os parâmetros são dimensionados com procedimentos análogos aos utilizados para obter os parâmetros dos guias de onda das simulações anteriores.

O tamanho calculado (conforme equações do Capítulo 2) para o guia de onda SIWG é igual a 54,997 mm, o diâmetro calculado para as vias é igual a 1 mm e a distância centro a centro das vias é igual a 1,999 mm.

Como anteriormente, no primeiro passo, realiza-se uma simulação sem o acoplamento da entrada do guia de onda com linha *microstrip*. O desenho é muito similar ao projetado para o substrato RT/duroid® 5880 LZ, como visto na Figura 3.23. A principal diferença no guia de onda SIWG é, de fato, o substrato utilizado.

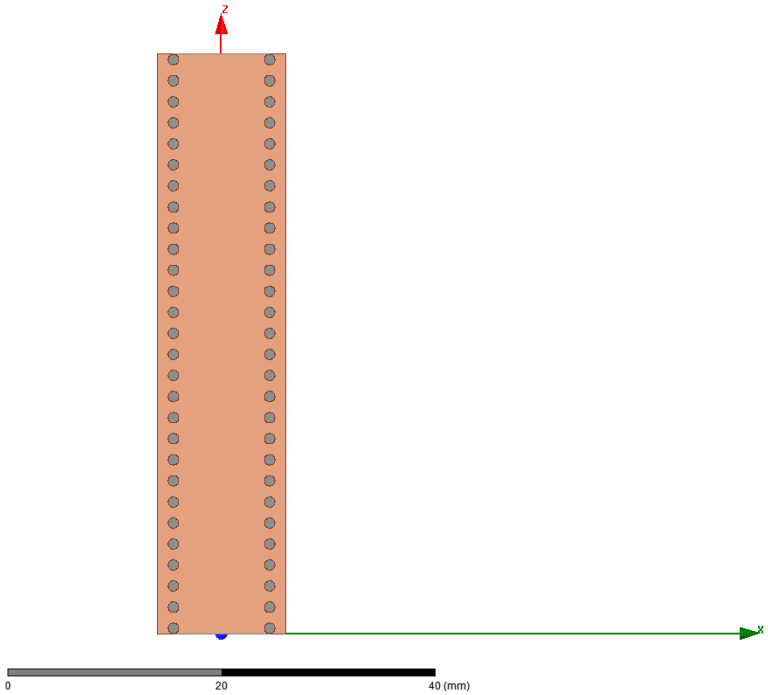


Figura 3.23 – Guia de onda SIWG em substrato FR-4.

Para esta configuração, obteve-se frequência de corte igual a 8,89 GHz e perda de retorno igual a -23,5 dB na frequência de 10 GHz. A Figura 3.24 ilustra os resultados obtidos.

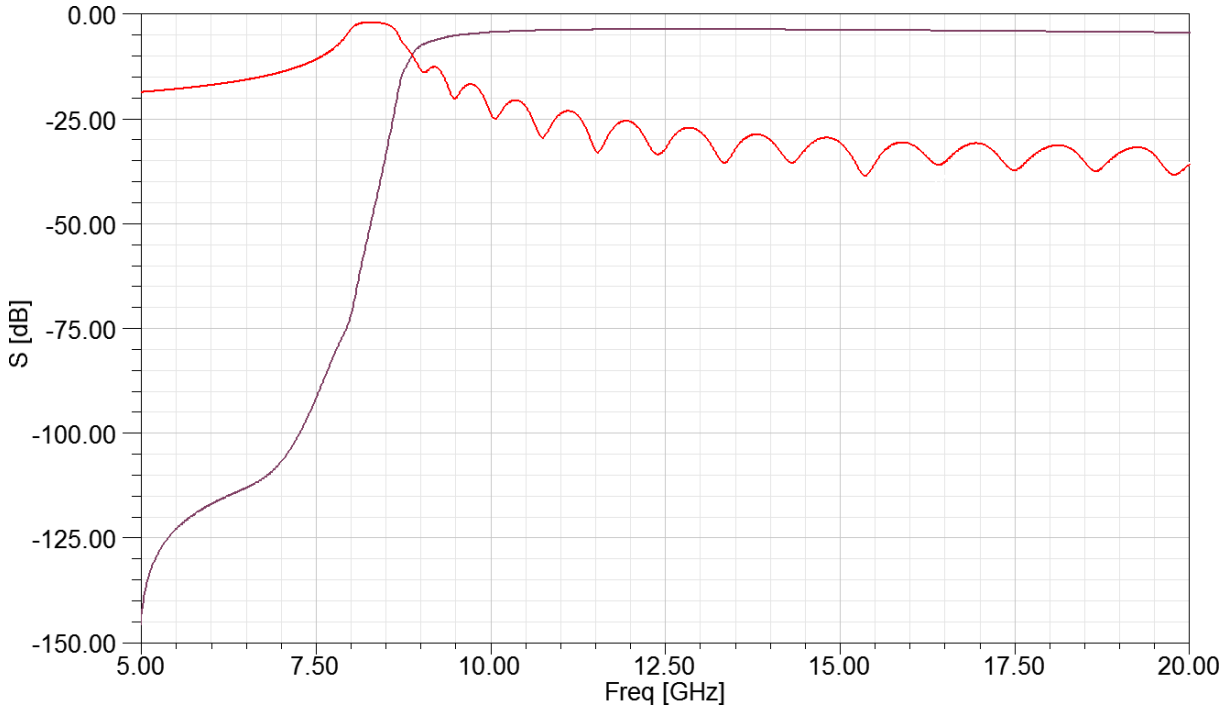


Figura 3.24 – Perda de retorno (vermelho) e perda de transmissão (roxo) para o guia SIWG com o uso de substrato FR-4.

A partir deste ponto, serão realizadas as simulações com o acoplamento da linha *microstrip* ao guia de onda SIWG.

A largura a_{SIWG} nos guias de onda SIWG montados sobre o substrato FR-4 é igual a 9,135 mm.

A Figura 3.25 ilustra a definição das dimensões no guia de onda SIWG com substrato FR-4.

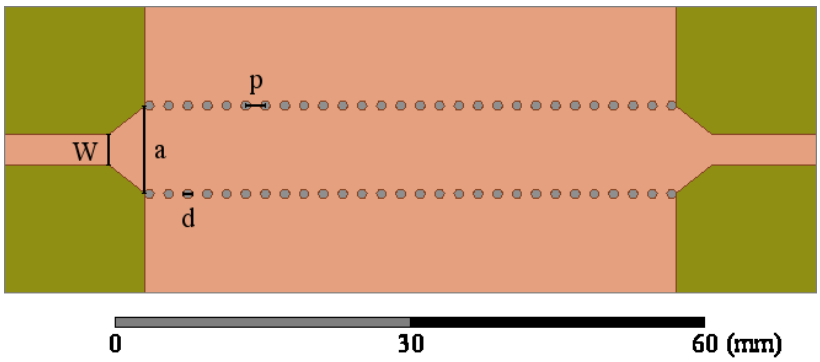


Figura 3.25. Dimensões do guia de onda SIWG com substrato FR-4.

Para o FR-4, a largura da linha *microstrip* dimensionada pelo *software* **TX-LINE® 2003** [17] apresentou resultado igual ao da largura de linha dimensionada pelas equações [4], ou seja, 3,29 mm.

A Figura 3.26 apresenta o projeto de guia de onda simulado nesta etapa.

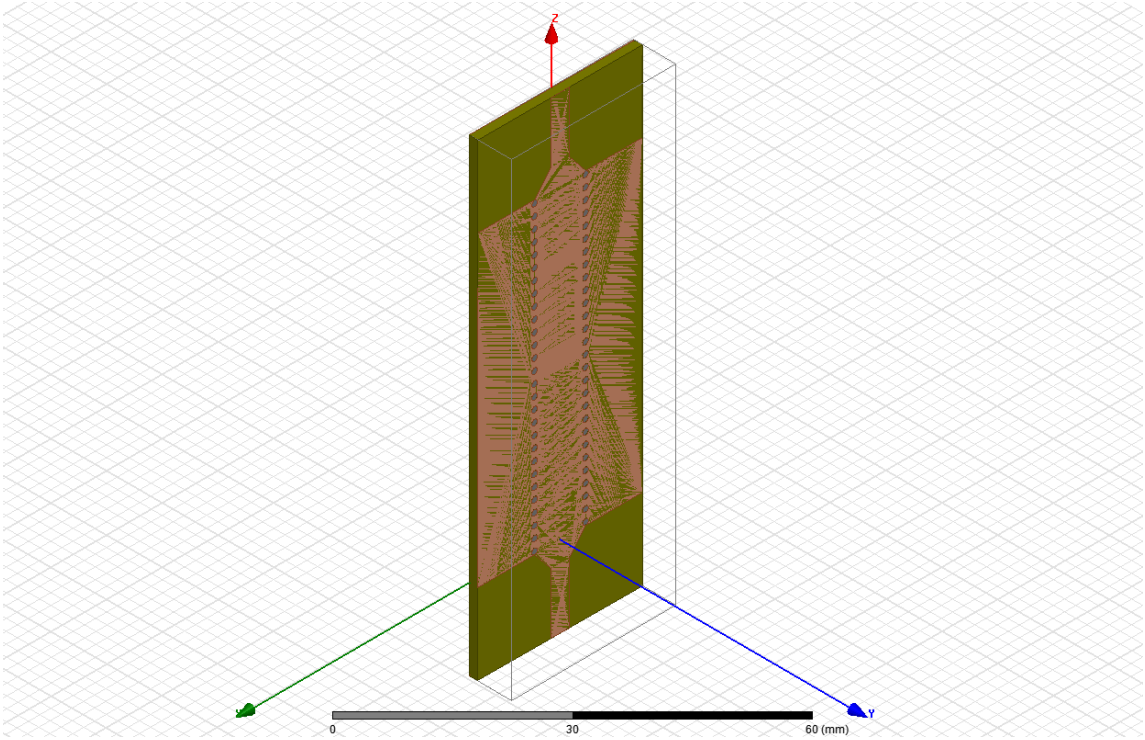


Figura 3.26 – Guia de onda SIWG com substrato FR-4 e acoplamento por linha *microstrip*.

Para esta configuração, obteve-se frequência de corte igual a 9,36 GHz e perda de retorno igual a -11 dB na frequência de 10 GHz. A Figura 3.27 ilustra os resultados obtidos.

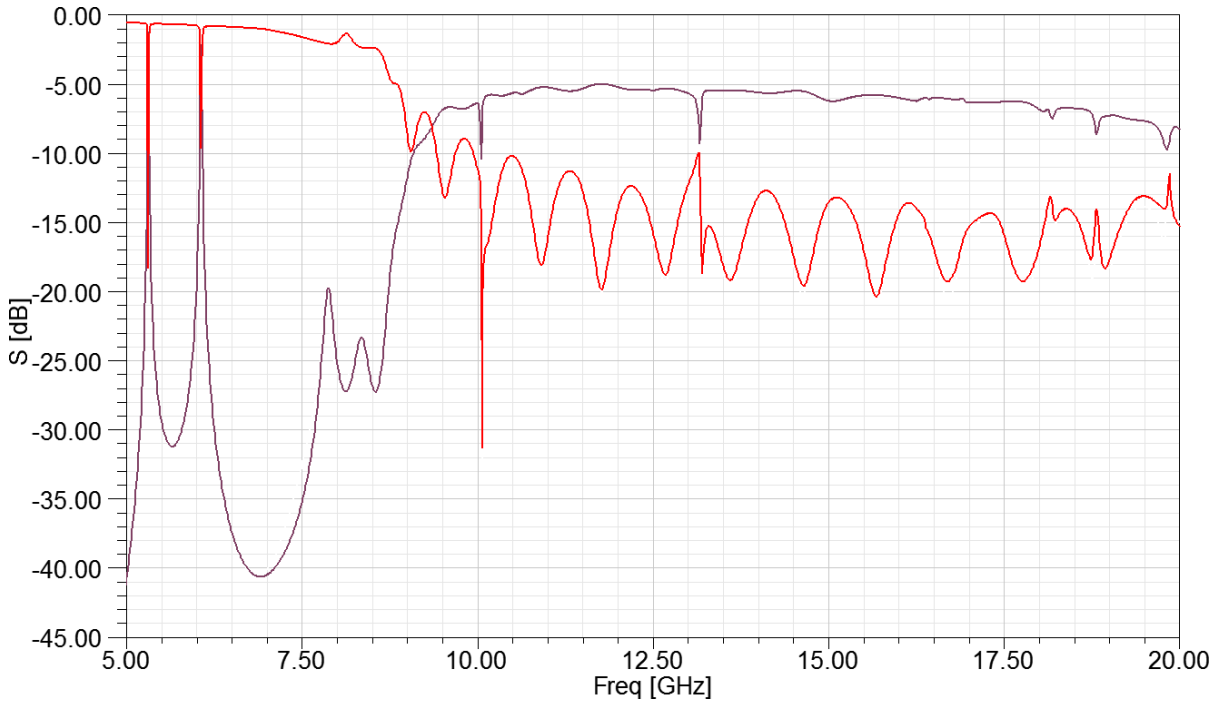


Figura 3.27 – Perda de retorno (vermelho) e perda de transmissão (roxo) para o guia SIWG com o uso de substrato FR-4 e acoplamento por linha *microstrip*.

O guia de onda fabricado com substrato FR-4 apresenta resultados inferiores aos obtidos com o uso do substrato RT/duroid® 5880 LZ. Contudo, os resultados são aceitáveis, visto que, considerando uma banda de 200 MHz centrada em 10 GHz, a perda de retorno não supera -10 dB. Prova-se, então, pelo gráfico apresentado, que é possível fabricar o guia de onda SIWG utilizando o substrato FR-4. Entretanto, deve ser considerado o estudo de uma metodologia de casamento de impedância entre o guia e a linha *microstrip*, que será abordada futuramente neste trabalho.

O próximo passo será demonstrar que o FR-4 pode ser utilizado para a fabricação de antenas de conjunto de fendas e mostrar a comparação entre os resultados apresentados pelas antenas fabricadas com esse substrato e as fabricadas com o substrato RT/duroid® 5880 LZ.

3.2. ANTENAS DE CONJUNTO DE FENDAS

Nesta sessão, são realizadas as simulações da antena de conjunto de fendas, com a utilização de ambos os substratos, o RT/duroid® 5880 LZ e o FR-4. Mantêm-se todas as dimensões utilizadas nos guias de onda SIWG (ou seja, as antenas de conjunto de fendas serão projetadas sobre os guias de onda SIWG simulados anteriormente).

Sobre o guia de onda SIWG, são acrescentadas fendas, com o intuito de irradiar as ondas que são guiadas em seu interior, formando, assim, uma estrutura conhecida como antena de conjunto de fendas, conforme apresentado no Capítulo 2. As antenas serão trabalhadas com quatro fendas em linha, podendo também ser chamadas de antenas de conjunto de 1x4 fendas.

No final da estrutura de guia de onda, é colocada uma fileira de vias, formando um guia terminado em curto (análoga a um plano refletor de condutor), de modo a impedir que ocorra irradiação na horizontal (plano XY) e, consequentemente, perda de energia. A forma como os “refletores” serão simulados e montados na antena será discutida posteriormente.

3.2.1. Substrato RT/duroid® 5880 LZ

Assim como no capítulo anterior, foram realizadas simulações com substratos RT/duroid® 5880 LZ de três tamanhos diferentes, com o intuito de verificar a possibilidade de

uso deste substrato na fabricação da antena de conjunto de fendas e também analisar qual é a influência da espessura do substrato na irradiação da antena de conjunto de fendas.

Em todas as antenas realizadas no RT/duroid® 5880 LZ, o tamanho de cada fenda é igual a 12,61 mm, que equivale a meio comprimento de onda do modo TE_{10}. A largura de cada fenda é igual a 0,4 mm. A distância entre a borda interna da fenda e a posição média transversal do guia de onda é equivalente a 0,4 mm. Estas dimensões foram definidas para garantir que as fendas não estejam na linha média transversal do guia de onda, como citado no Capítulo 2.

A distância entre a entrada da antena e o centro longitudinal da primeira fenda é igual a 10,17 mm, equivalente a um quarto de onda guiada do modo TE_{10}. A distância entre o centro longitudinal fenda a fenda é igual a 20,34 mm, equivalente a meio comprimento de onda guiada do modo TE_{10}. O refletor, assim como a entrada da antena, é colocado a uma distância da fenda mais próxima igual a um quarto de onda guiada do modo TE_{10}.

Primeiramente, foram feitas simulações da antena de conjunto de fendas sem o acoplamento com linha *microstrip*. Dessa forma, pode-se analisar separadamente como ocorre a irradiação pela antena e, depois (com a simulação da antena com acoplamento com linha *microstrip*), pela linha *microstrip*, facilitando a escolha de qual espessura de substrato deve ser escolhida e quais ajustes podem ser feitos para realizar melhorias na antena real que será fabricada.

Para o substrato com espessura igual a 2,54 mm, foram realizados dois experimentos: um em que o refletor é feito com uma parede metálica maciça no final da estrutura e outro em que o refletor é feito com vias metálicas. Objetiva-se comprovar que é possível utilizar vias metalizadas no final do guia de onda para impedir que as ondas irradiem nessa direção, assim como nas laterais da estrutura. Inclusive, é interessante mostrar que o uso de vias metalizadas é tão eficaz quanto o uso de uma barreira metálica maciça, uma vez que, assim, torna-se mais viável a fabricação.

A escolha dessa espessura de substrato para o estudo dos refletores se fundamenta nos resultados de perda de retorno apresentados anteriormente, visto que foi a espessura de substrato que apresentou a menor perda de retorno. Com perda de retorno baixa, torna-se mais fácil realizar a análise.

A Figura 3.28 apresenta o projeto de antena simulado com espessura de substrato igual a 2,54 mm e refletor maciço de cobre no final da estrutura de guia.

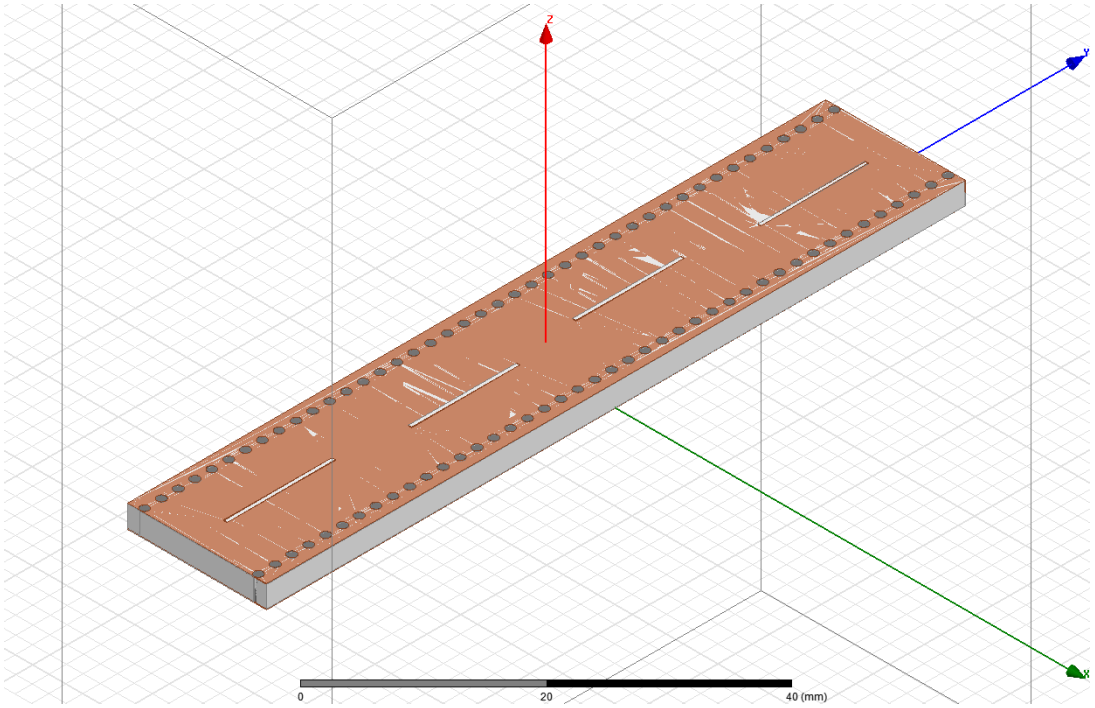


Figura 3.28 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de cobre.

O melhor resultado de perda de retorno desta antena o correu na frequência de 9,89 GHz e foi igual a -21,2 dB. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -14,7 dB. A Figura 3.29 ilustra os resultados obtidos.

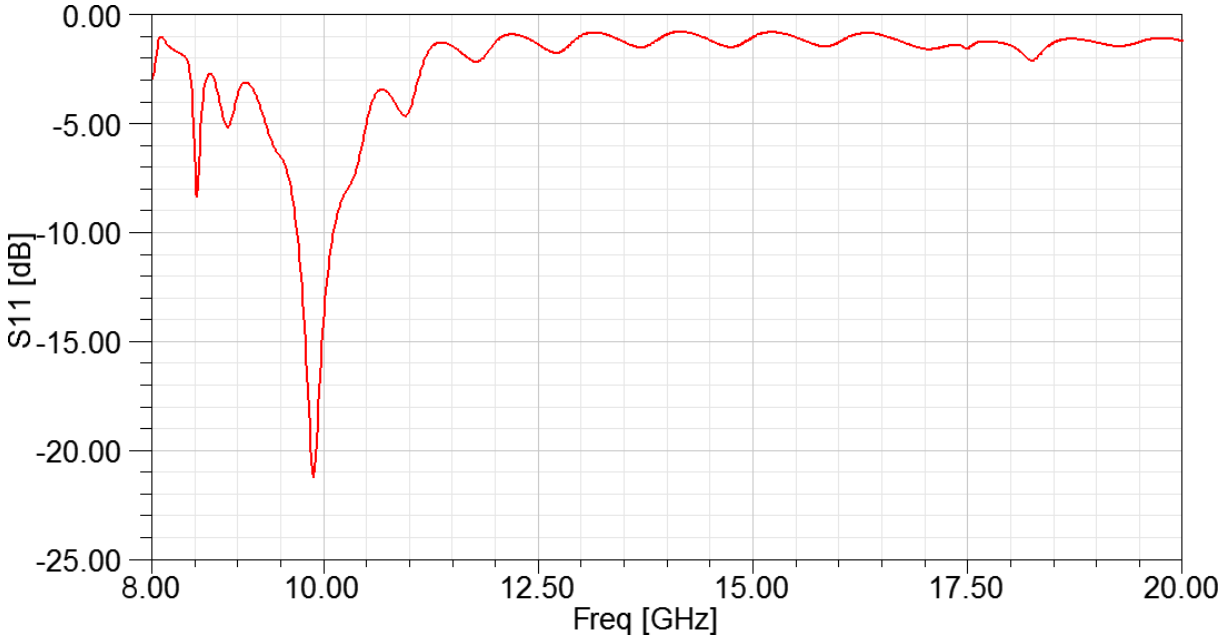


Figura 3.29 – Perda de retorno da antena SIWG de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de cobre.

A partir das simulações, para esta configuração da antena, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional apresentado na Figura 3.30.

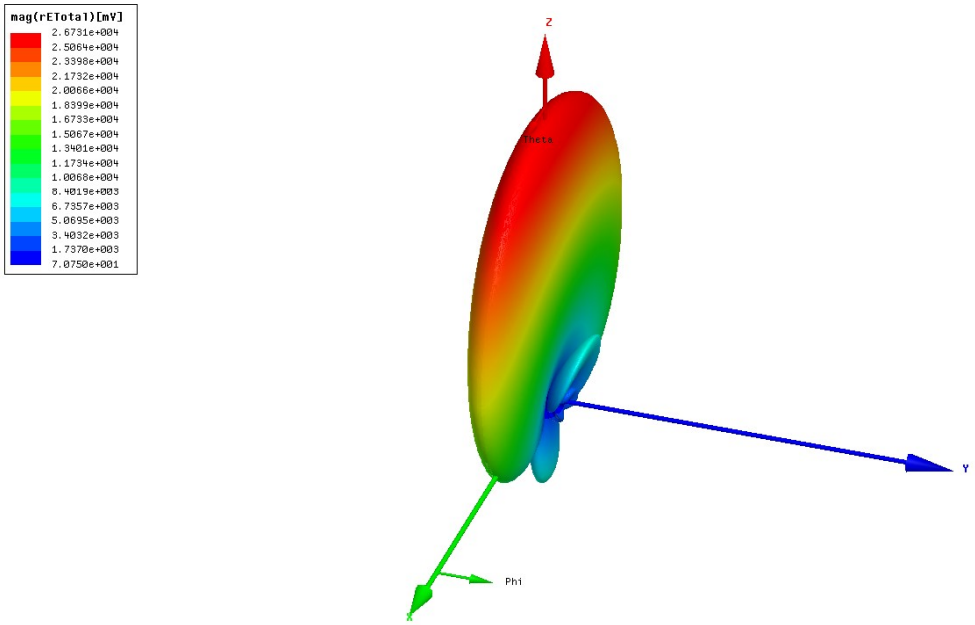
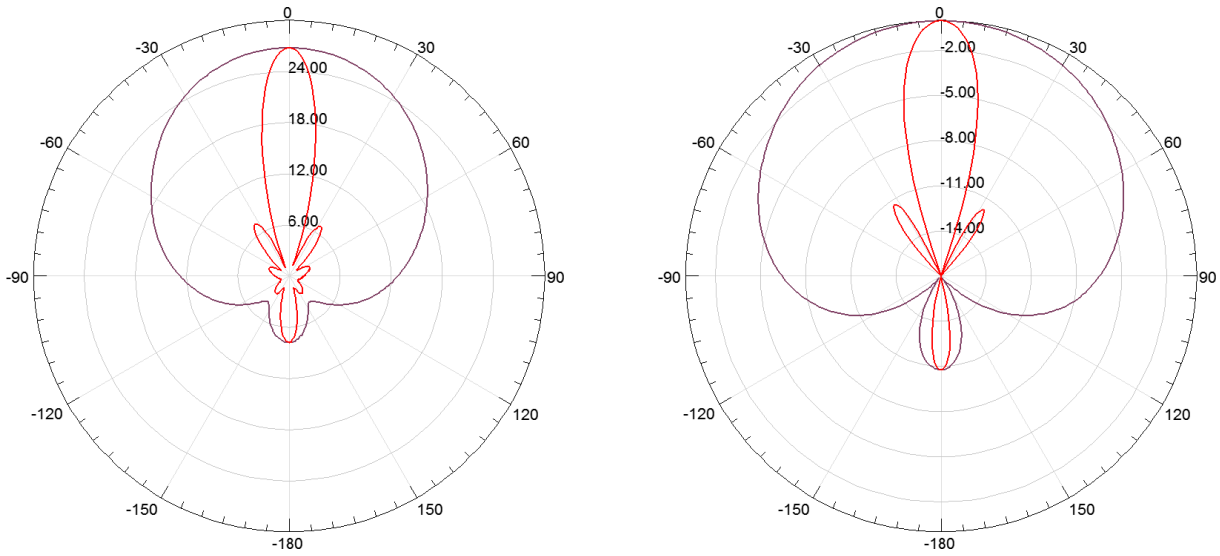


Figura 3.30 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de cobre.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.31a, em escala linear, e pela Figura 3.31b, em decibéis.



(a) **Escalar linear** (b) **Escala decibel**

Figura 3.31 – Diagrama de irradiação da antena SIWG de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de cobre.

A Tabela 3.4 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	Ângulo de abertura	
	Ângulo de 3 dB	Ângulo de 5 dB
Plano E	19º	24º
Plano H	117º	157º

Tabela 3.4. Ângulos de abertura da antena com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de cobre.

A Figura 3.32 apresenta o projeto de antena simulado com espessura de substrato igual a 2,54 mm e "refletor" realizado com vias metálicas (com as mesmas características das vias laterais) no final da estrutura de guia. Considerando o término da estrutura de guia de onda no centro das vias, o comprimento do guia de onda é o mesmo dos projetos anteriores.

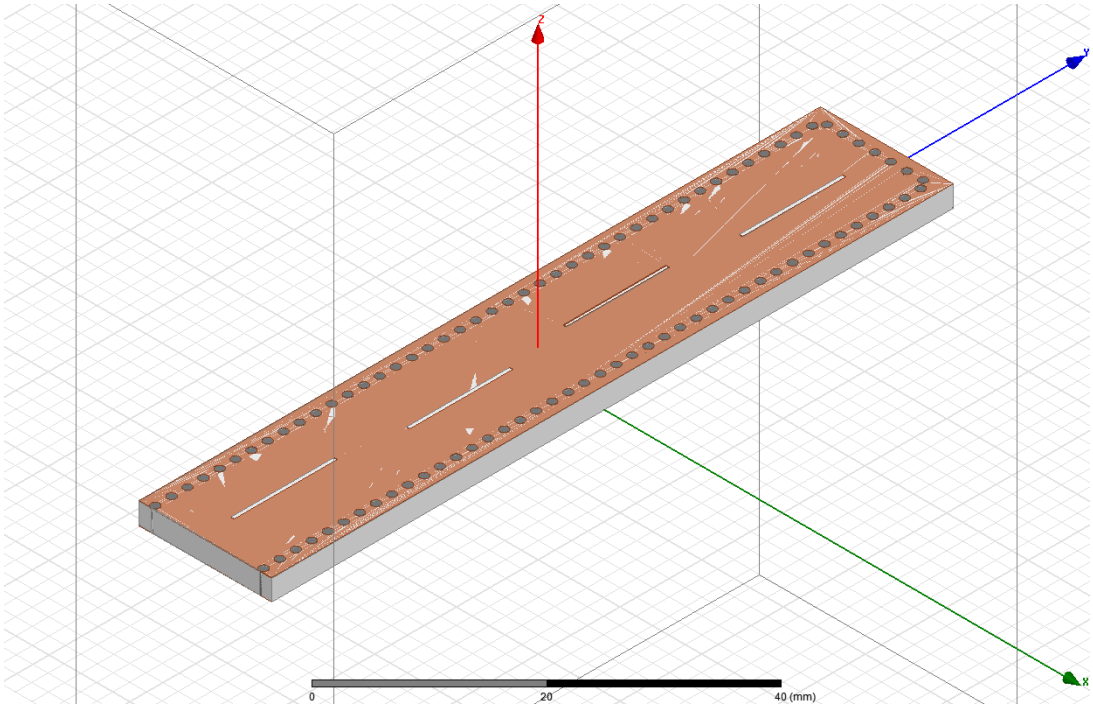


Figura 3.32 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de vias.

A frequência de operação escolhida neste trabalho, como já mencionado, é 10 GHz. Entetanto, deste ponto em diante, sempre que o termo "frequência de operação" for utilizado, representará a frequência onde há o pico mais perto de 10 GHz.

Os resultados, como esperado, foram inferiores aos resultados da antena com refletor de cobre. A frequência de operação foi a mesma em ambos os casos, 9,89 GHz. A perda de retorno da antena com refletor de vias, entretanto, foi -18,6 dB, em comparação com -21,2 dB da antena com refletor de cobre. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -13,7 dB, em comparação com -14,7 dB da antena com refletor de cobre. A Figura 3.33 ilustra os resultados obtidos.

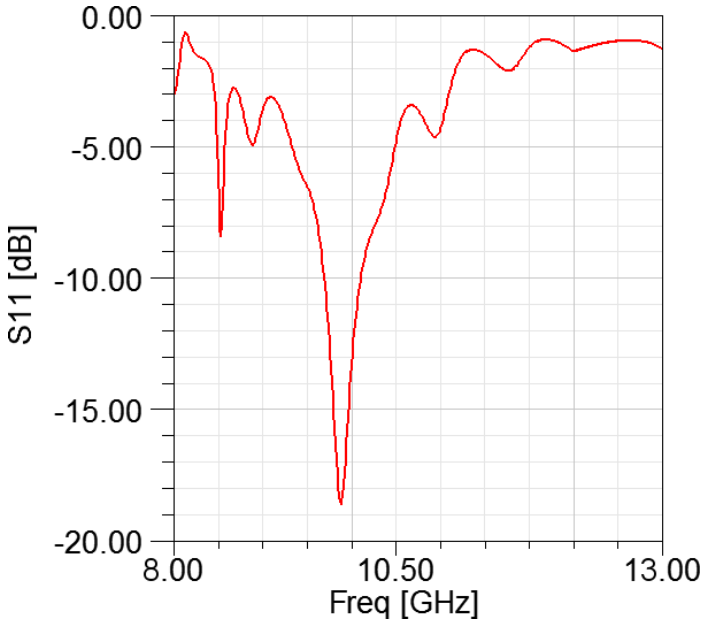


Figura 3.33 – Perda de retorno da antena SIWG de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de vias.

Apesar de um pouco inferiores, os resultados representam que a antena com o refletor de vias, em termos de perda de retorno, funciona tão bem quanto a antena com refletor de cobre.

Para esta configuração, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional da Figura 3.34.

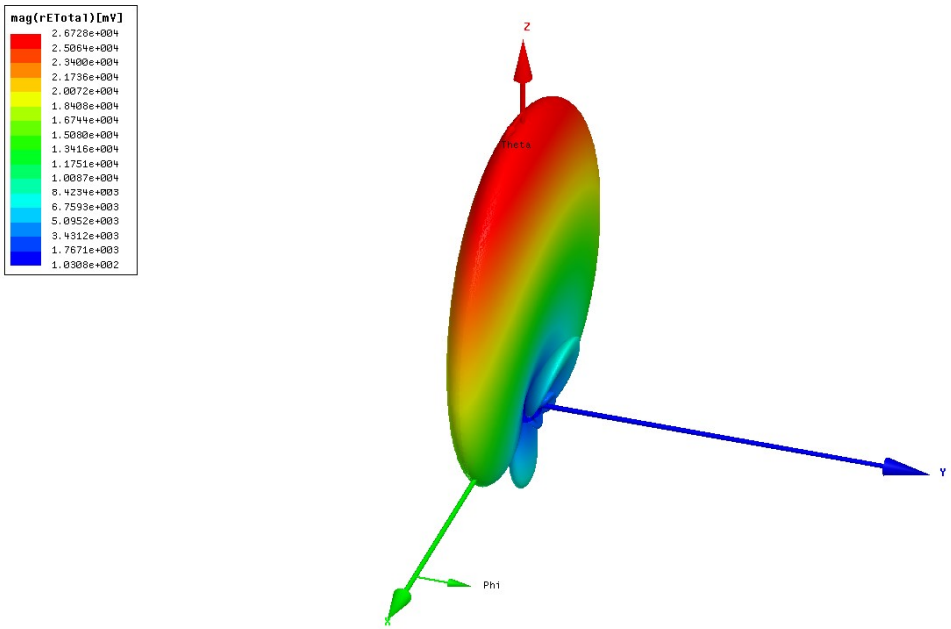
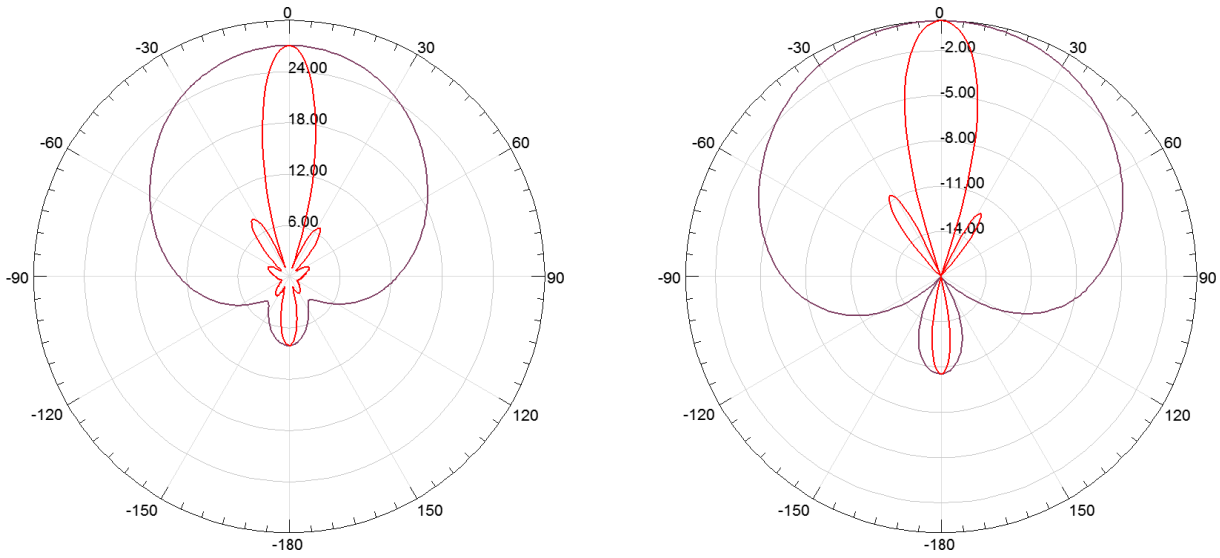


Figura 3.34 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de vias.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.35a, em escala linear, e pela Figura 3.35b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 3.35 – Diagrama de irradiação da antena SIWG de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de vias.

A Tabela 3.5 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	19º	23º
Plano H	117º	156º

Tabela 3.5. Ângulos de abertura da antena com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 2,54 mm e refletor de vias.

Os ângulos de abertura da antena com o refletor de vias são próximos aos da antena com refletor de cobre, como pode ser visto comparando as tabelas 3.4 e 3.5. Comprova-se, mais uma vez, que a antena com refletor de vias funciona tão bem quanto a antena com refletor de plano de cobre (ideal). Após a escolha da espessura do substrato RT/duroid® 5880 LZ, todos os projetos de simulação de antena de conjunto de fendas com o substrato RT/duroid® 5880 LZ usarão a configuração de refletor de vias.

A Figura 3.36 apresenta o projeto de antena simulado com espessura de substrato igual a 1,27 mm e terminada com um plano de cobre ideal.

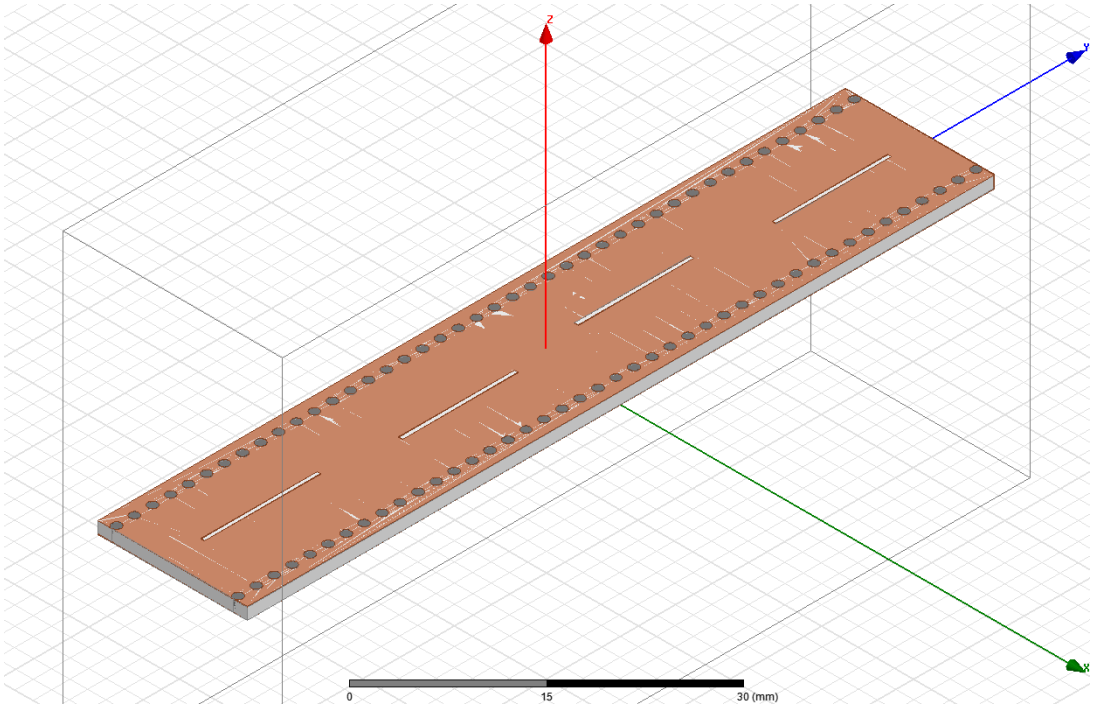


Figura 3.36 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 1,27 mm.

O melhor resultado de perda de retorno desta antena o correu na frequência de 10,03 GHz e foi igual a -34,7 dB. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -19,9 dB. A Figura 3.37 ilustra os resultados obtidos.

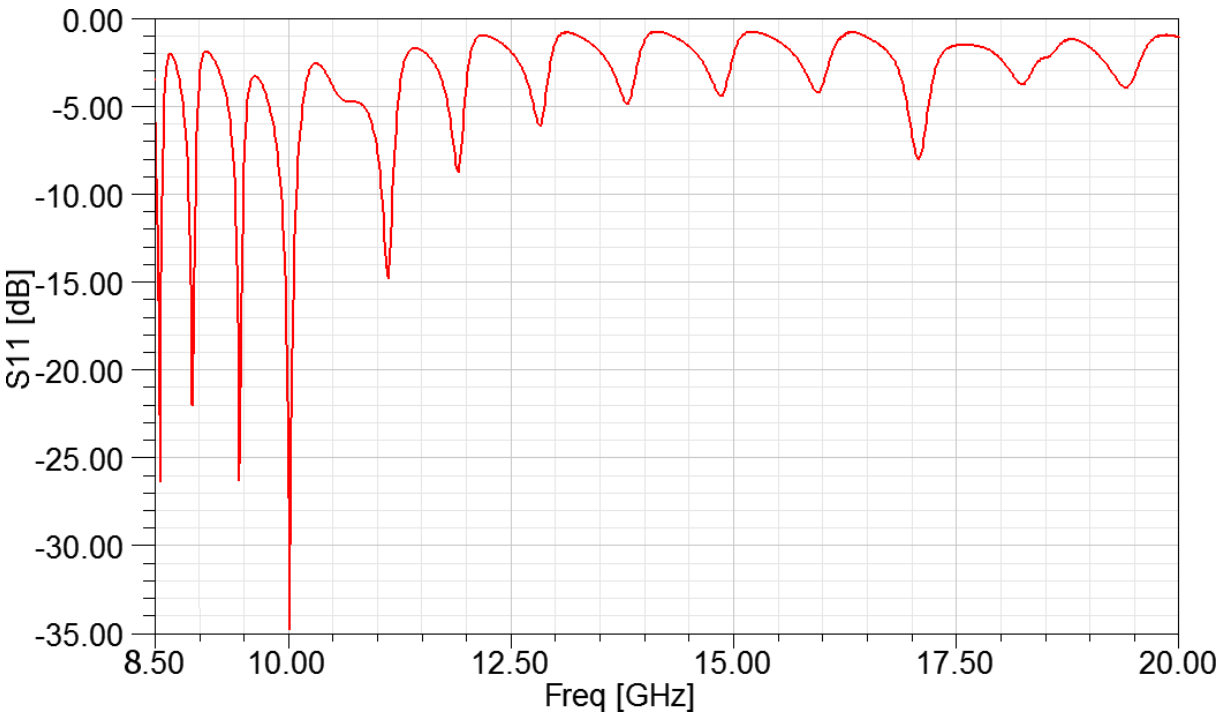


Figura 3.37 – Perda de retorno da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 1,27 mm.

Para esta configuração, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional da Figura 3.38.

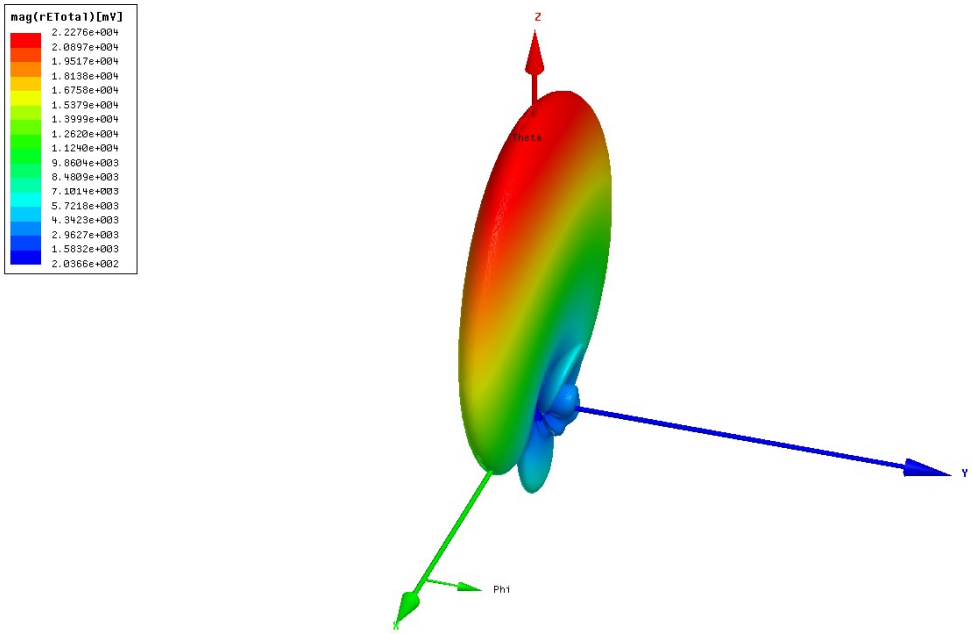
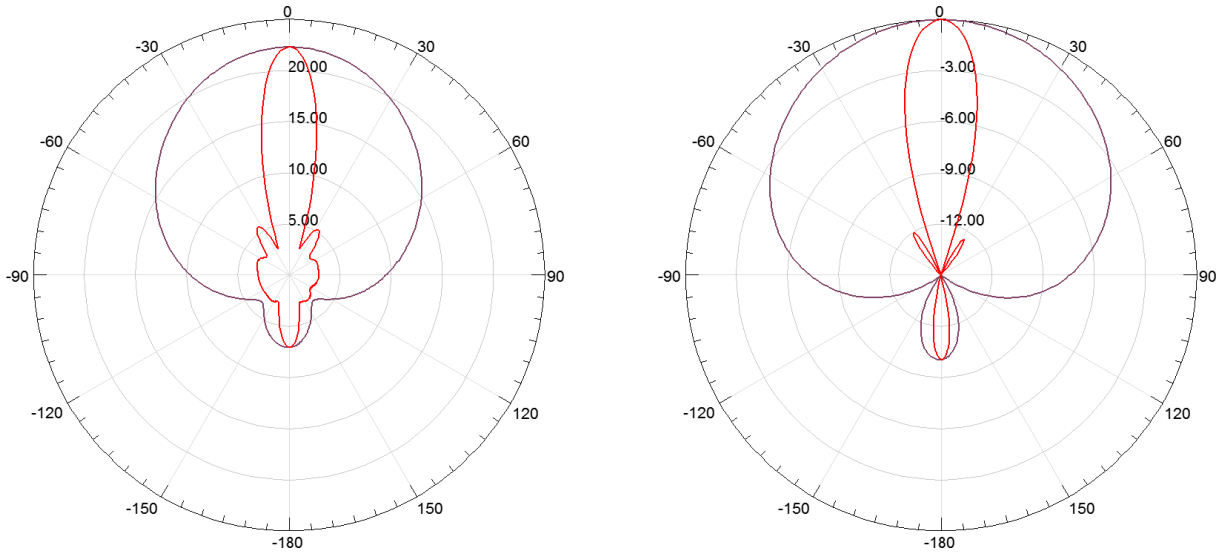


Figura 3.38 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 1,27 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.39a, em escala linear, e pela Figura 3.39b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 3.39 – Diagrama de irradiação da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 1,27 mm.

A Tabela 3.6 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	20º	25º
Plano H	111º	147º

Tabela 3.6. Ângulos de abertura da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 1,27 mm.

A Figura 3.40 apresenta o projeto de antena simulado com espessura de substrato igual a 0,762 mm .

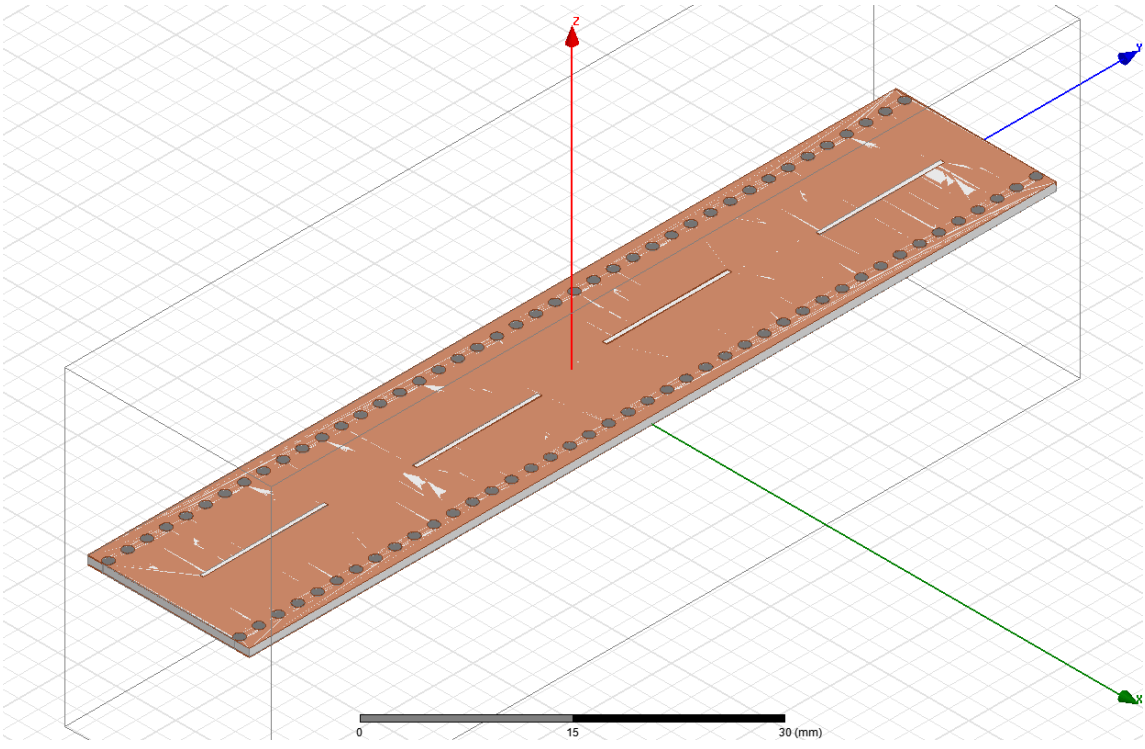


Figura 3.40 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 0,762 mm.

O melhor resultado de perda de retorno desta antena o correu na frequência de 10,12 GHz e foi igual a -12,9 dB. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -5,5 dB. A Figura 3.41 ilustra os resultados obtidos.

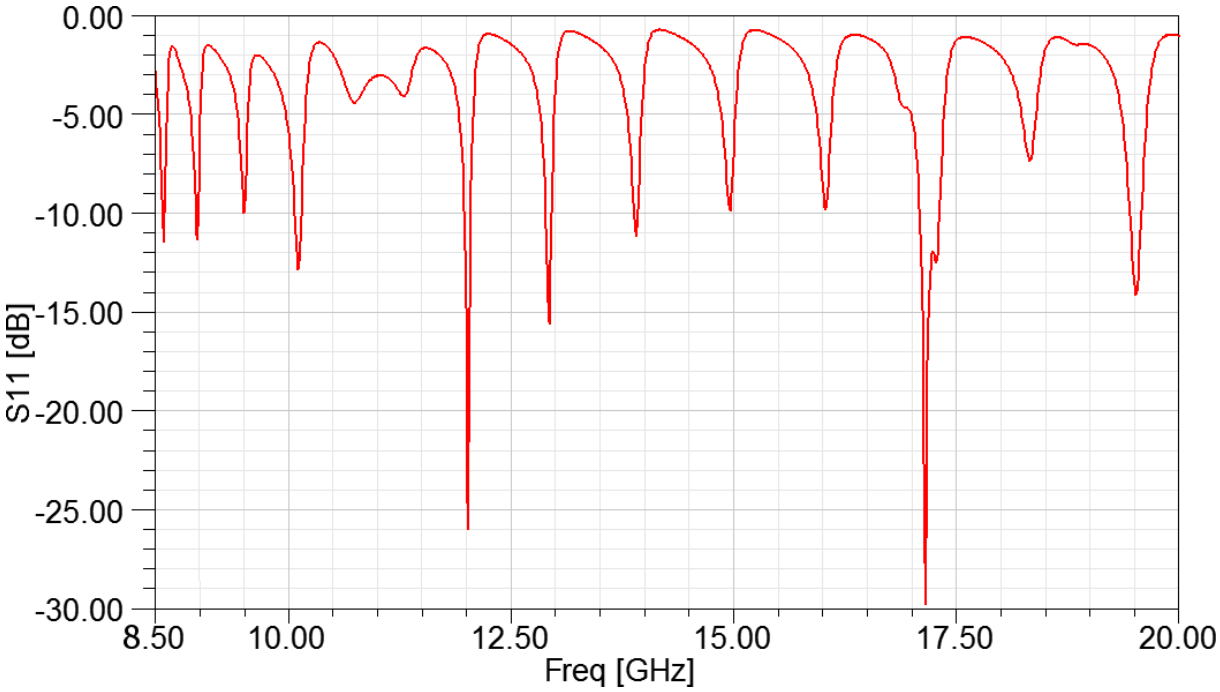


Figura 3.41 – Perda de retorno da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 0,762 mm.

Para esta configuração, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional da Figura 3.42.

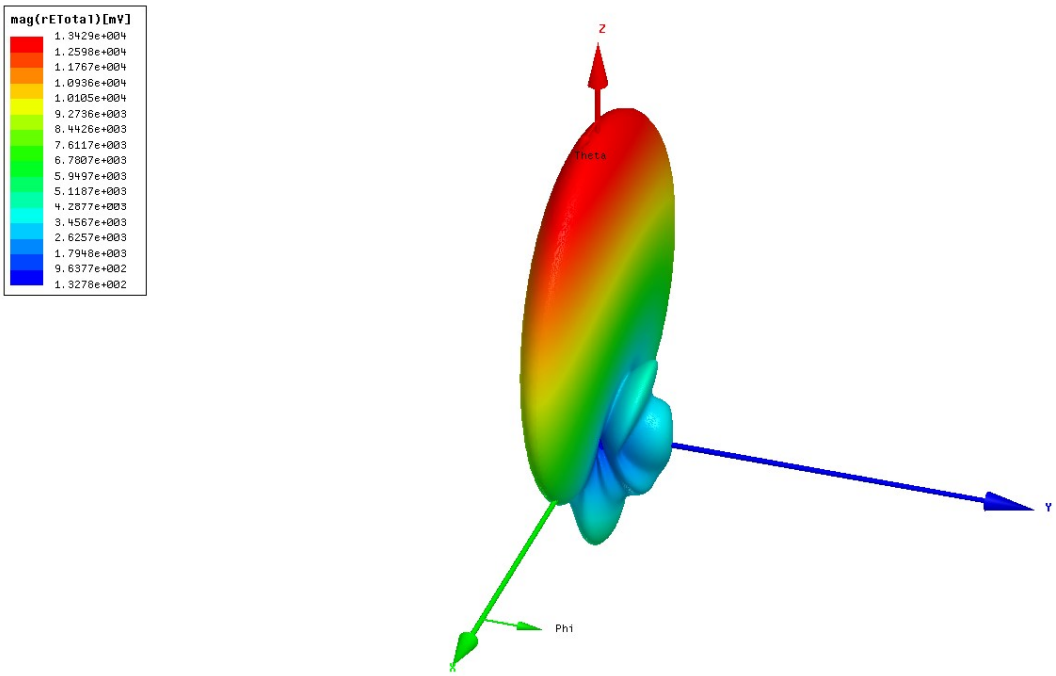
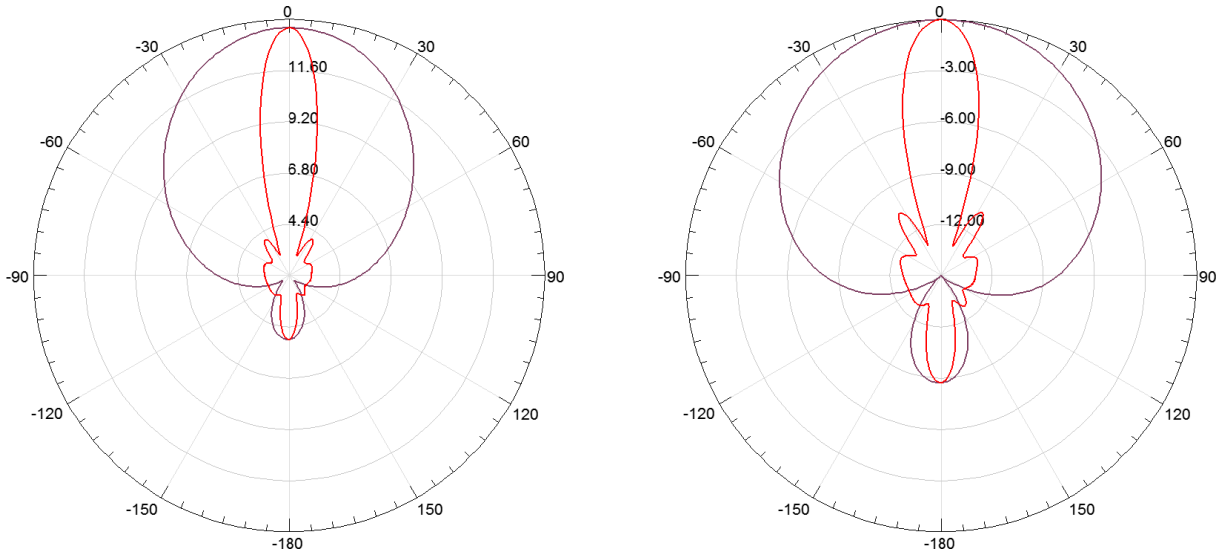


Figura 3.42 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 0,762 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.43a, em escala linear, e pela Figura 3.43b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 3.43 – Diagrama de irradiação da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 0,762 mm.

A Tabela 3.7 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	20º	26º
Plano H	100º	135º

Tabela 3.7. Ângulos de abertura da antena de conjunto de fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ de espessura 0,762 mm.

É possível perceber que os melhores resultados são aqueles apresentados para o substrato com espessura igual a 2,54 mm. Contudo, como foram apresentadas dificuldades nas simulações do guia de onda real (com acoplamento à entrada através de linha *microstrip*) com substrato dessa espessura (2,54 mm) e os resultados da simulação da antena de conjunto de fendas com substrato de espessura igual a 1,27 mm (cujo guia de onda não apresentou problemas na simulação do caso real) não foram significantemente inferiores, essa será a espessura de substrato escolhida para ser utilizada para o RT/duroid® 5880 LZ a partir deste momento. Assim como o guia de onda, a antena poderia apresentar problemas na simulação do caso real. Evita-se assim a realização de análises extras.

Agora, a simulação da antena de conjunto de fendas será realizada com o acoplamento da estrutura de guia de onda à entrada através de uma linha *microstrip* de 50 **Ω**.

Como visto durante a escolha da espessura do substrato RT/duroid® 5880 LZ, as simulações desta etapa do experimento adotarão o uso de refletor de vias no final da estrutura de guia de onda.

Assim como anteriormente, os cálculos da linha *microstrip* foram realizados de duas formas diferentes: através do *software* **TX-LINE® 2003** [17] e através das equações do modelo matemático de dimensionamento de linha *microstrip* [4]. Com o *software* **TX-LINE® 2003** [17], a linha foi dimensionada para 4,27 mm. Com as equações [4], a linha foi dimensionada para 4,17 mm.

A Figura 3.44 apresenta o projeto da antena de conjunto de fendas simulada com largura de linha *microstrip* igual a 4,27 mm e um *taper* de casamento de impedância entre linha e guia, cujo comprimento físico é um quarto do comprimento de onda em 10 GHz (frequência de irradiação).

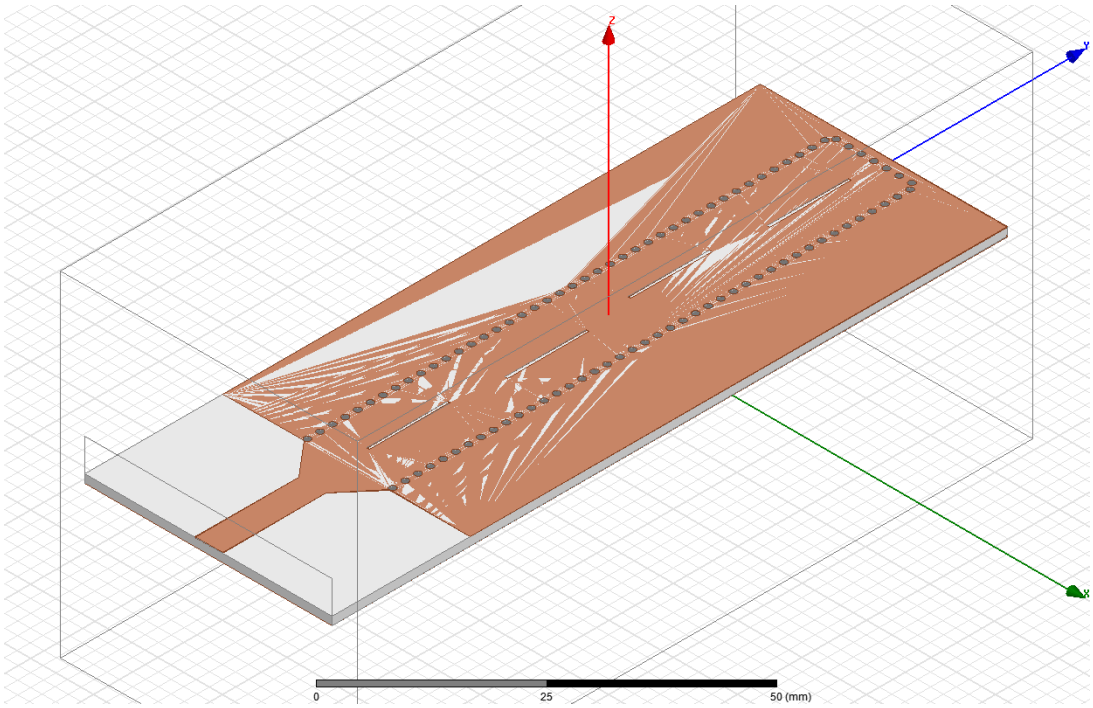


Figura 3.44 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,27 mm.

A Figura 3.45 apresenta o modelo *Driven Modal* deste projeto de antena de conjunto de fendas.

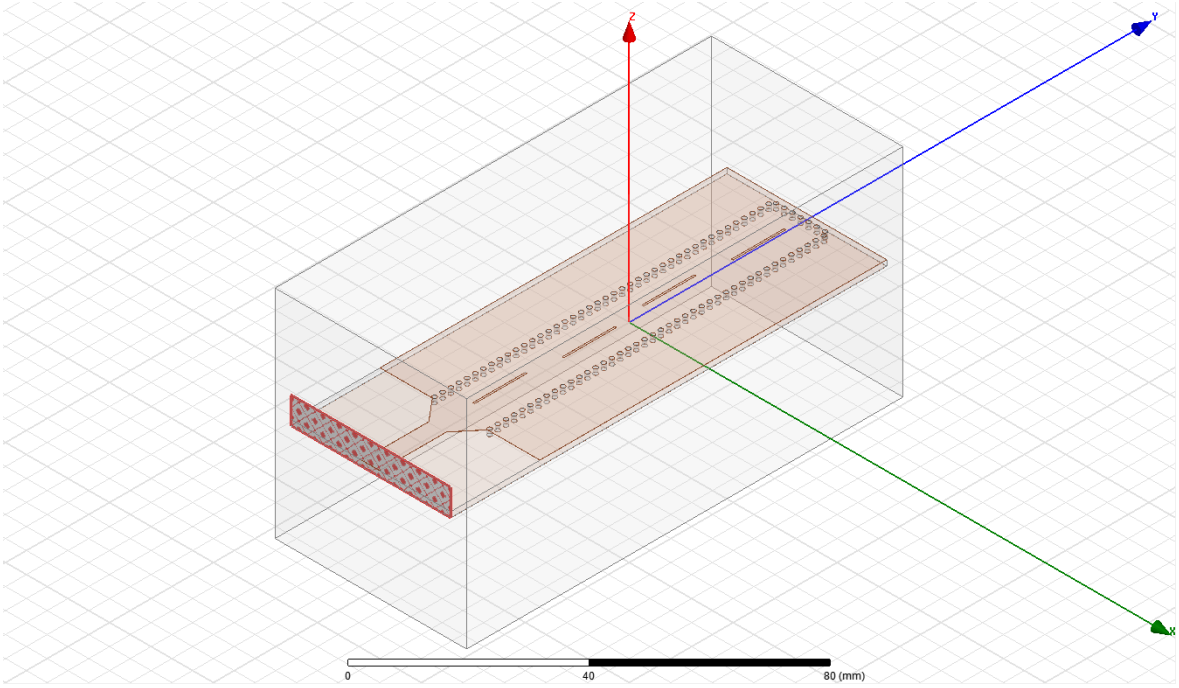


Figura 3.45 – Modelo *Driven Modal* da antena com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,27 mm.

O melhor resultado de perda de retorno desta antena o correu na frequência de 10,92 GHz e foi igual a -34,7 dB. Um segundo melhor resultado, -15,2 GHz, foi encontrado na frequência de 9,76 GHz, mais próximo de 10 GHz. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -3,2 dB. A Figura 3.46 ilustra os resultados obtidos.

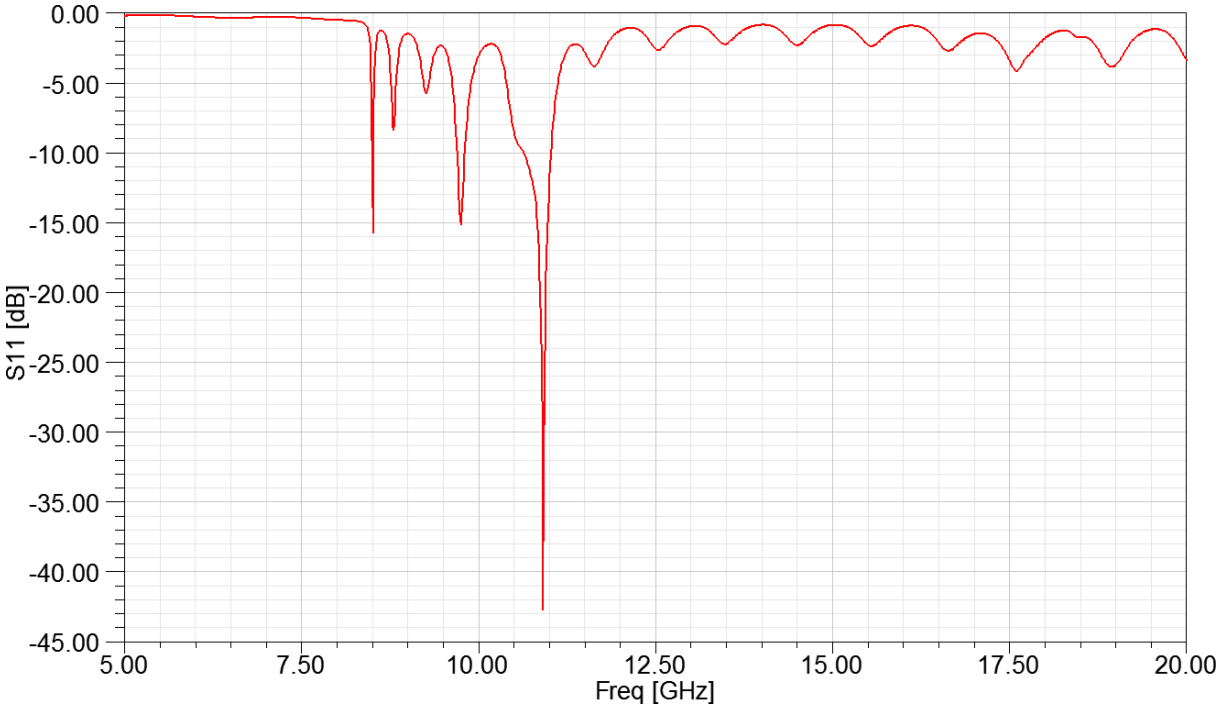


Figura 3.46 – Perda de retorno da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,27 mm.

Para esta configuração, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional da Figura 3.47.

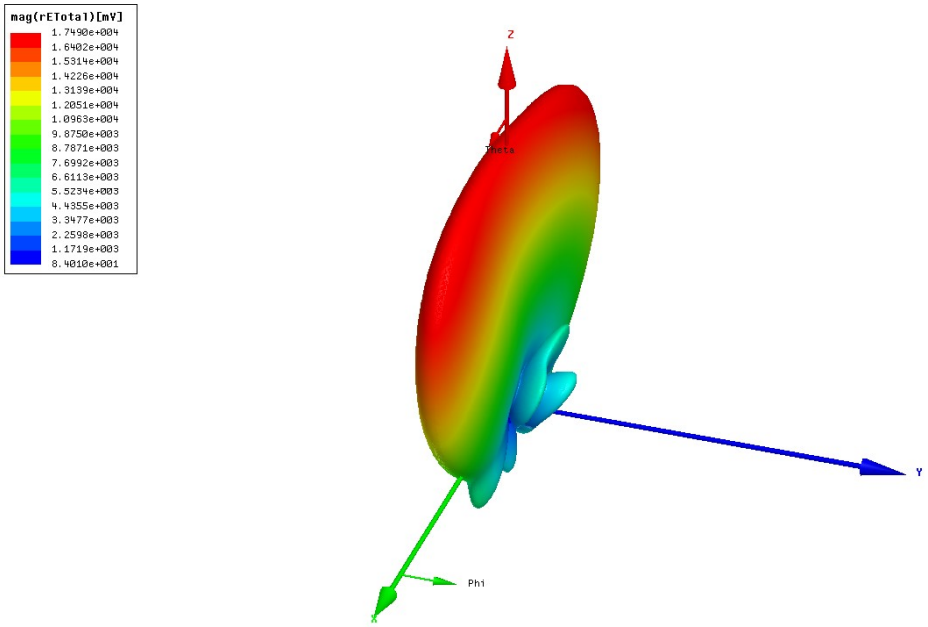
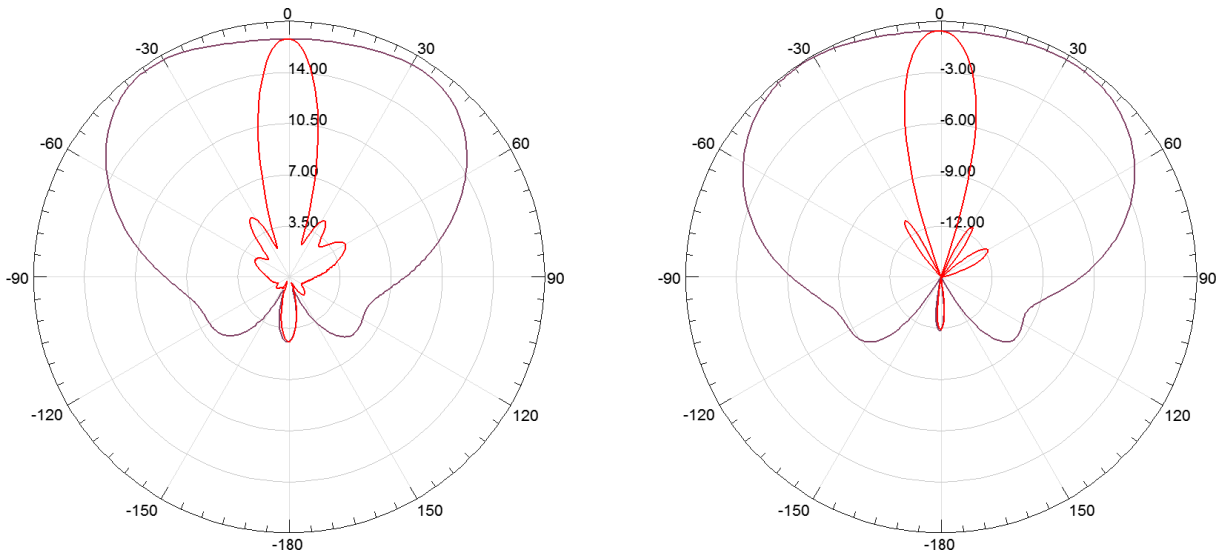


Figura 3.47 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,27 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.48a, em escala linear, e pela Figura 3.48b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 3.48 – Diagrama de irradiação da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,27 mm.

A Tabela 3,8 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	19º	24º
Plano H	140º	164º

Tabela 3.8. Ângulos de abertura da antena de conjunto de fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,27 mm.

A Figura 3.49 apresenta o projeto da antena de conjunto de fendas simulada com largura de linha *microstrip* igual a 4,17 mm.

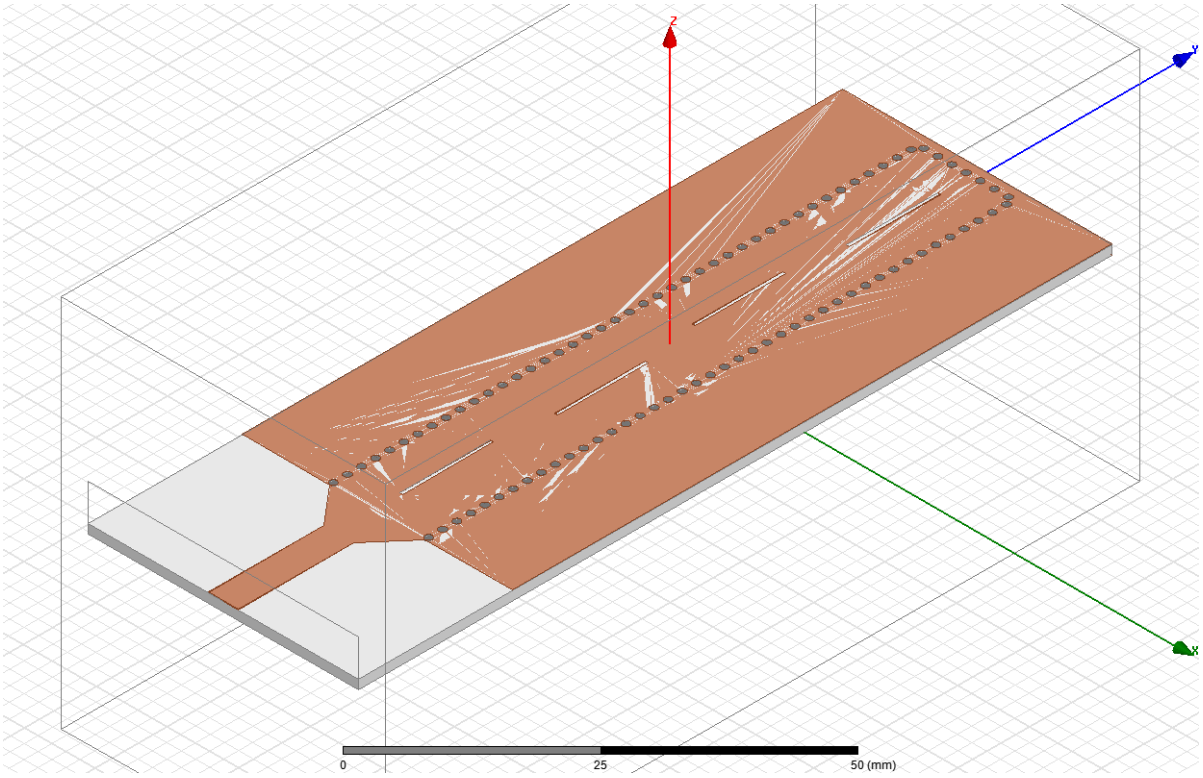


Figura 3.49 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,17 mm.

A Figura 3.50 apresenta o modelo *Driven Modal* deste projeto de antena de conjunto de fendas.

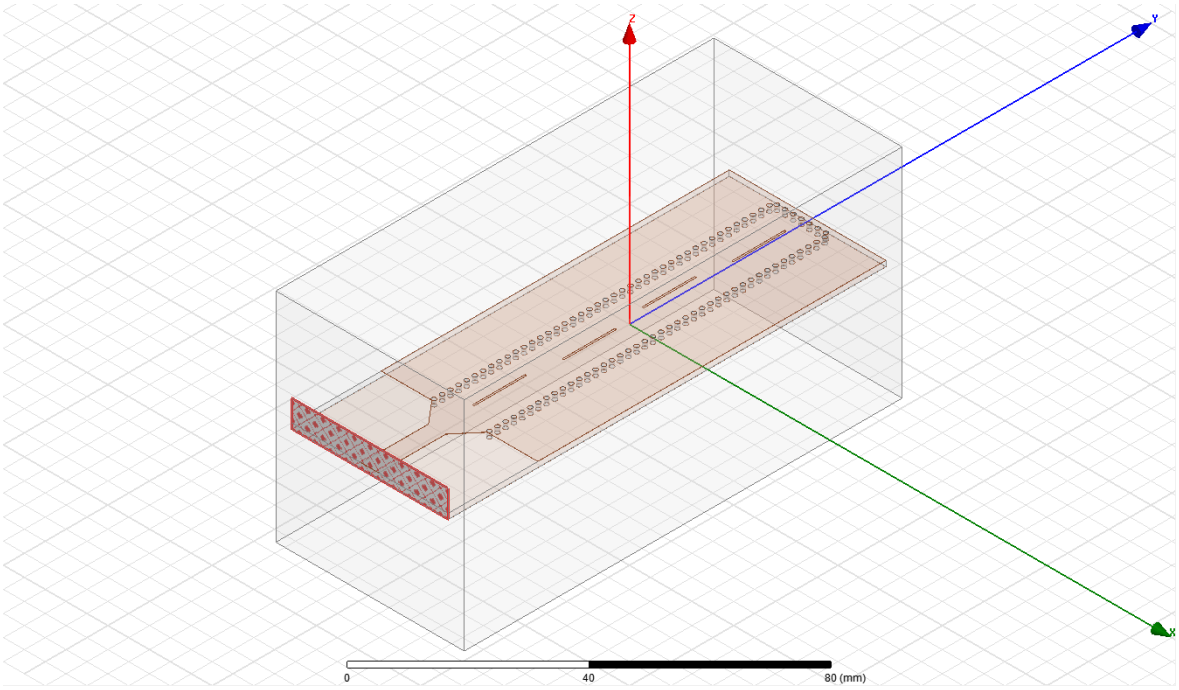


Figura 3.50 – Modelo *Driven Modal* da antena com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,17 mm.

O melhor resultado de perda de retorno desta antena o correu na frequência de 10,92 GHz e foi igual a -26,4 dB. Um segundo melhor resultado, -9,8 GHz, foi encontrado na frequência de 9,77 GHz, mais próximo de 10 GHz. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -3,2 dB. A Figura 3.51 ilustra os resultados obtidos.

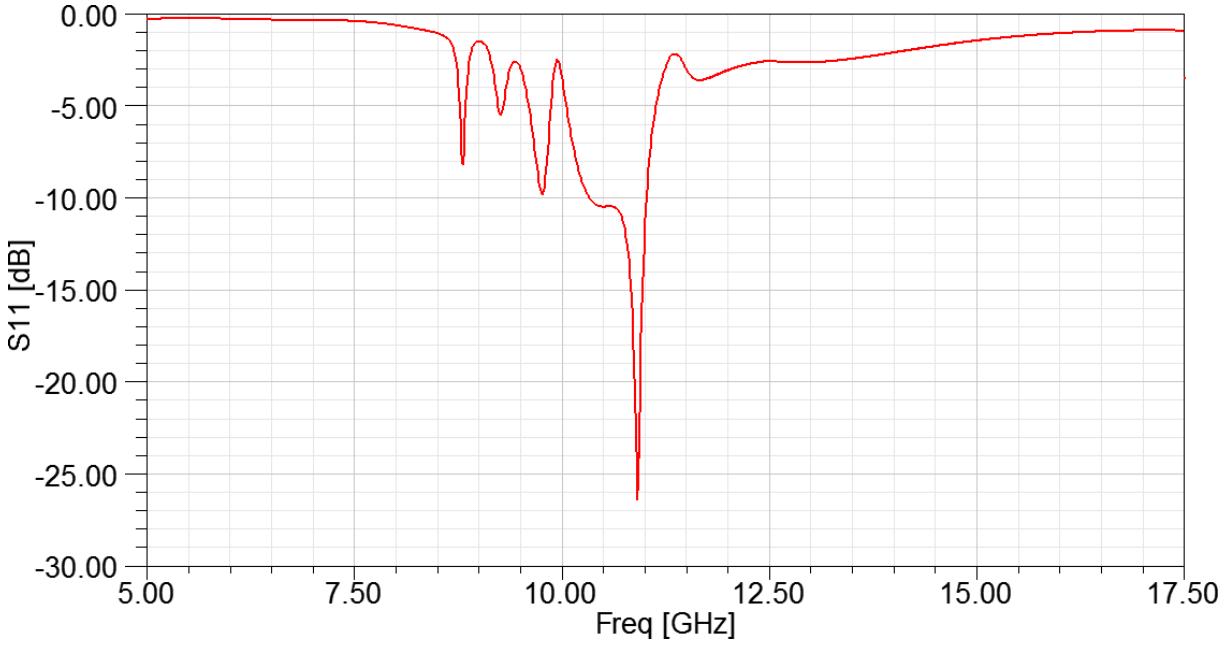


Figura 3.51 – Perda de retorno da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,17 mm.

Para esta configuração, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional da Figura 3.52.

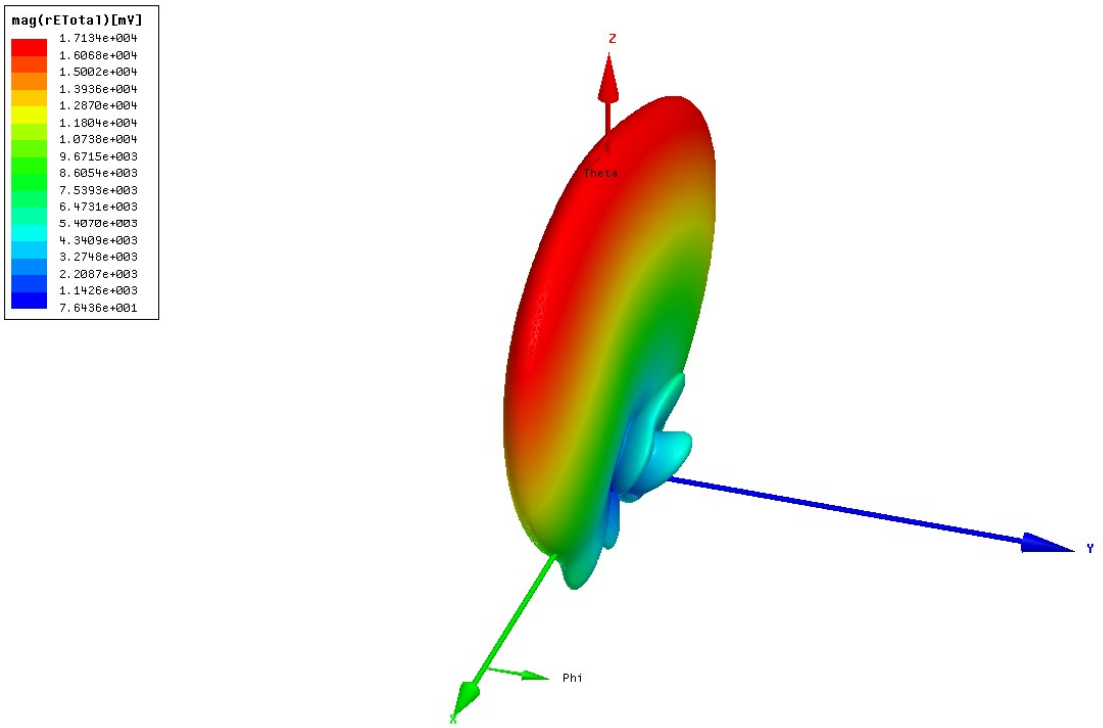
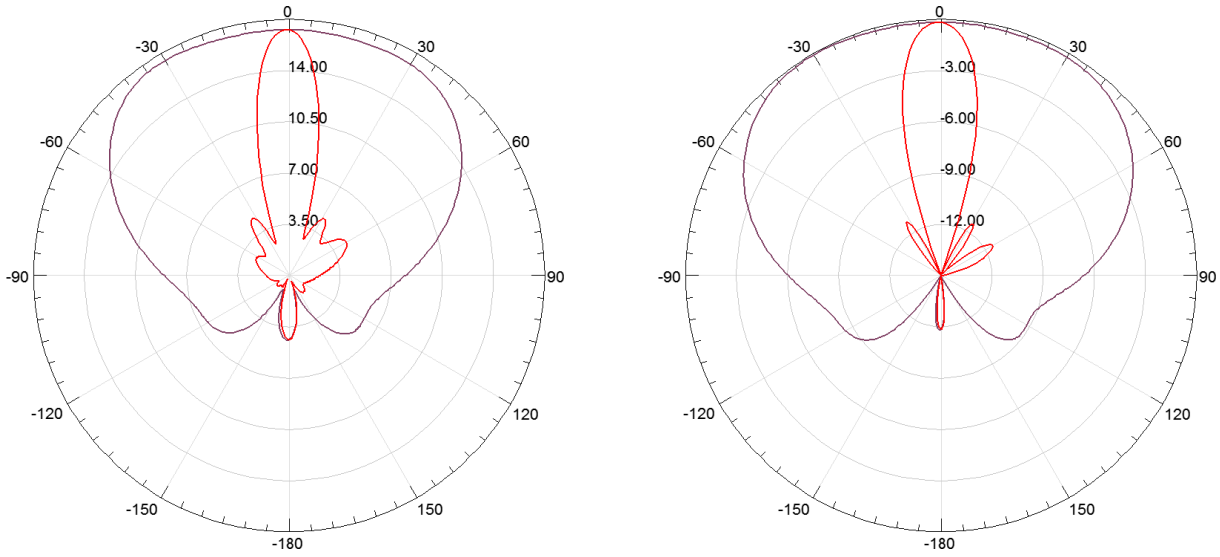


Figura 3.52 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,17 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.53a, em escala linear, e pela Figura 3.53b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 3.53 – Diagrama de irradiação da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,17 mm.

A Tabela 3.9 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	19º	25º
Plano H	139º	165º

Tabela 3.9. Ângulos de abertura da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato RT/duroid® 5880 LZ e largura de linha 4,17 mm.

Os resultados são razoavelmente próximos. Como foi visto anteriormente que a perda de retorno tem melhores resultados para a largura da linha *microstrip* dimensionada para 4,27 mm, será mantido esse valor de linha *microstrip* para a antena de conjunto de fendas com o substrato RT/duroid® 5880 LZ.

3.2.1. Substrato FR-4

No dimensionamento com substrato FR-4, o tamanho de cada fenda é igual a 8,51mm. A largura de cada fenda é igual a 0,4mm. A distância entre a borda transversal da fenda e a posição média transversal do guia de onda é equivalente a 0,4 mm, conforme o apresentado no Capítulo 2.

A distância entre a entrada da antena e o centro longitudinal da primeira fenda, assim como a distância entre o centro longitudinal da última fenda e o refletor, é igual a 6,87 mm. A distância entre o centro longitudinal fenda a fenda é igual a 13,73 mm.

Assim como com o substrato RT/duroid® 5880 LZ em etapa análoga, foram realizadas duas simulações — uma em que foi utilizado um plano refletor de cobre como uma terminação do guia e outra em que foi utilizado um refletor feito de vias de cobre.

A Figura 3.54 apresenta o projeto da antena de conjunto de 4 fendas simulada com refletor de cobre.

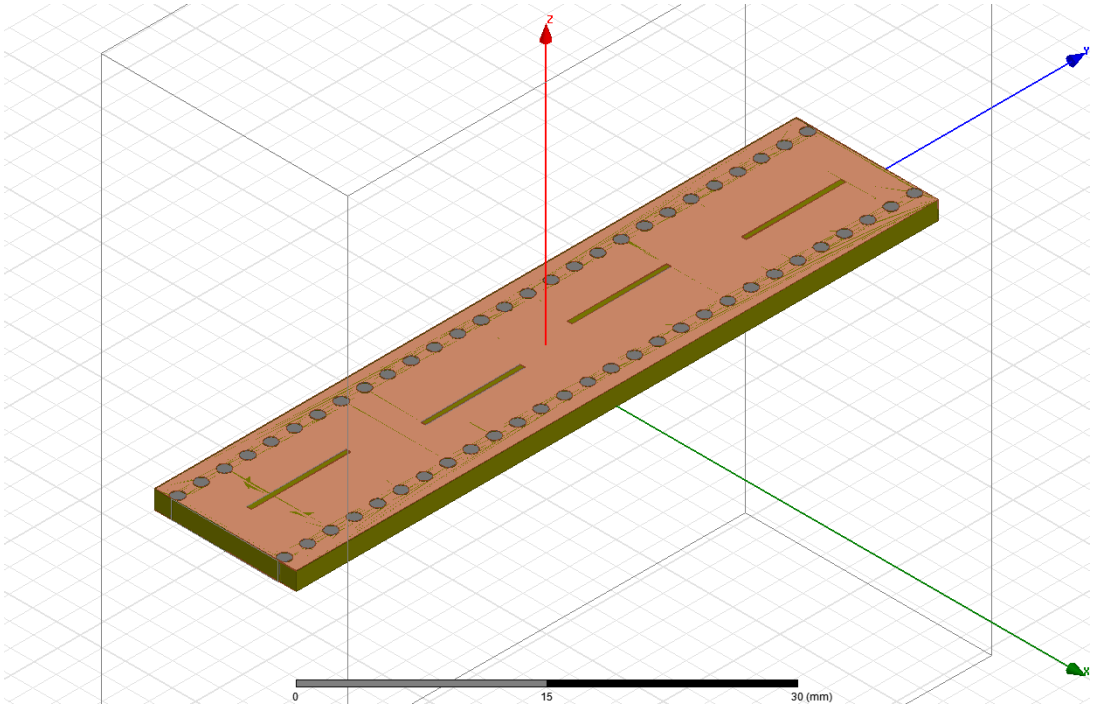


Figura 3.54 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de cobre.

O melhor resultado de perda de retorno desta antena ocorreu na frequência de 10,18 GHz e foi igual a -37,4 dB. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -8,2 dB. A Figura 3.55 ilustra os resultados obtidos.

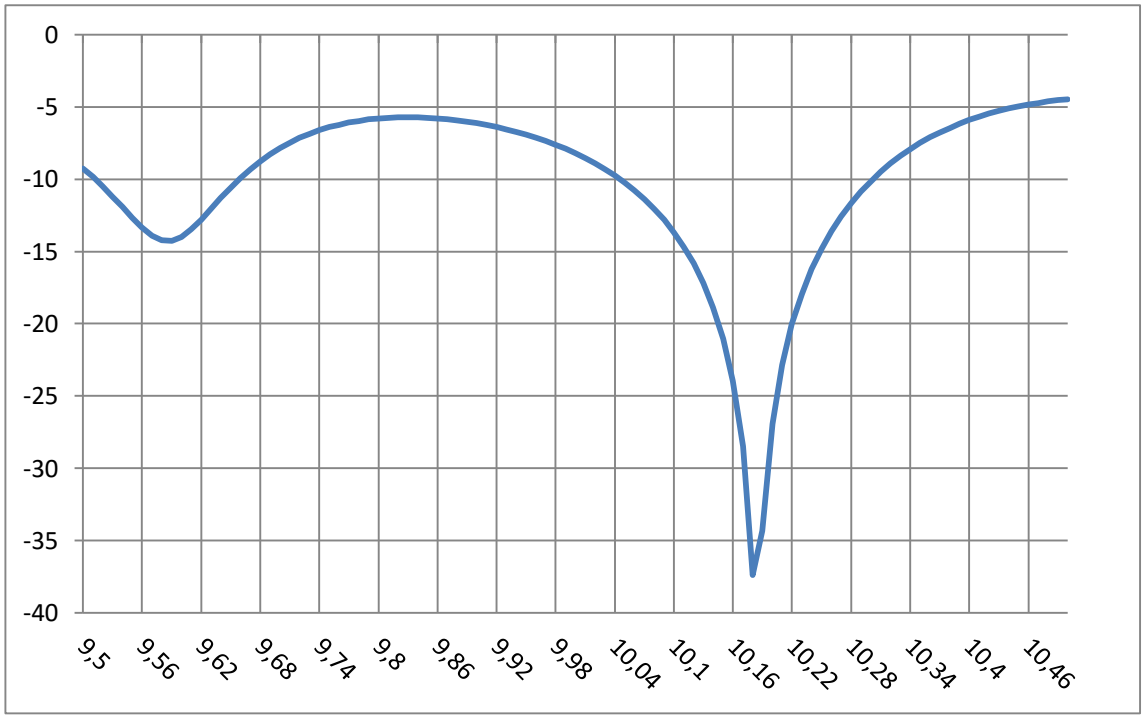


Figura 3.55 – Perda de retorno próxima à frequência de 10 GHz da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de cobre.

Como visto na Figura 3.55, existe uma banda de 260 MHz (entre 10,04 GHz e 10,3 GHz) onde a perda de retorno é menor do que -10 dB. Considera-se que a antena funciona bem dentro desta banda.

Apesar de haver o interesse em trabalhar na frequência de 10 GHz, é notável que a antena projetada também irradia bem em outras frequências, devido às características intrínsecas do substrato. A Figura 3.56 abrange um espectro de frequências maior e pode, portanto, mostrar melhor tal fenômeno.

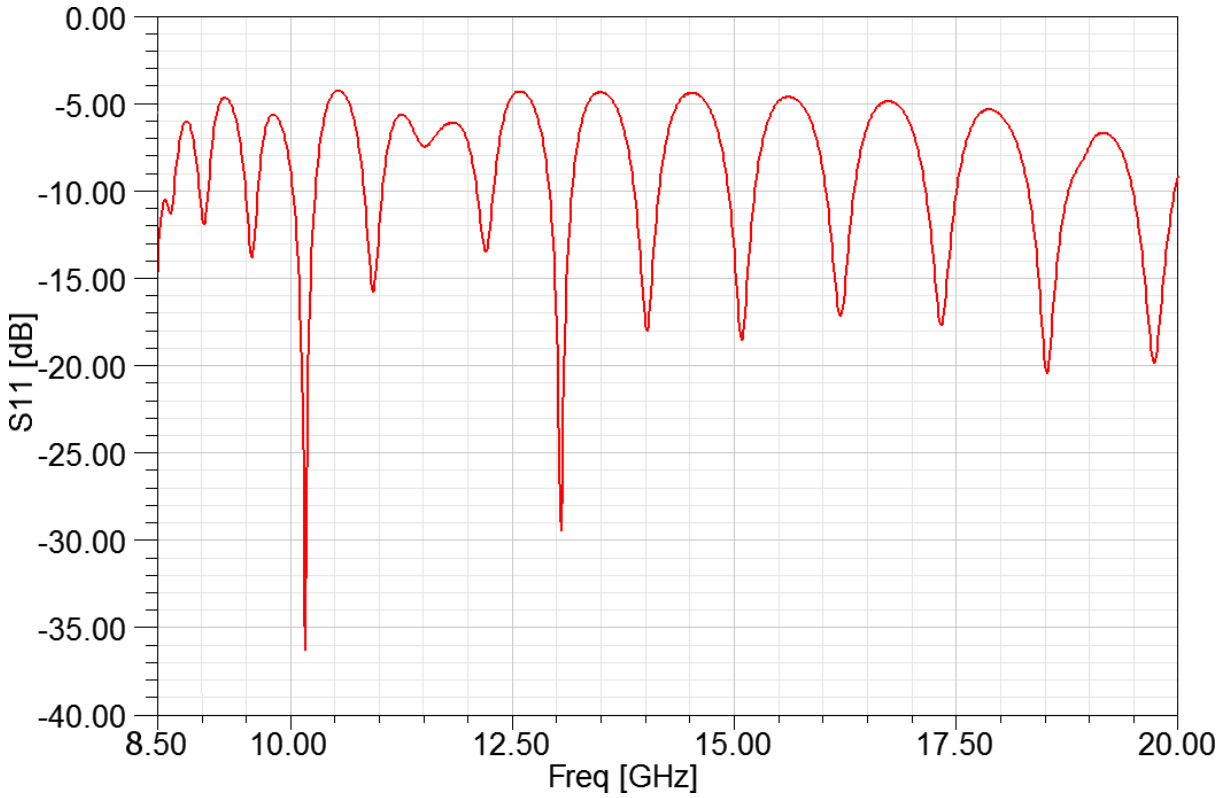


Figura 3.56 – Perda de retorno até 20 GHz da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de cobre.

É importante ressaltar que as demais frequências não interferem na transmissão em 10 GHz. A Figura 3.56 mostra que a antena projetada possui bons resultados de perda de retorno nas frequências de 8,45 GHz e 13,08 GHz, além da frequência de 10,19 GHz, já mencionada.

Para esta configuração de antena, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional da Figura 3.57.

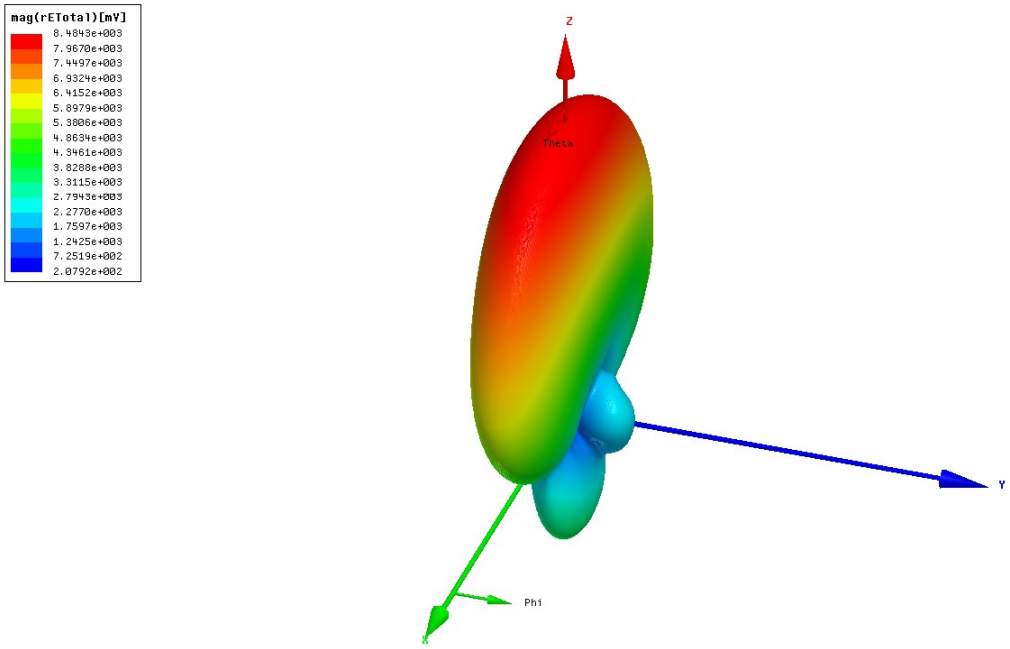
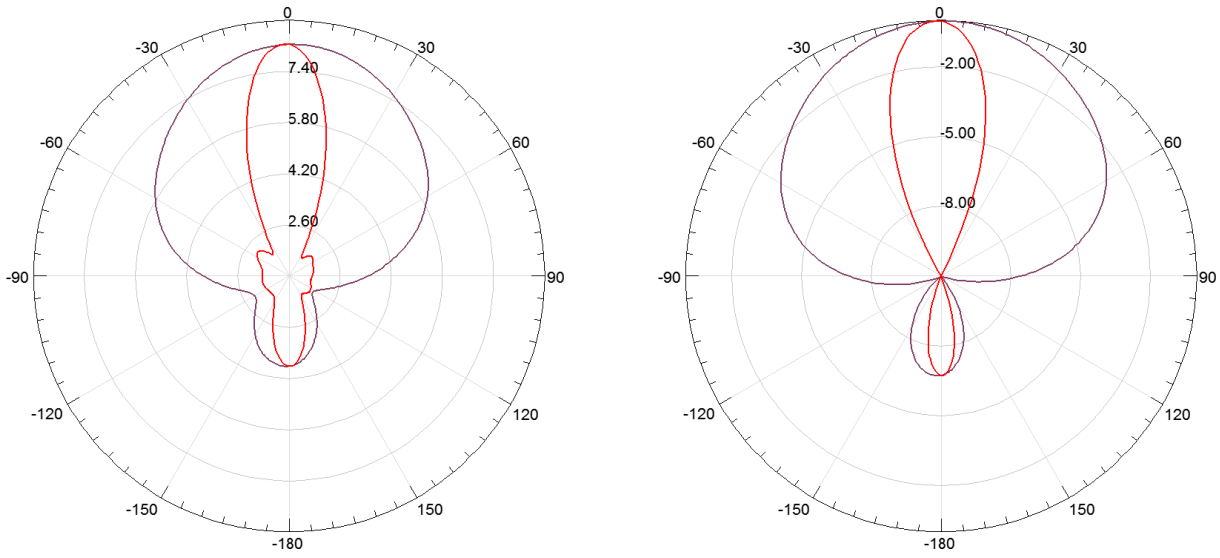


Figura 3.57 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de cobre.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.58a, em escala linear, e pela Figura 3.58b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 3.58 – Diagrama de irradiação em dB da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de cobre.

A Tabela 3.10 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	Ângulo de abertura	
	Ângulo de 3 dB	Ângulo de 5 dB
Plano E	30º	38º
Plano H	123º	155º

Tabela 3.10. Ângulos de abertura da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de cobre.

A Figura 3.59 apresenta o projeto da antena de conjunto de fendas simulada com refletor de vias.

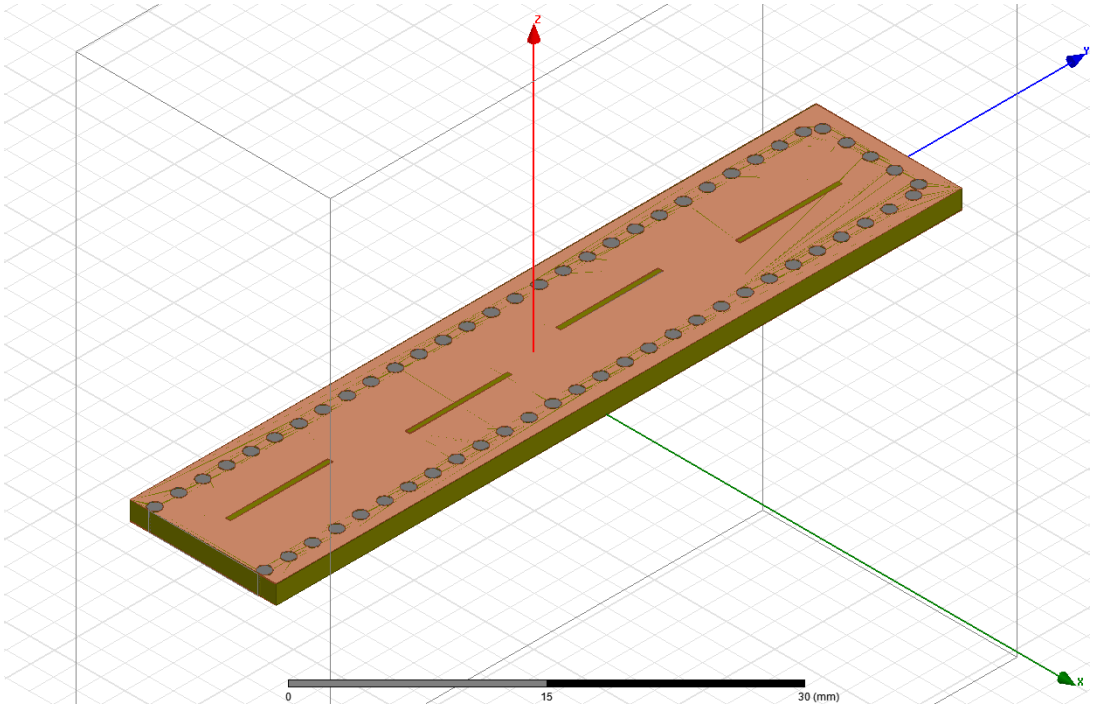


Figura 3.59 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de vias.

O melhor resultado de perda de retorno desta antena ocorreu na frequência de 10,18 GHz e foi igual a -36,3 dB. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -8,4 dB. A Figura 3.60 ilustra os resultados obtidos.

A perda de retorno é menor do que -10 dB dentro de uma banda de 260 MHz (entre 10,04 GHz e 10,3 GHz).

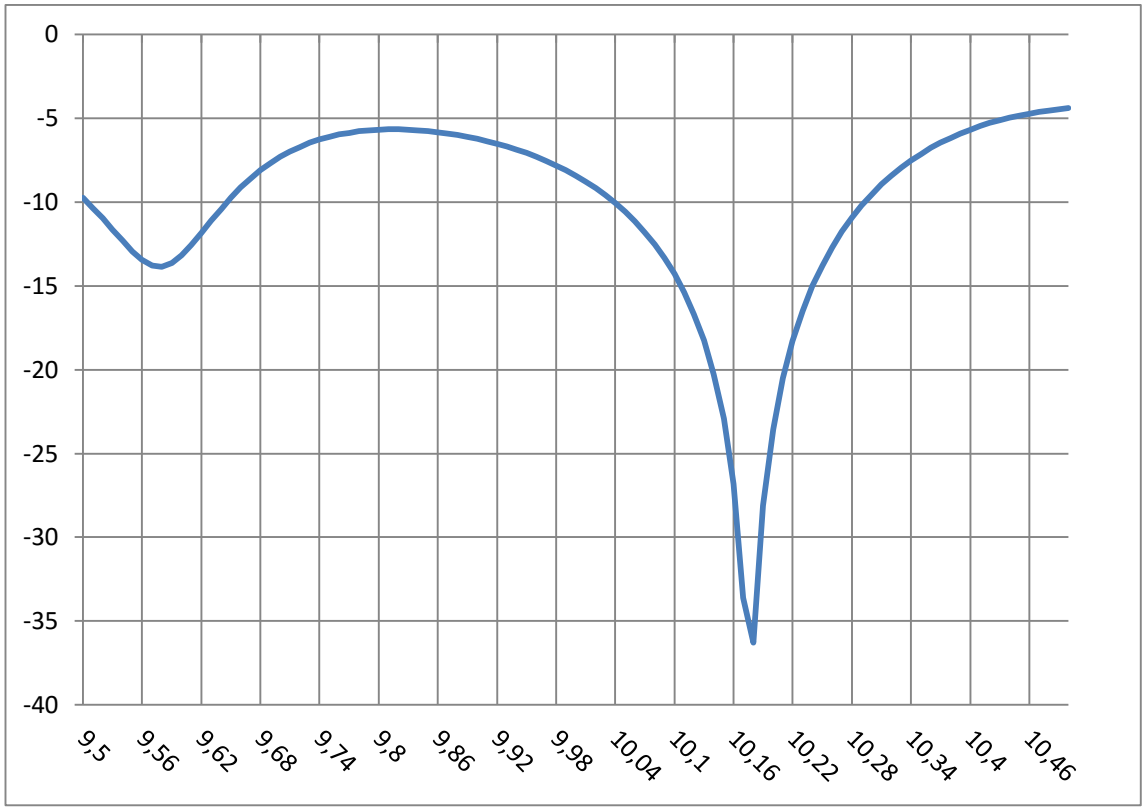


Figura 3.60 – Perda de retorno da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de vias.

Para esta configuração, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional da Figura 3.61.

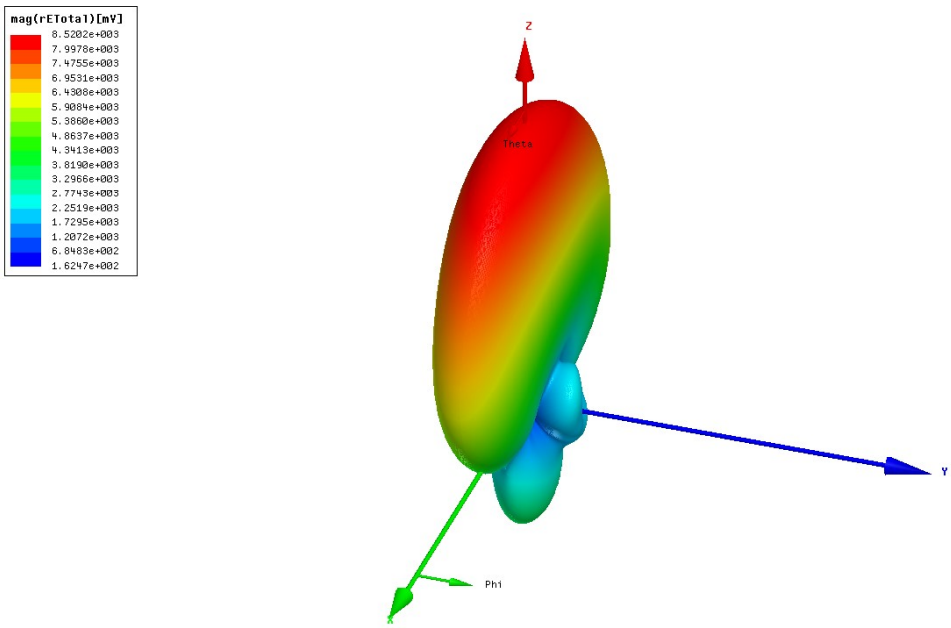
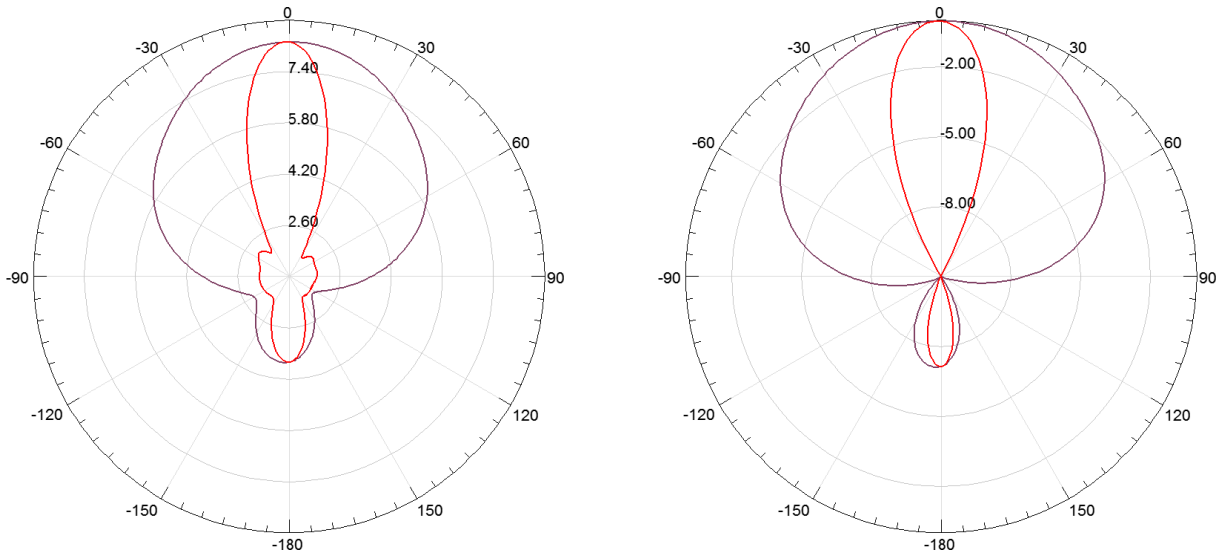


Figura 3.61 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de vias.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.62a, em escala linear, e pela Figura 3.62b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 3.62 – Diagrama de irradiação da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de vias.

A Tabela 3.11 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	29º	38º
Plano H	121º	154º

Tabela 3.11. Ângulos de abertura da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4 e refletor de vias.

Assim como com o substrato RT/duroid® 5880 LZ, os resultados são muito próximos para ambas as configurações de refletor. Assim como já comentado anteriormente, por questões de facilidade, será escolhida para fabricação a configuração de refletor de vias.

A seguir, realiza-se a simulação com o acoplamento da linha *microstrip* ao guia de onda SIWG. Como visto anteriormente, a linha *microstrip* foi dimensionada com largura equivalente a 3,29 mm e um *taper* de casamento de impedância entre linha e guia, cujo comprimento físico é um quarto do comprimento de onda em 10 GHz (frequência de irradiação).

A Figura 3.63 apresenta o projeto da antena de conjunto de fendas simulada nesta etapa.

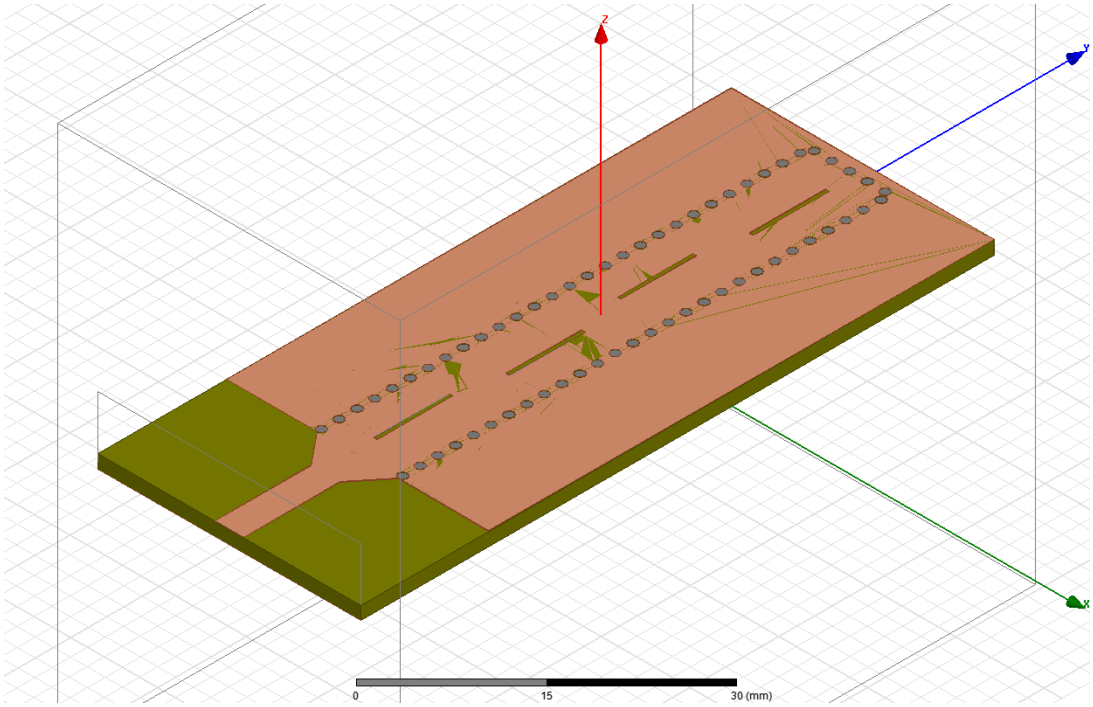


Figura 3.63 – Antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4.

A Figura 3.64 apresenta o modelo *Driven Modal* deste projeto de antena de conjunto de fendas.

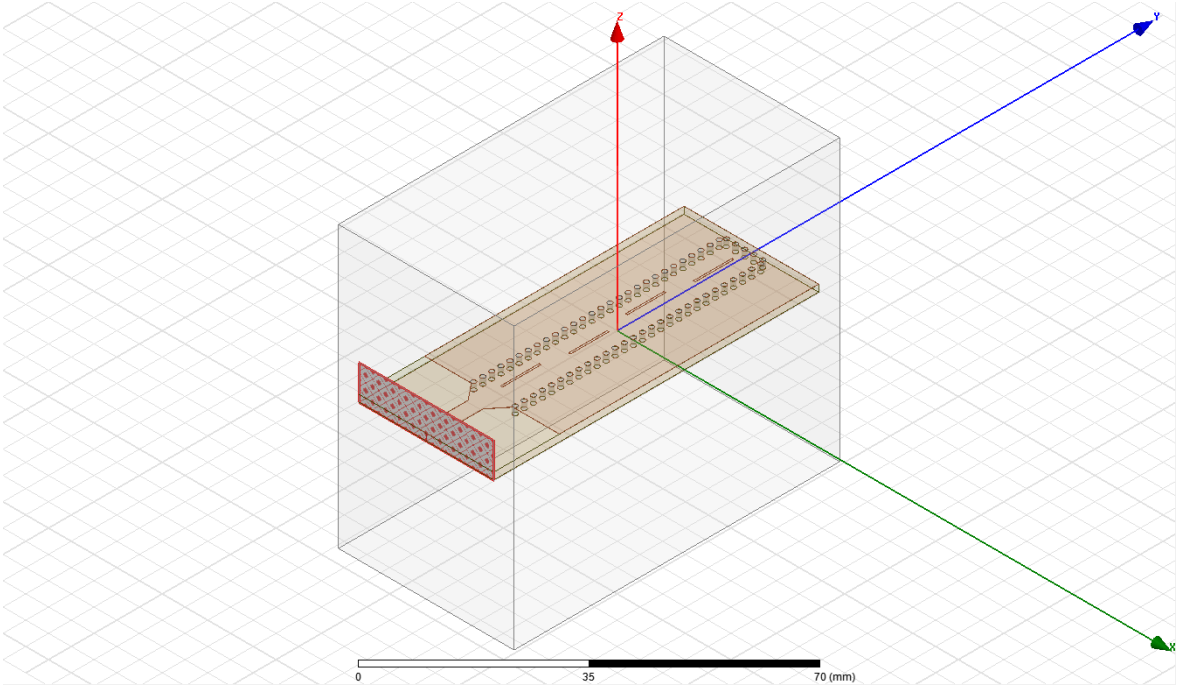


Figura 3.64 – Modelo *Driven Modal* da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4.

O melhor resultado de perda de retorno desta antena ocorreu na frequência de 9,88 GHz e foi igual a -50,1 dB. Na frequência de 10 GHz, a perda de retorno foi equivalente a -10 dB. A Figura 3.65 ilustra os resultados obtidos.

A perda de retorno é menor do que -10 dB dentro de uma banda de 240 MHz (entre 9,76 GHz e 10 GHz).

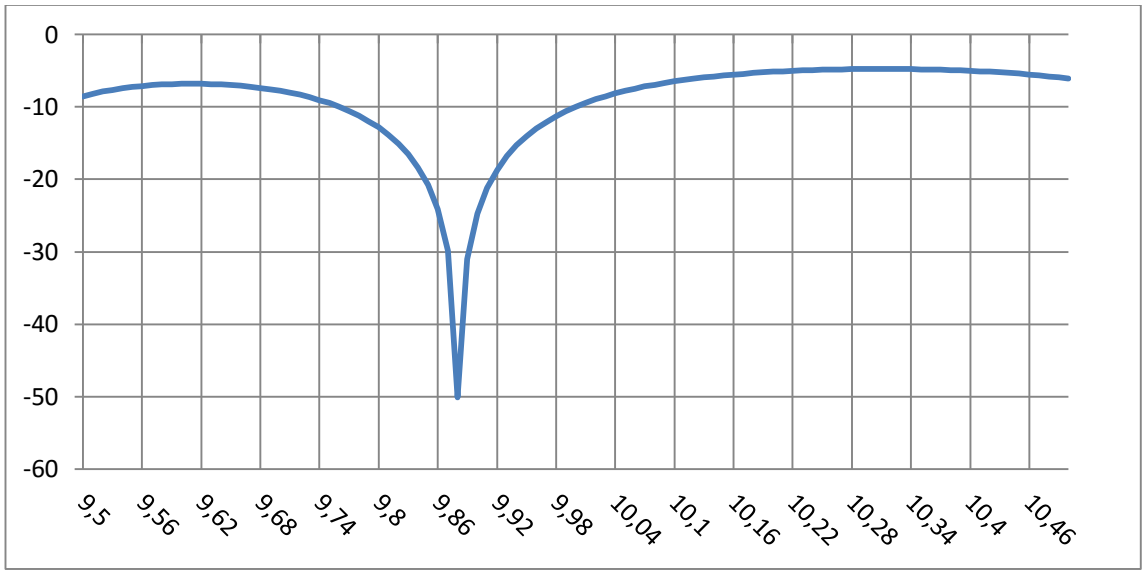


Figura 3.65 – Perda de retorno próxima à frequência de 10 GHz da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4.

A Figura 3.66 apresenta uma visão mais ampla do espectro de frequências, mostrando que outras frequências também são boas candidatas para irradiação. Não se pode afirmar, entretanto, que irradiarão corretamente sem antes conhecer os diagramas de irradiação.

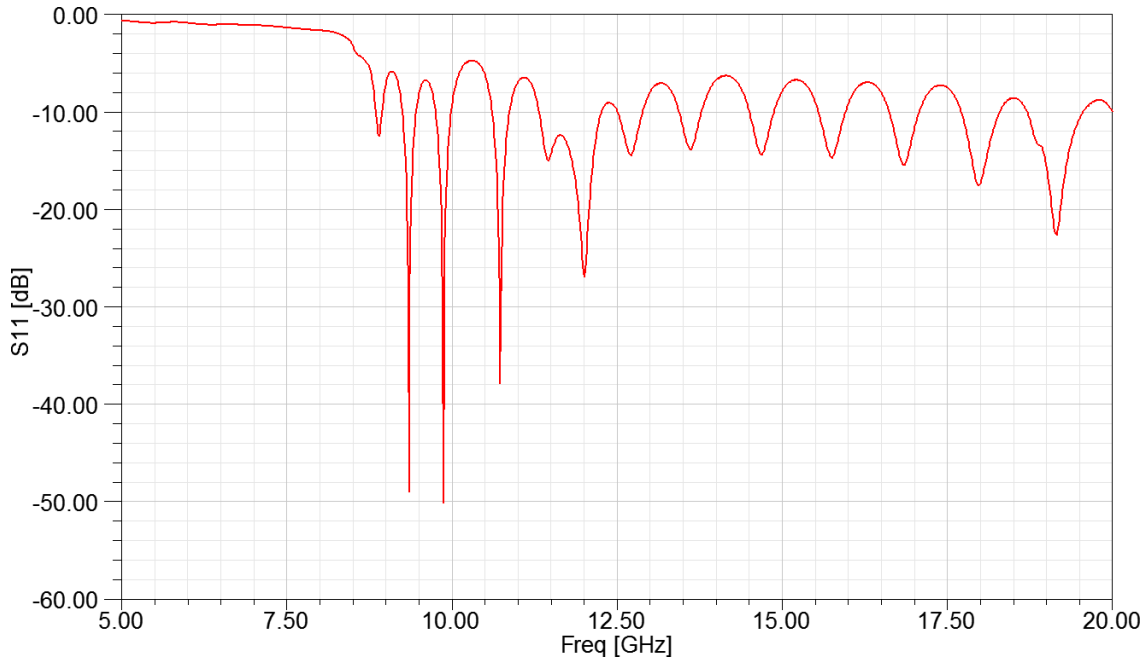


Figura 3.66 – Perda de retorno até 20 GHz da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4.

Observa-se que a antena apresenta bons resultados de perda de retorno nas frequências de 9,4 GHz, 9,9 GHz, 10,7 GHz e 12 GHz, podendo a antena também operar nestas frequências em outros projetos que tenham como objetivo a irradiação nas mesmas. Assim como já mencionado anteriormente, é importante ter em mente que as diferentes frequências de irradiação não interferem umas nas outras.

Para esta configuração de antena, foi obtido o diagrama de irradiação tridimensional da Figura 3.67.

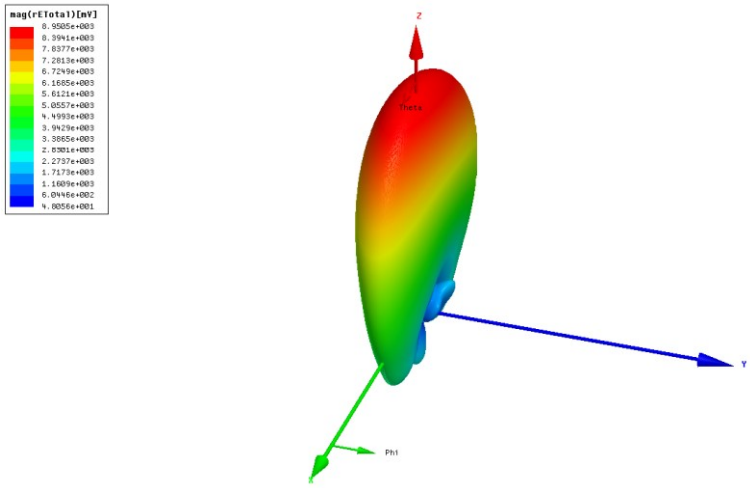
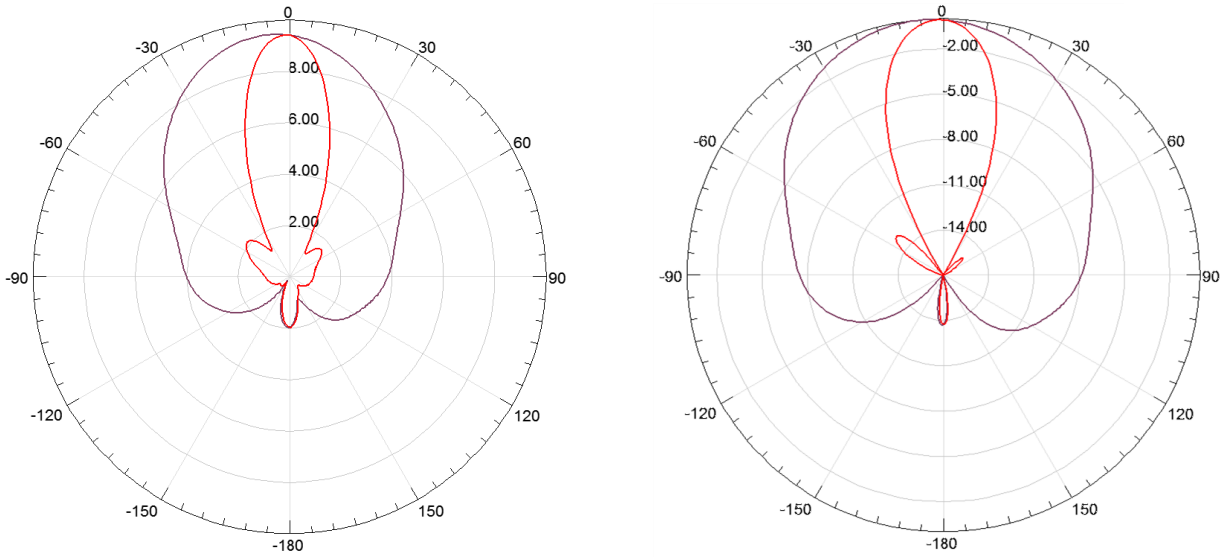


Figura 3.67 – Diagrama de irradiação 3D da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 3.68a, em escala linear, e pela Figura 3.68b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 3.68 – Diagrama de irradiação da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4.

A Tabela 3.12 apresenta os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB da antena simulada neste passo.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	36º
Plano H	87º	117º

Tabela 3.12. Ângulos de abertura da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4.

O ganho máximo da antena SIWG de conjunto de 4 fendas projetada com substrato FR-4 neste capítulo é de 2,167 dBi. A Figura 3.69 apresenta o diagrama e irradiação de ganho da antena.

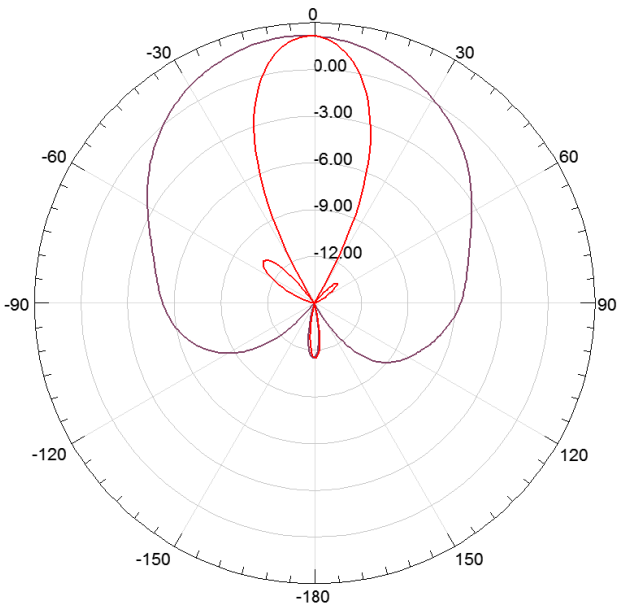


Figura 3.69. Ganho da antena SIWG de conjunto de 4 fendas com substrato FR-4.

Conclui-se, pela análise dos gráficos, que a antena de conjunto de fendas simulada com o uso do substrato FR-4 apresenta resultados aceitáveis. O próximo passo consistirá em fabricar duas antenas (uma transmissora e outra receptora) com a configuração determinada a partir das simulações dessa etapa e comparar valores medidos das antenas reais com os resultados das simulações obtidos neste capítulo. Observa-se, entretanto, a necessidade de estudar o melhor dimensionamento do *taper* de casamento de impedância entre a linha e o guia que forma a antena, para melhorar a perda de retorno e a eficiência da antena na frequência de irradiação, assim como avaliar a área da antena (dimensão do substrato) que permita melhores resultados. Estas etapas serão abordadas no Capítulo 4.

4. APERFEIÇOAMENTO DO MODELO DAS ANTENAS

Considerando os modelos das antenas projetadas no Capítulo 3, o próximo passo consiste no aprimoramento das dimensões das antenas, cujo principal objetivo é obter melhores resultados de perda de retorno e ângulo de abertura, na busca de uma possível implementação dos protótipos da antena.

4.1. LINHA *MICROSTRIP* NA PARTE TRASEIRA DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO DAS ANTENAS

Para garantir que a irradiação da linha *microstrip* não se misture à irradiação das fendas da antena e piore o ruído na transmissão e recepção (deseja-se somente receber sinais com padrões correspondentes ao esperado para uma antena de conjunto de fendas; tanto didaticamente quanto funcionalmente, não é interessante ter outra fonte irradiando na mesma frequência), é feita uma tentativa de otimização da antena, ao colocar a linha *microstrip* na parte traseira da placa de circuito impresso da antena.

A Figura 4.1 apresenta o projeto de antena simulado com a linha *microstrip* na parte traseira da placa de circuito impresso da antena, em comparação ao projeto de antena com substrato FR-4 simulado no Capítulo 3.

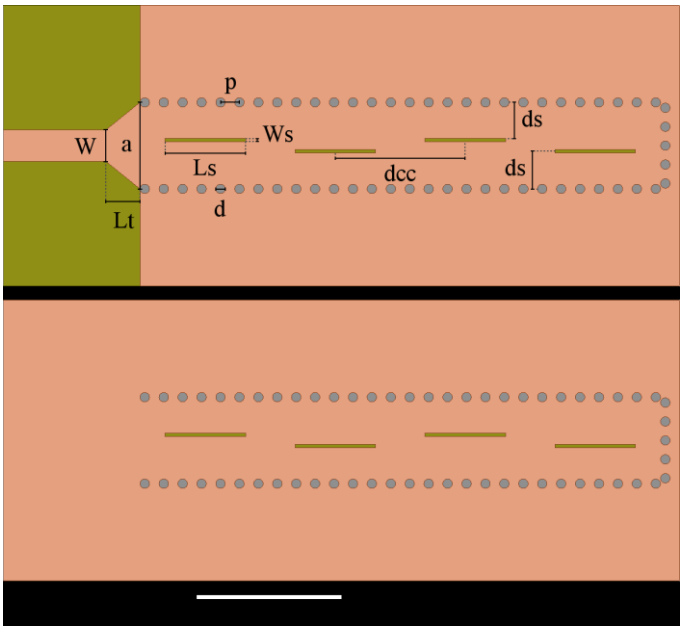


Figura 4.1. Comparação dos modelos de antena com linha microstrip na parte frontal (cima) e traseira (baixo).

Intuitivamente, a irradiação da *microstrip* não seria considerada ruído, já que a *microstrip* irradia na mesma frequência que a antena, 10 GHz, entretanto a microstrip contribui com a irradiação. A Figura 4.2 ilustra a perda de retorno obtida com este projeto de antena.

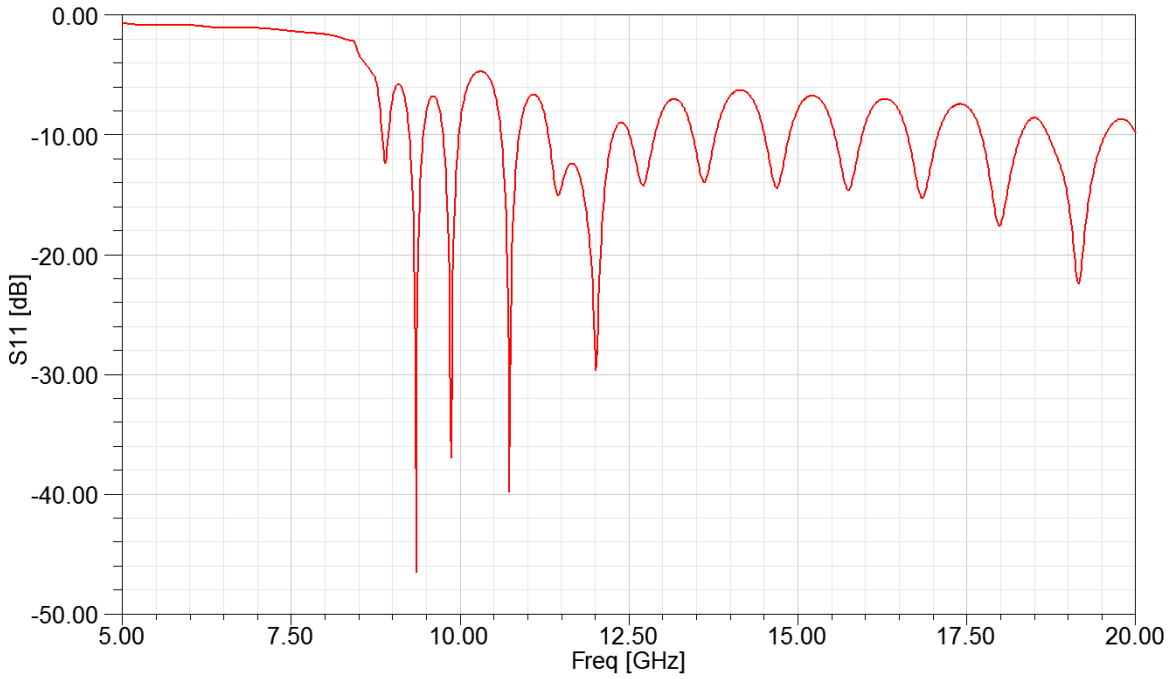


Figura 4.2 – Perda de retorno da antena com linha *microstrip* na parte traseira da placa.

Assim como no caso anterior em que foi utilizado o substrato FR-4, mais de uma frequência com pico de perda de retorno foi observada, mas somente a frequência mais próxima de 10 GHz (frequência de operação) foi considerada, uma vez que 10 GHz é a frequência de interesse.

A Figura 4.3 apresenta uma comparação de perdas de retorno para os projetos com linha *microstrip* na parte frontal e na parte traseira da placa de circuito impresso, tendo como foco uma banda de frequência de 1 GHz centrada na frequência de 10 GHz, que é a frequência de interesse. Desta forma, é possível realizar com mais facilidade a comparação entre as perdas de retorno nas frequências de operação de ambos os projetos.

O melhor resultado de perda de retorno da antena com linha *microstrip* na parte traseira é -37 dB, na frequência de 9,88 GHz.

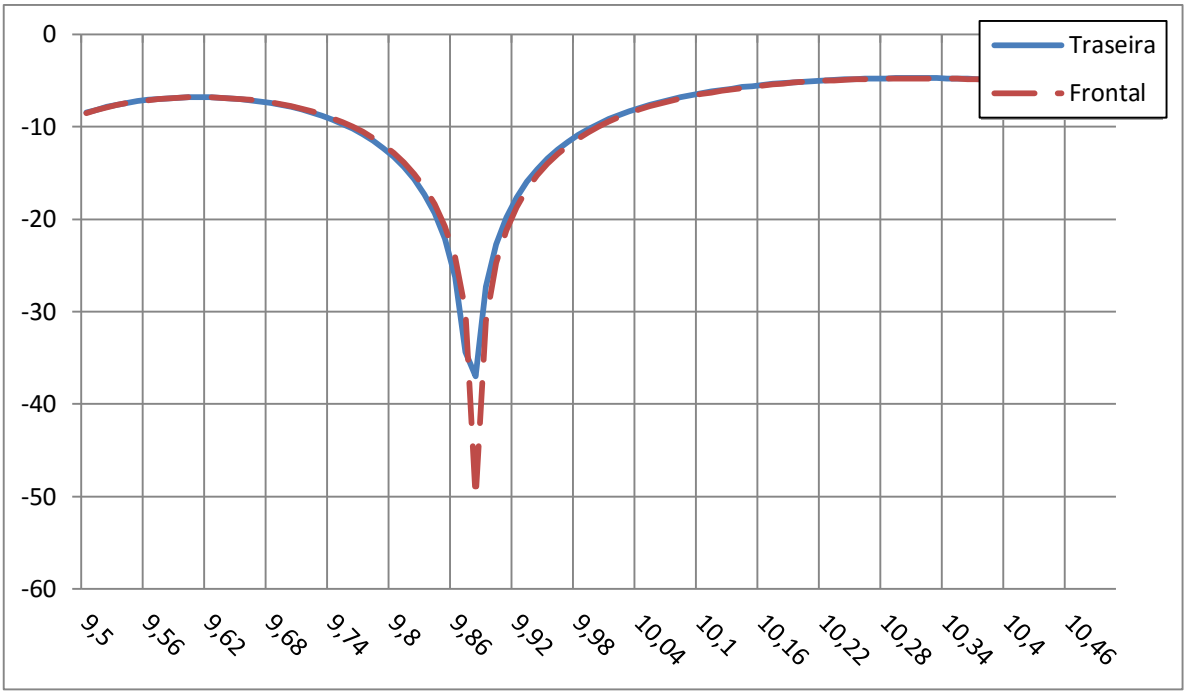
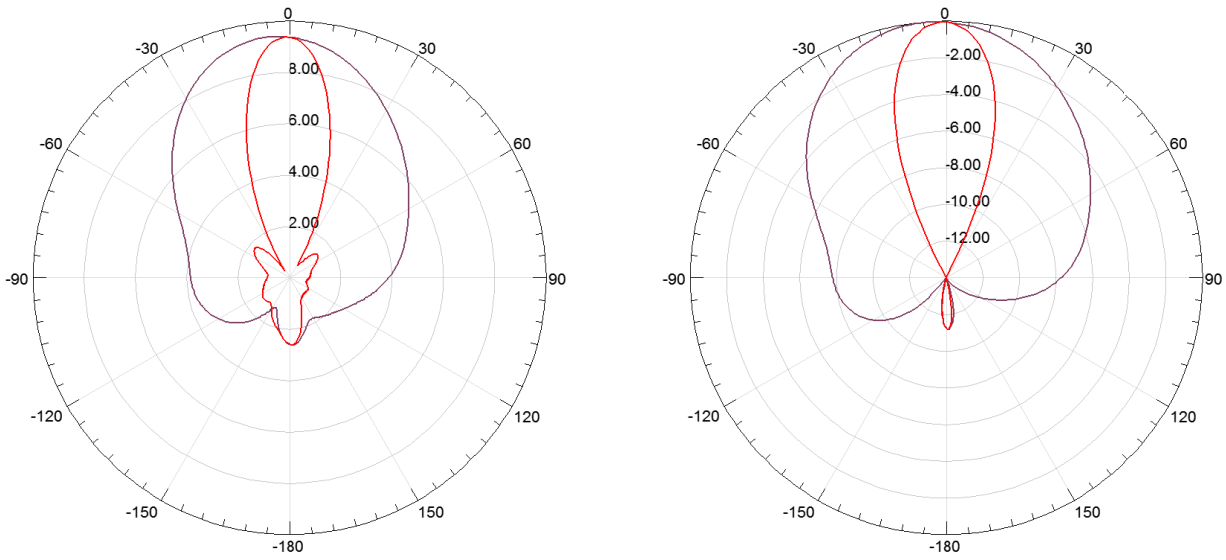


Figura 4.3 – Comparação entre perdas de retorno de antena com *microstrip* na parte traseira (linha cheia) e frontal (linha tracejada) da placa.

Nota-se que a perda de retorno da antena com linha *microstrip* na parte traseira é inferior à obtida com *microstrip* na parte frontal, mas não inferior o suficiente para não justificar a mudança, levando em consideração a motivação explanada anteriormente.

As figuras 4.4a e 4.4b apresentam, respectivamente, os diagramas de irradiação em escala linear e em decibéis. Para ambos os casos, a linha vermelha representa plano E e a linha roxa representa plano H.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.4 – Diagrama de irradiação da antena com *microstrip* na parte traseira da placa de circuito impresso.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.1.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	35º
Plano H	84º	118º

Tabela 4.1. Ângulos de abertura da antena com *microstrip* na parte traseira da placa de circuito impresso.

O ganho máximo da antena com linha microstrip traseira é de 2,173 dBi. A Figura 4.5 apresenta o diagrama e irradiação de ganho da antena.

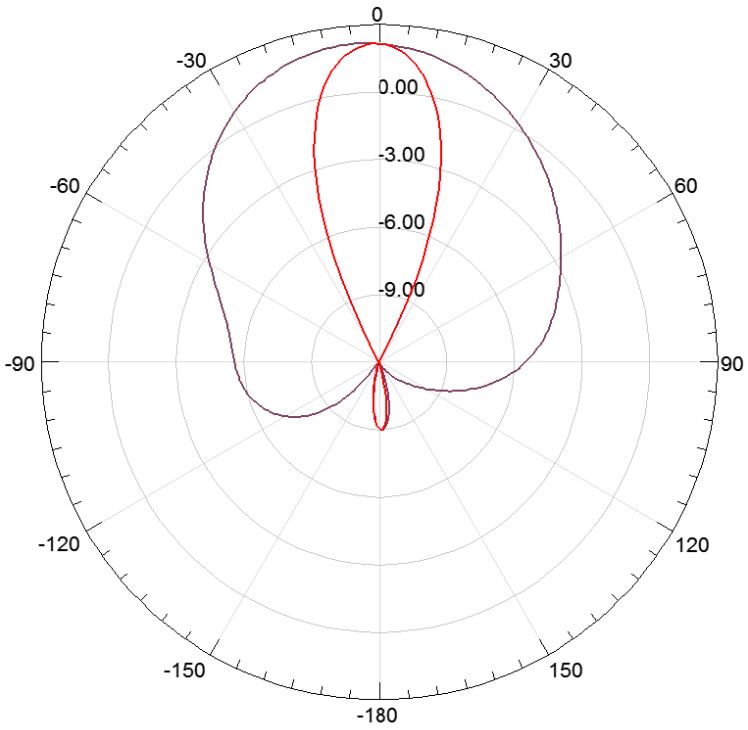


Figura 4.5 – Ganho da antena com *microstrip* na parte traseira da placa de circuito impresso.

4.2. CASAMENTO DE IMPEDÂNCIA

No segundo passo das otimizações, procura-se melhorar o casamento de impedância da linha *microstrip* com o guia de onda SIWG que forma a antena. Esta otimização garante

menor reflexão (VSWR) no interior do guia de onda e, consequentemente, menos sinal sendo refletido para a *microstrip*.

Desta forma, a análise das dimensões do *taper*, que permite este casamento de impedância entre a linha *microstrip* e o guia de onda, faz a transição do modo Quasi-TEM da *microstrip* para o modo TE do guia de onda e envolve tanto a variação da abertura do *taper* em contato com o guia quanto a variação do seu comprimento.

Considerando esta estrutura um transformador de quarto de onda, o comprimento do *taper* é mantido em um quarto do comprimento de onda relativo a 10 GHz. Serão, entretanto, simulados modelos de antena com variação na abertura do *taper*, sendo escolhidos quais apresentarem melhores resultados (também comparando com o modelo já existente). A abertura foi variada de 3,5 a 9 mm, com passos de 0,5 mm.

A Figura 4.6 mostra, lado a lado, todos os modelos de antena (com as diferentes aberturas do *taper* utilizadas) aqui simulados.

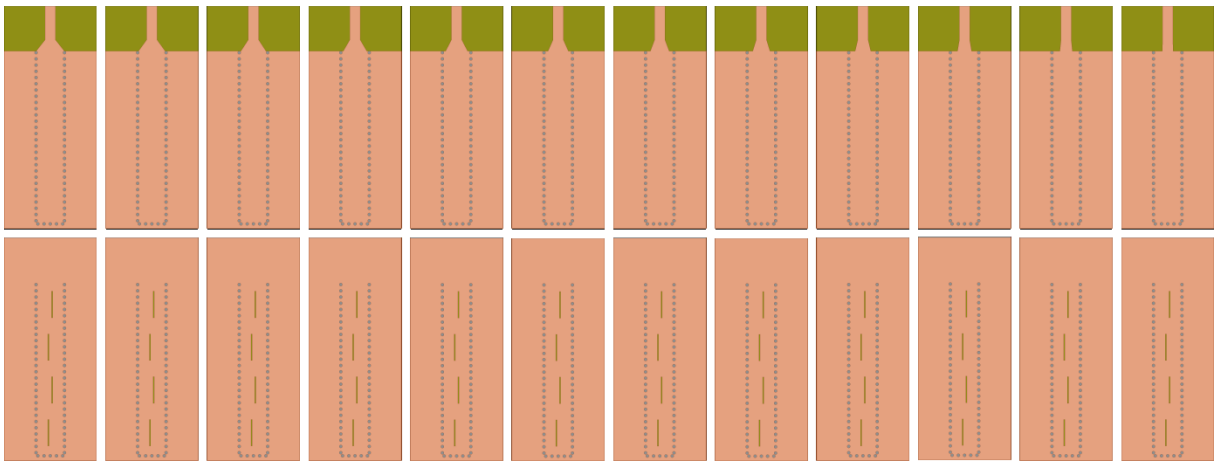


Figura 4.6. Representação lado a lado das diversas antenas com casamentos diferentes.

Os resultados serão apresentados individualmente a seguir.

Para a antena com abertura do *taper* equivalente a 9 mm, obteve-se -43,6 dB de perda de retorno em 9,88 GHz. A Figura 4.7 ilustra a perda de retorno obtida a partir da simulação da antena com abertura do *taper* de 9 mm.

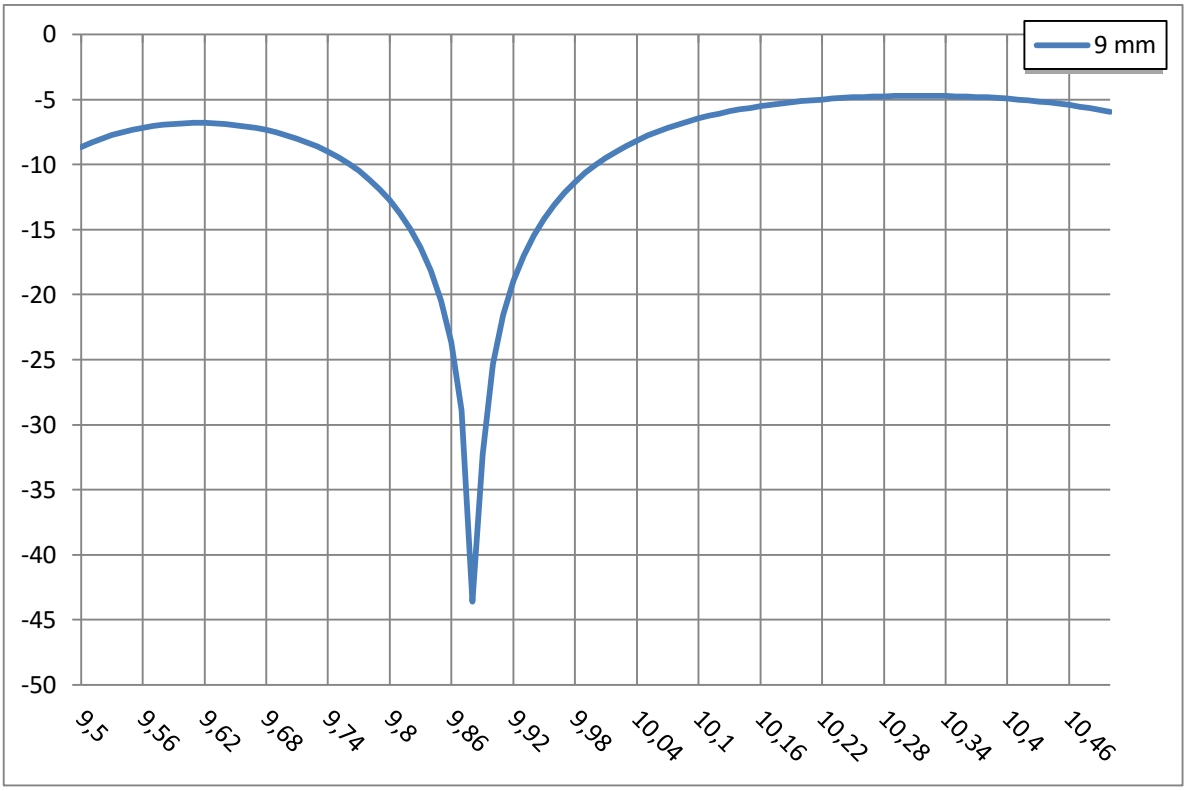
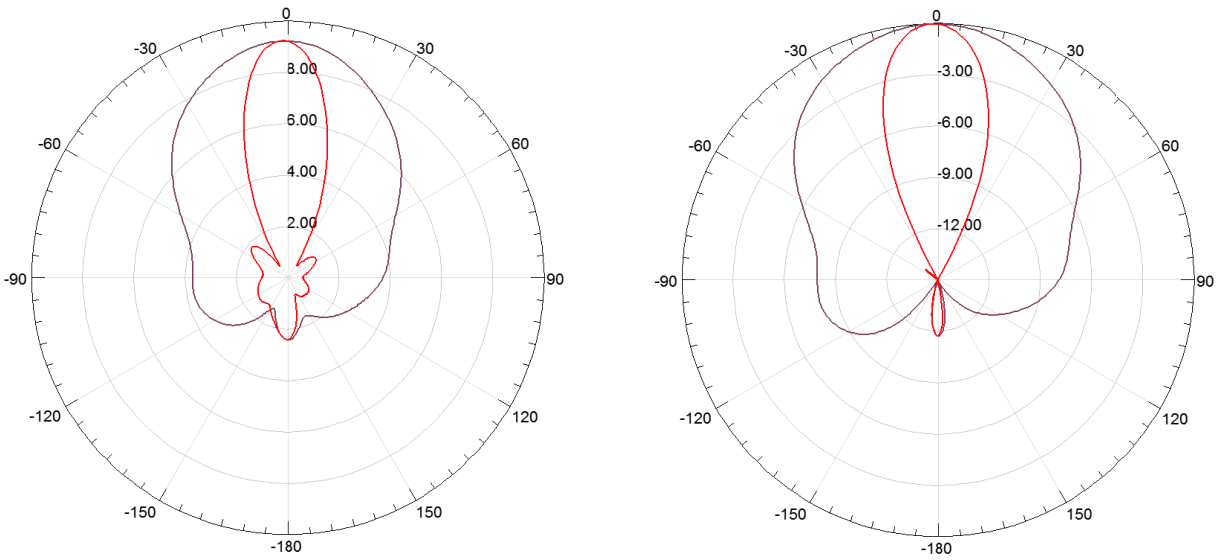


Figura 4.7 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 9 mm.

No Apêndice B, são apresentados todos os gráficos de perda de retorno deste capítulo em uma faixa de frequências mais ampla.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.8a, em escala linear, e pela Figura 4.8b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.8 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 9 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.2.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	36º
Plano H	86º	112º

Tabela 4.2. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 9 mm.

Quando se utiliza o projeto com abertura do *taper* igual a 8,5 mm, a perda de retorno obtida resulta em -36,6 dB em 9,88 GHz. É possível observar a perda de retorno da antena com abertura do *taper* igual a 8,5 mm na Figura 4.9.

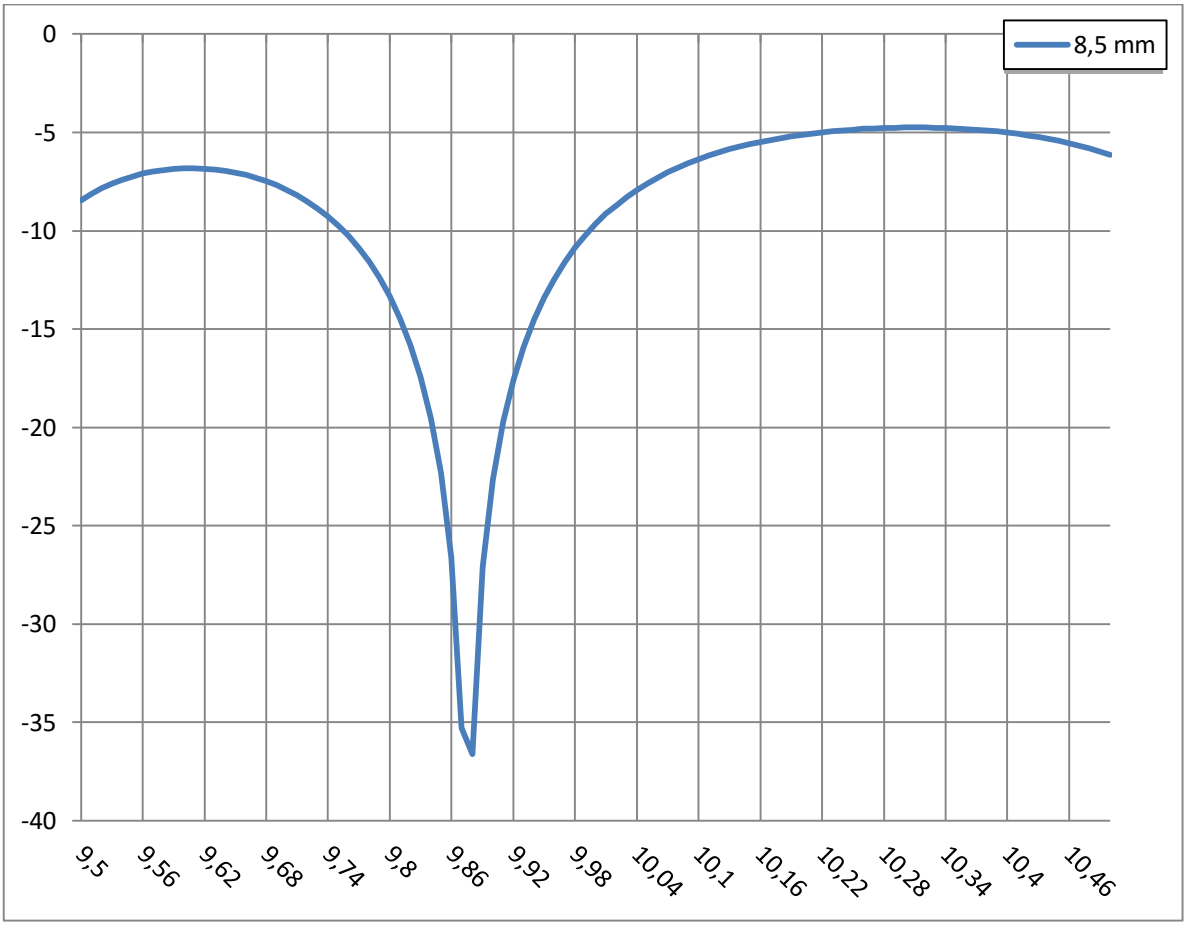
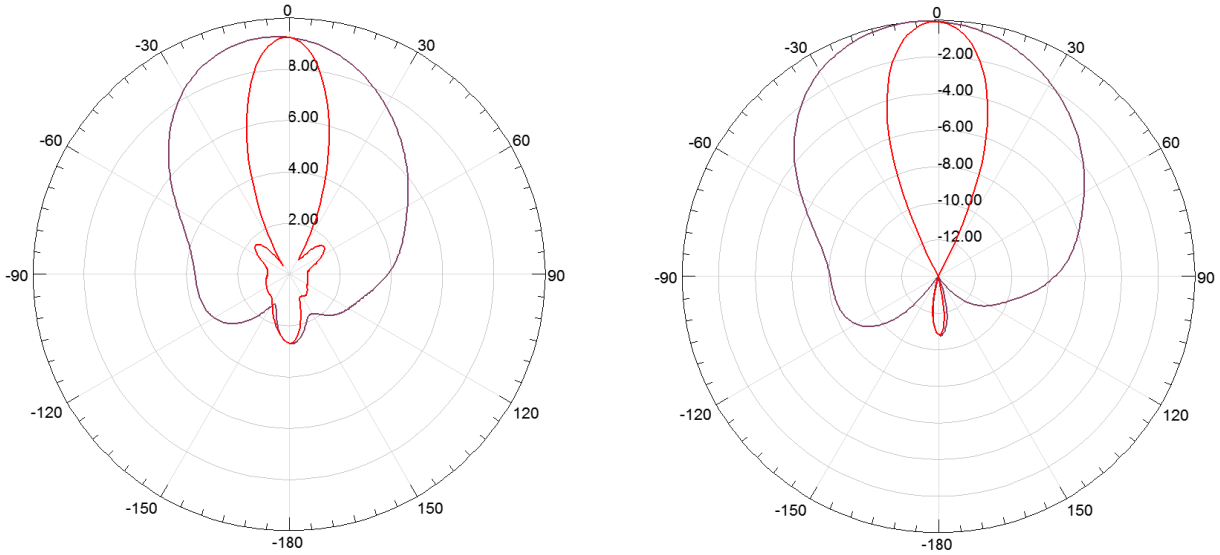


Figura 4.9 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 8,5 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.10a, em escala linear, e pela Figura 4.10b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.10 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 8,5 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.3.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	35º
Plano H	89º	120º

Tabela 4.3. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 8,5 mm.

Para 8 mm de abertura do *taper*, a antena apresentou -36,7 dB de perda de retorno na frequência de 9,88 GHz. A perda de retorno desta simulação pode ser observada na Figura 4.11.

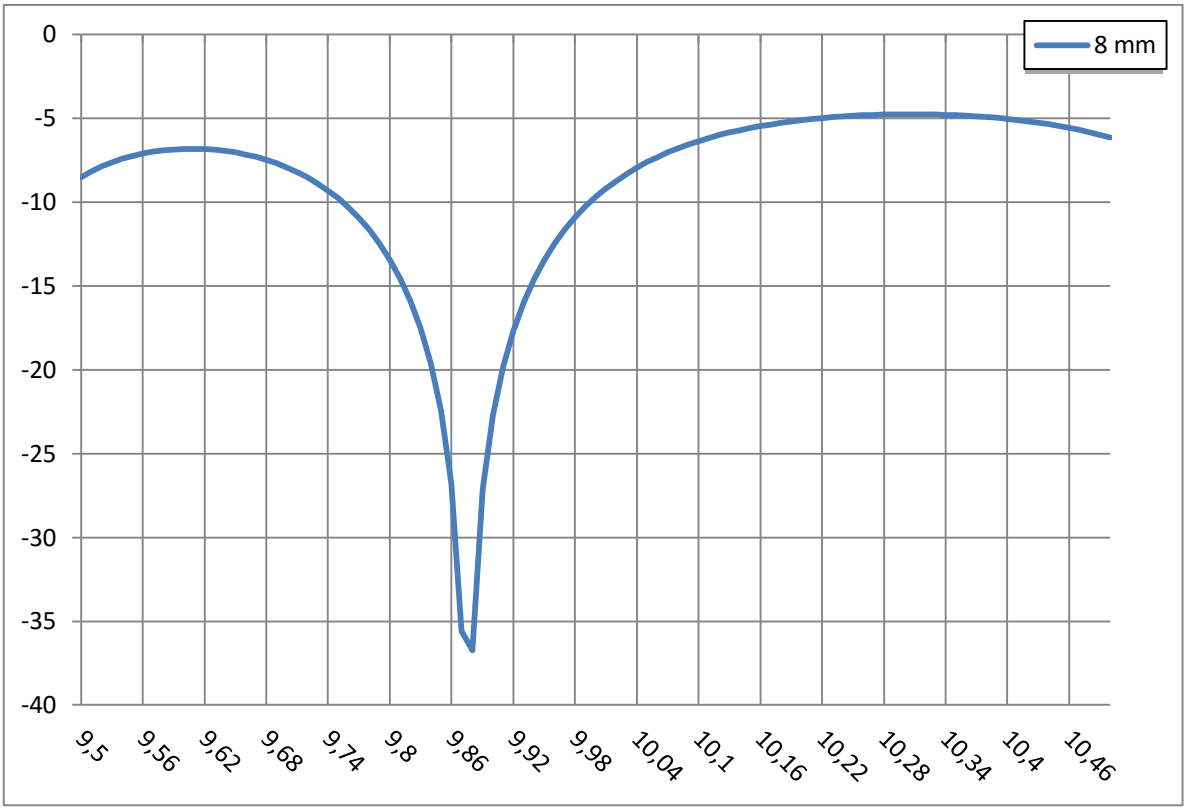
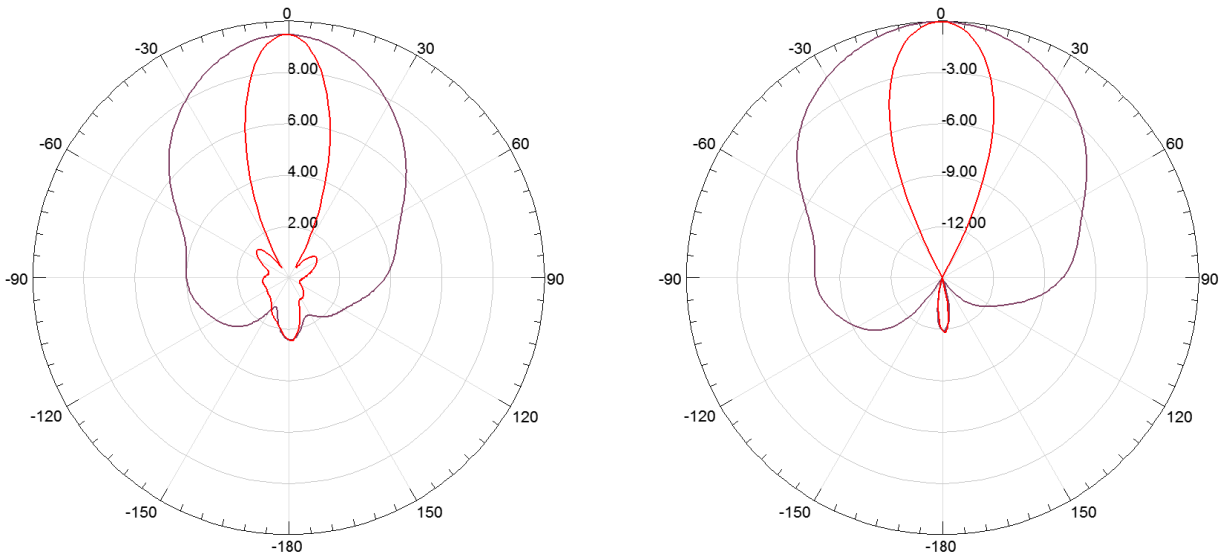


Figura 4.11 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 8 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.12a, em escala linear, e pela Figura 4.12b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.12 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 8 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.4.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	29º	36º
Plano H	87º	115º

Tabela 4.4. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 8 mm.

Para 7,5 mm de abertura do *taper*, a antena trabalhou com -40,2 dB de perda de retorno e a frequência de operação se manteve em 9,88 GHz. A Figura 4.13 ilustra a perda de retorno deste projeto de antena.

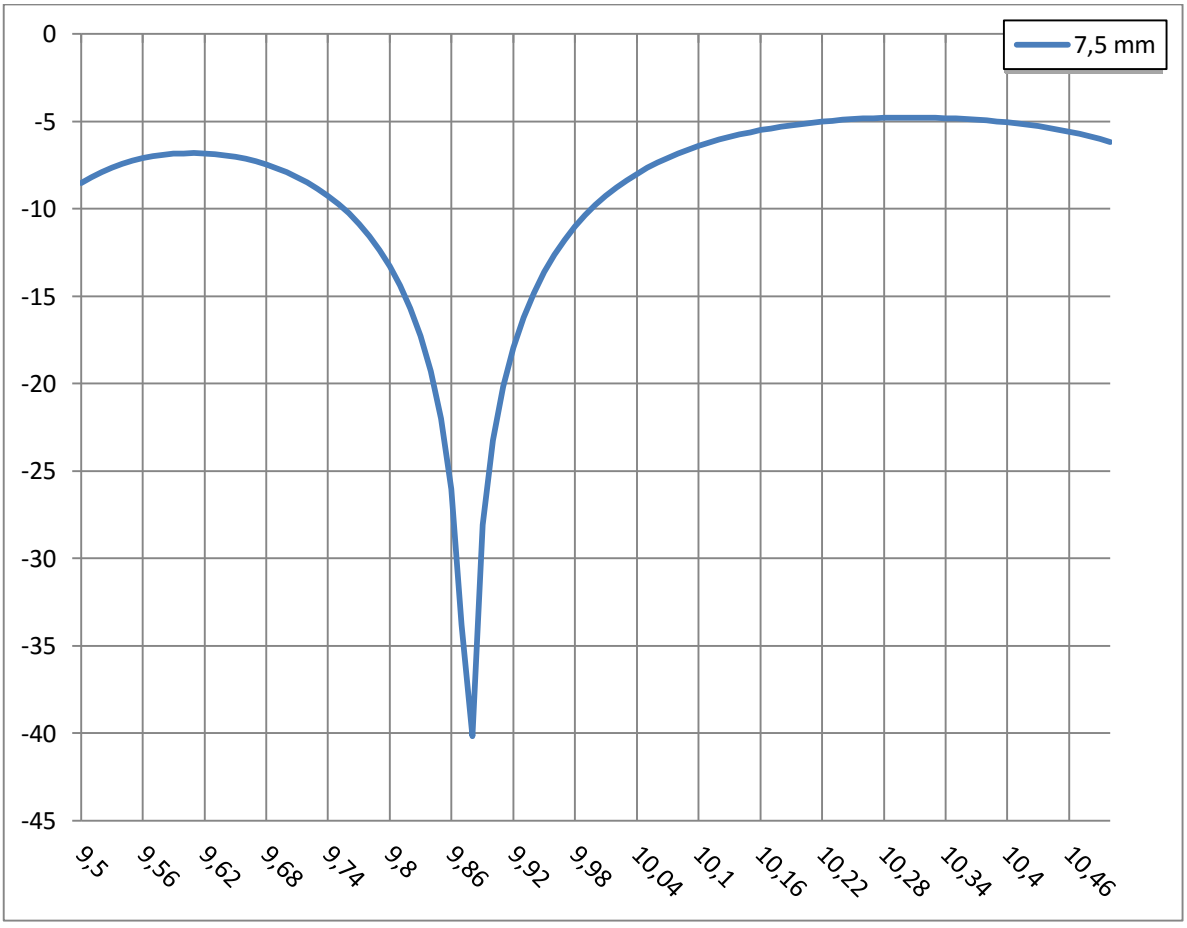
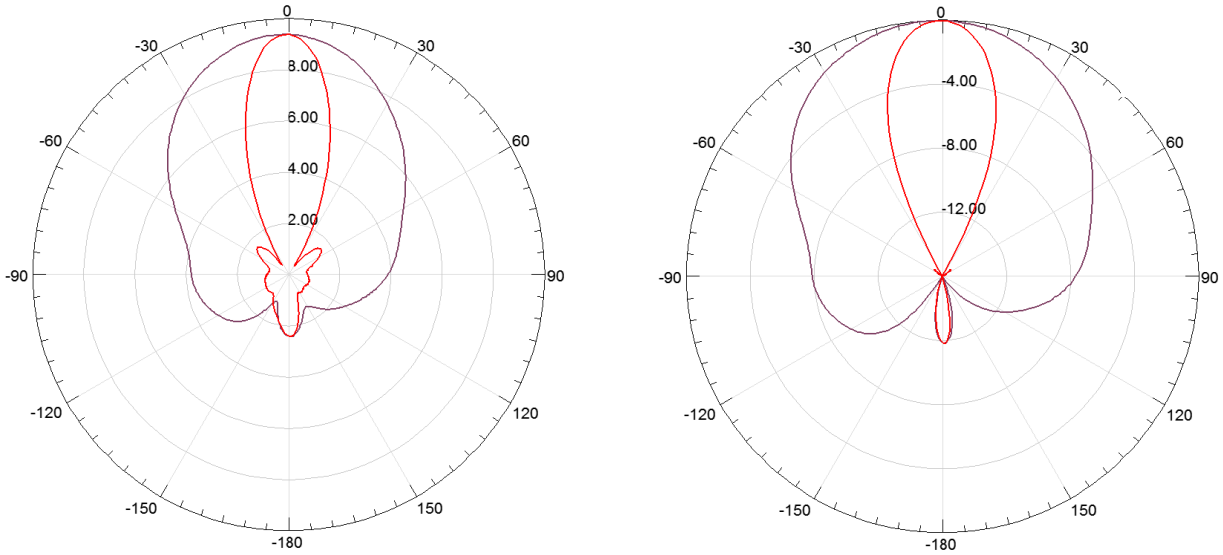


Figura 4.13 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 7,5 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.14a, em escala linear, e pela Figura 4.14b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.14 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 7,5 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.5.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	29º	36º
Plano H	87º	117º

Tabela 4.5. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 7,5 mm.

Ao diminuir a abertura do *taper* para 7 mm, a frequência de operação diminuiu para 9,87 GHz. A perda de retorno, neste caso, foi equivalente a -42,4 dB. A Figura 4.15 ilustra a perda de retorno simulada para este projeto de antena.

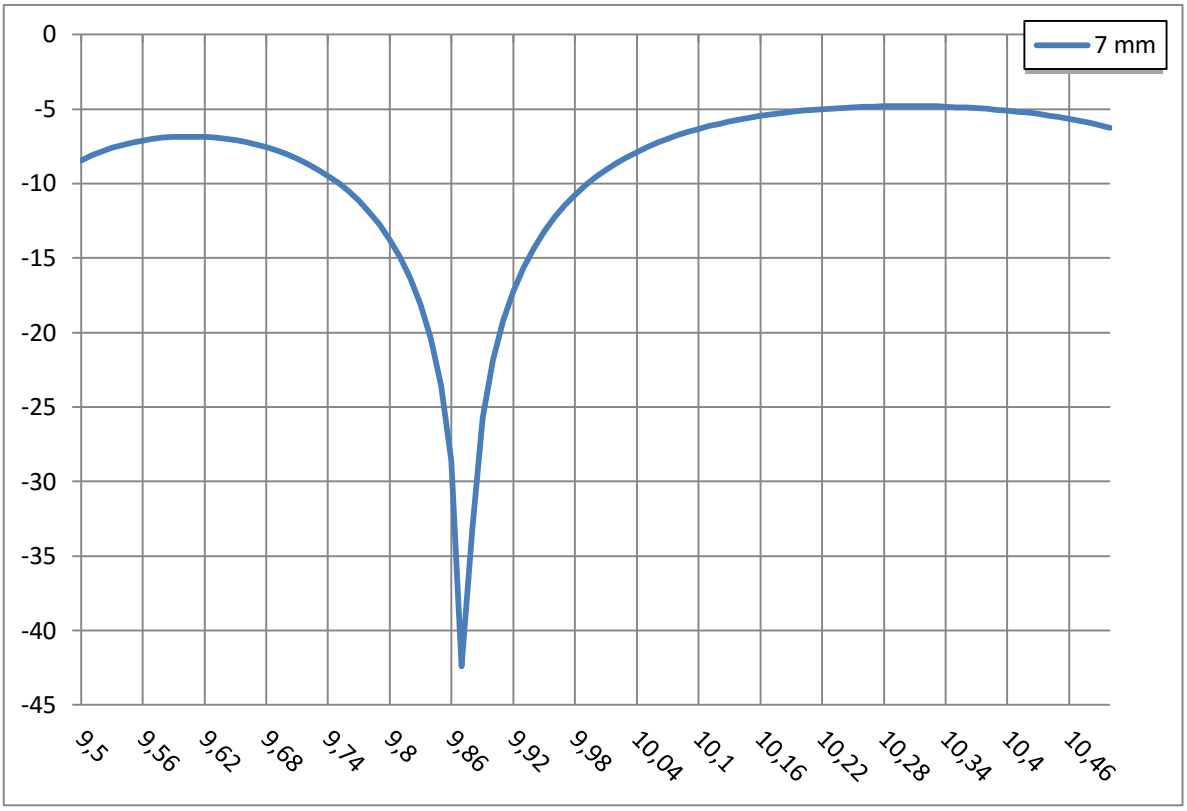
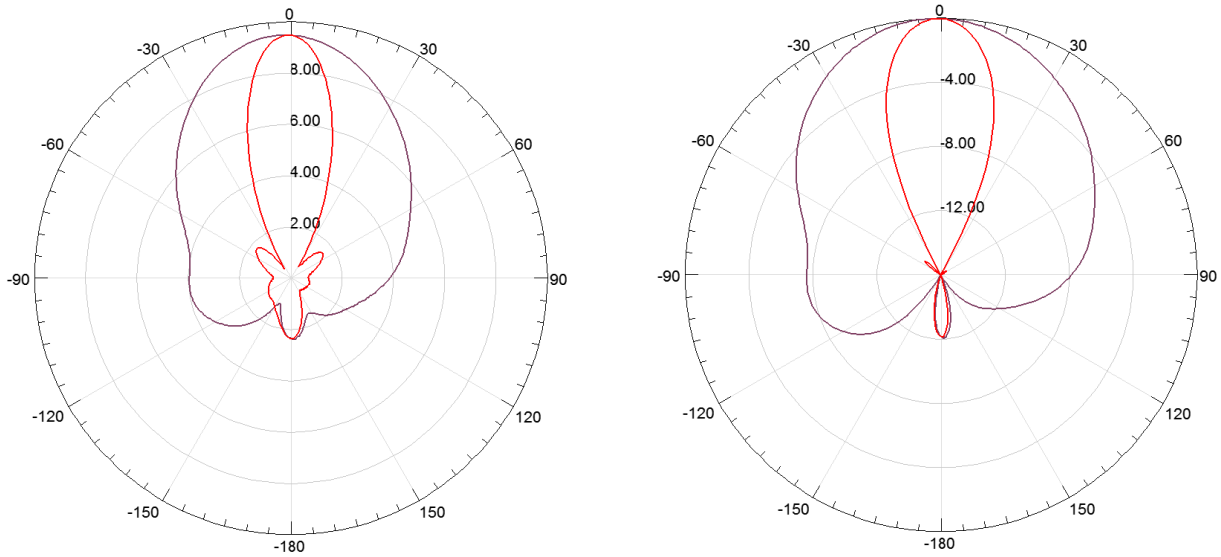


Figura 4.15 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 7 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.16a, em escala linear, e pela Figura 4.16b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.16 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 7 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.6.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	35º
Plano H	83º	123º

Tabela 4.6. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 7 mm.

Com abertura do *taper* equivalente a 6,5 mm, a perda de retorno foi equivalente a -46,2 dB aos 9,87 GHz. Na Figura 4.17, é possível observar a perda de retorno deste projeto de antena.

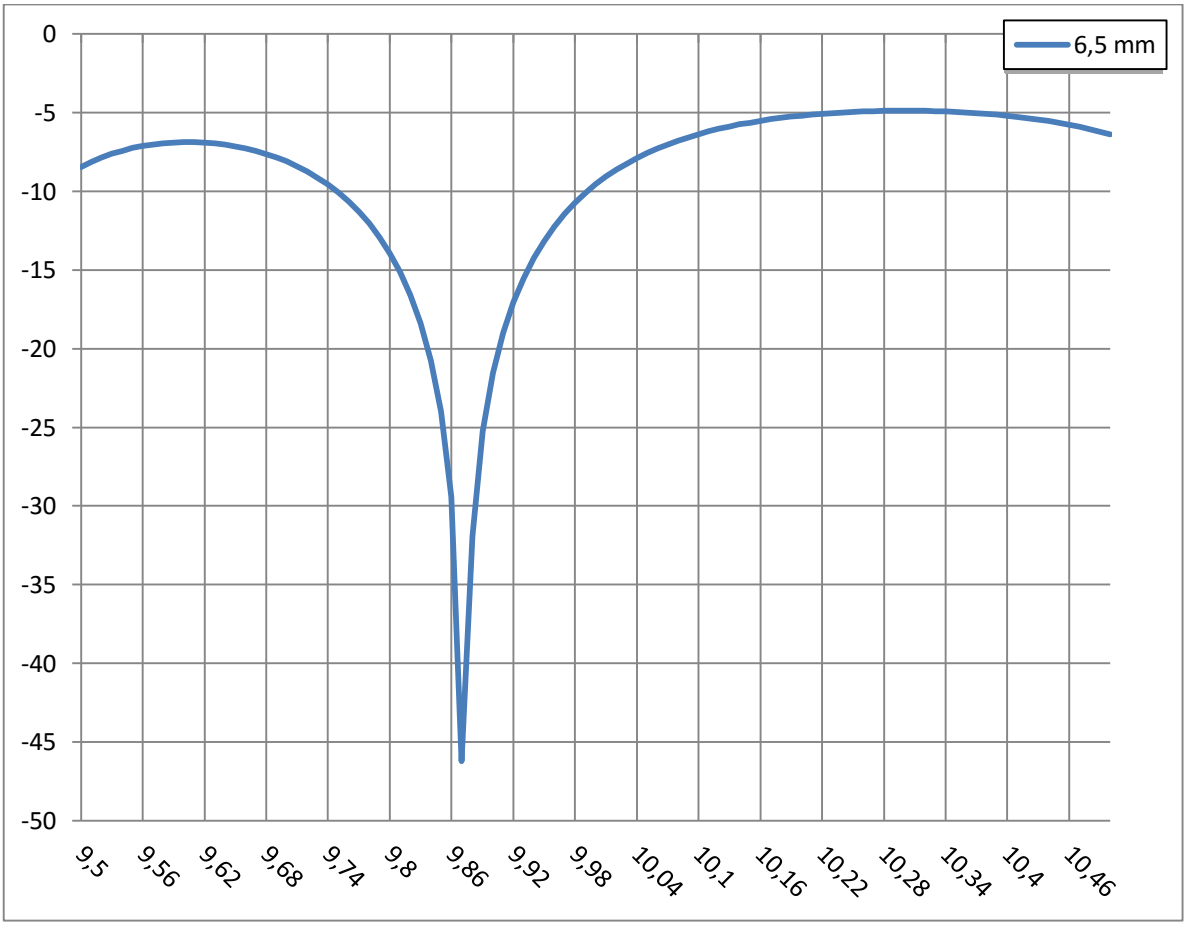
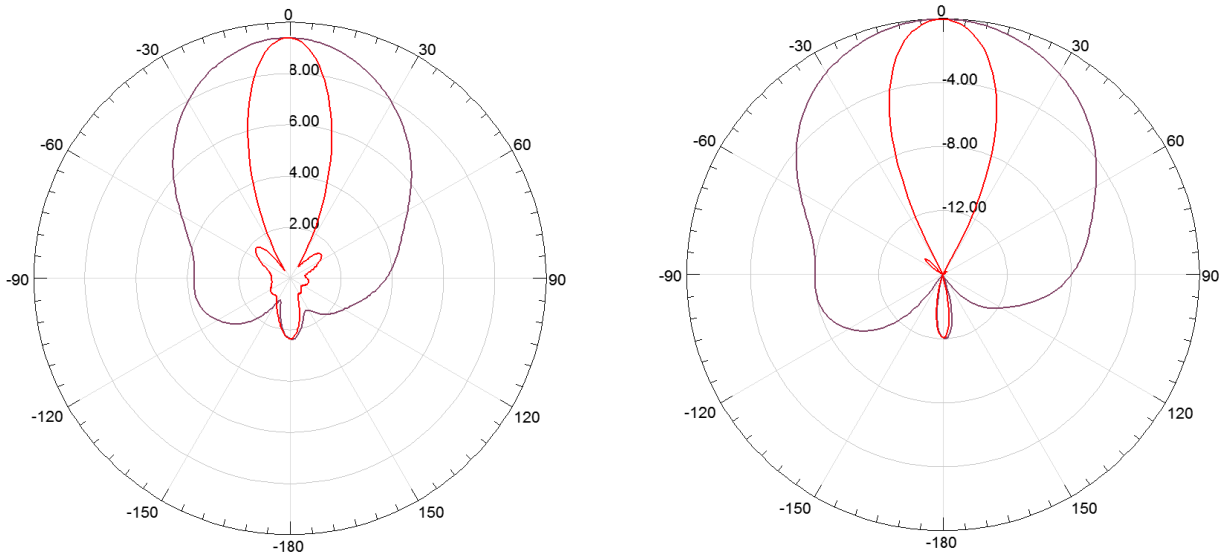


Figura 4.17 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 6,5 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.18a, em escala linear, e pela Figura 4.18b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.18 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 6,5 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.7.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	36º
Plano H	88º	116º

Tabela 4.7. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 6,5 mm.

Com 6 mm de abertura do *taper*, a antena trabalhou com -43,1 dB, com frequência de operação mantida nos 9,87 GHz. A Figura 4.19 ilustra a perda de retorno deste projeto de antena.

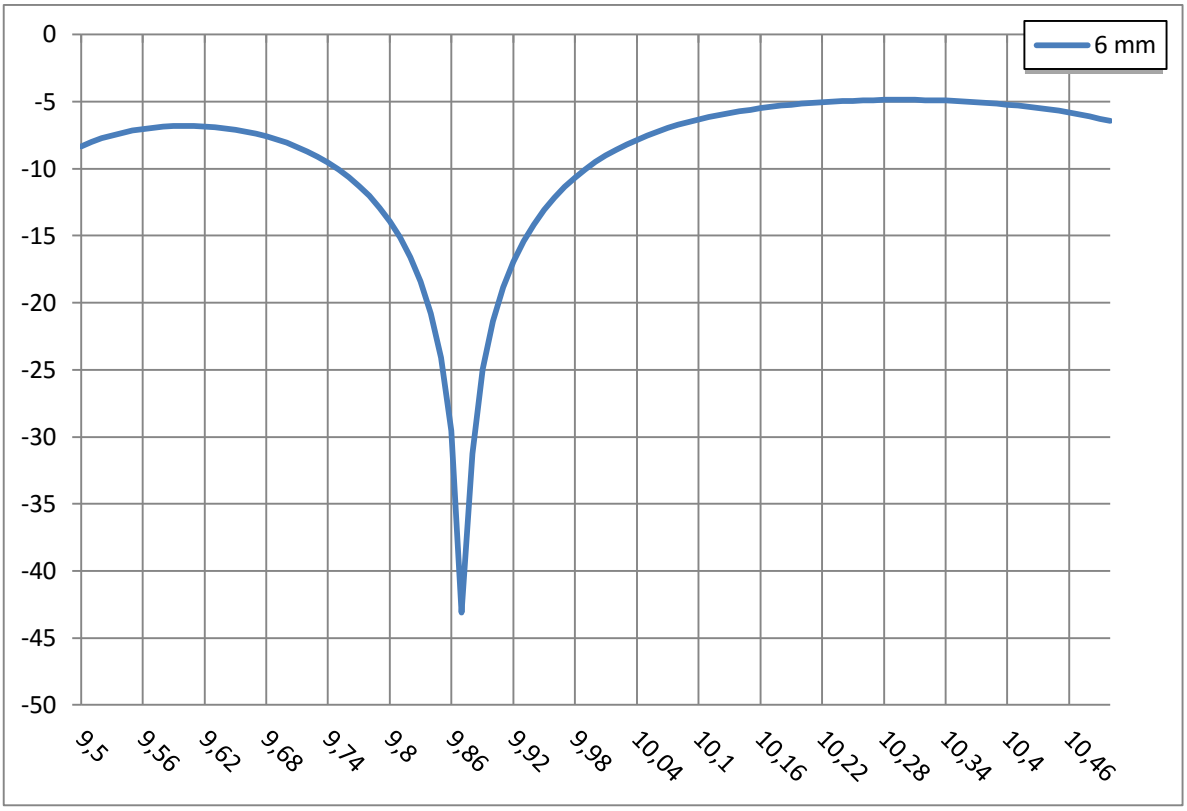
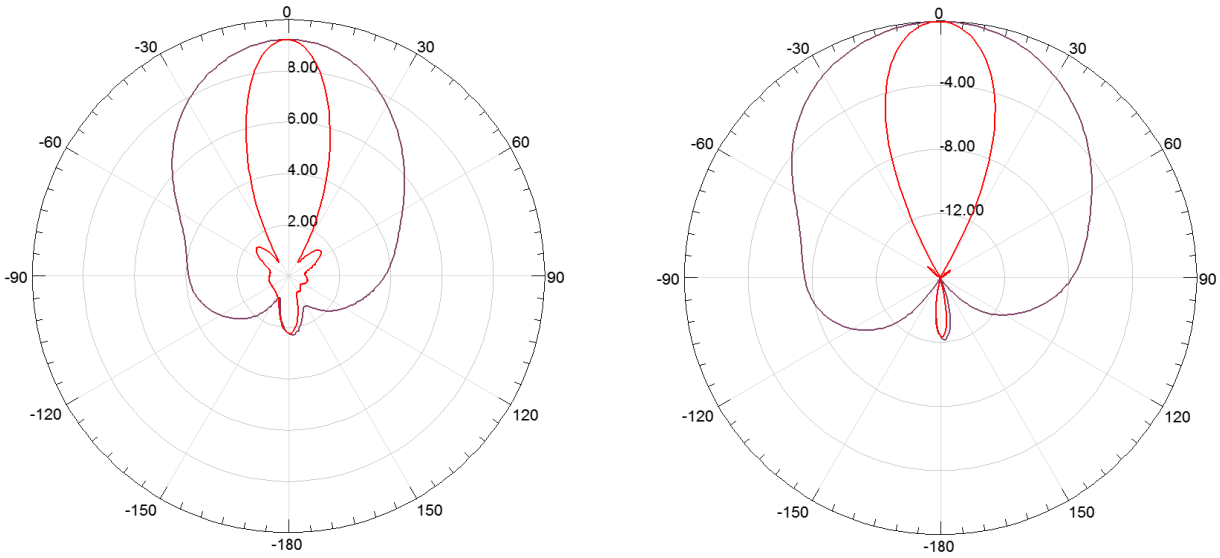


Figura 4.19 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 6 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.20a, em escala linear, e pela Figura 4.20b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.20 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 6 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.8.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	36º
Plano H	87º	117º

Tabela 4.8. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 6 mm.

Com a utilização de abertura do *taper* equivalente a 5,5 mm, a frequência de operação voltou a diminuir. Agora, a frequência de operação é igual a 9,86 GHz e a perda de retorno, -38,2 dB. A Figura 4.21 apresenta os resultados de perda de retorno simulada para este projeto de antena.

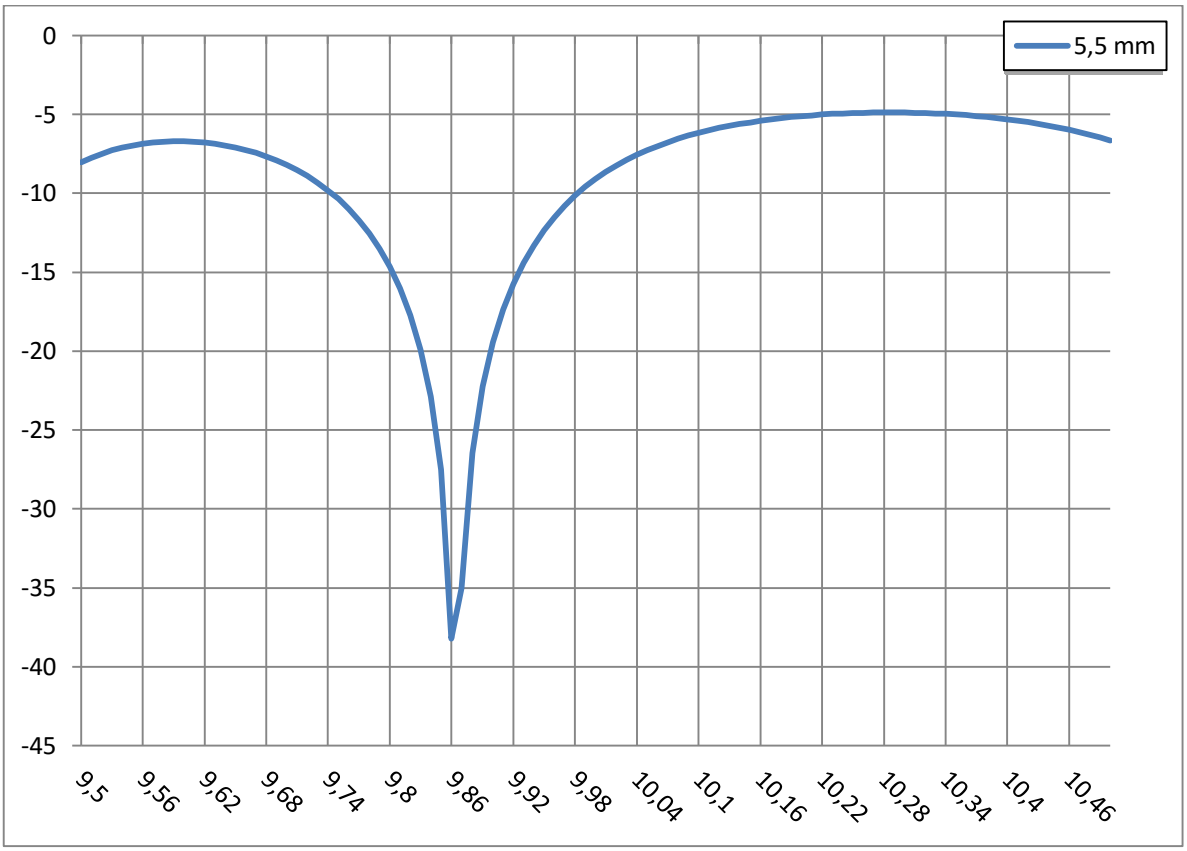
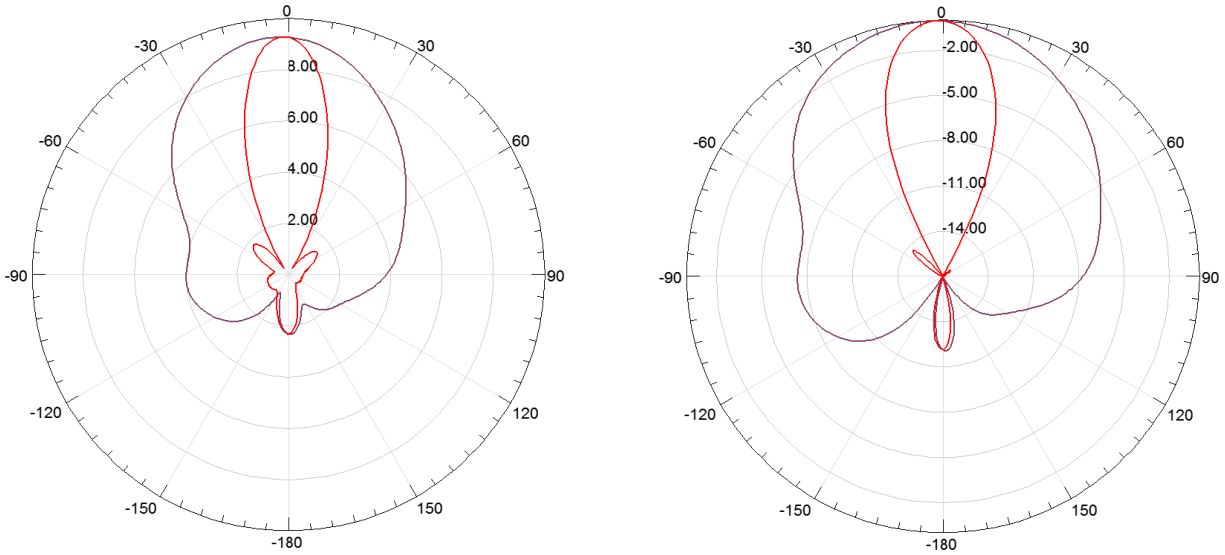


Figura 4.21 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 5,5 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.22a, em escala linear, e pela Figura 4.22b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.22 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 5,5 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.9.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	35º
Plano H	86º	116º

Tabela 4.9. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 5,5 mm.

Para abertura do *taper* equivalente a 5 mm, a antena trabalhou com -52,1 dB de perda de retorno, na frequência de 9,86 GHz. Na Figura 4.23, é possível visualizar a perda de retorno obtida na simulação deste projeto de antena.

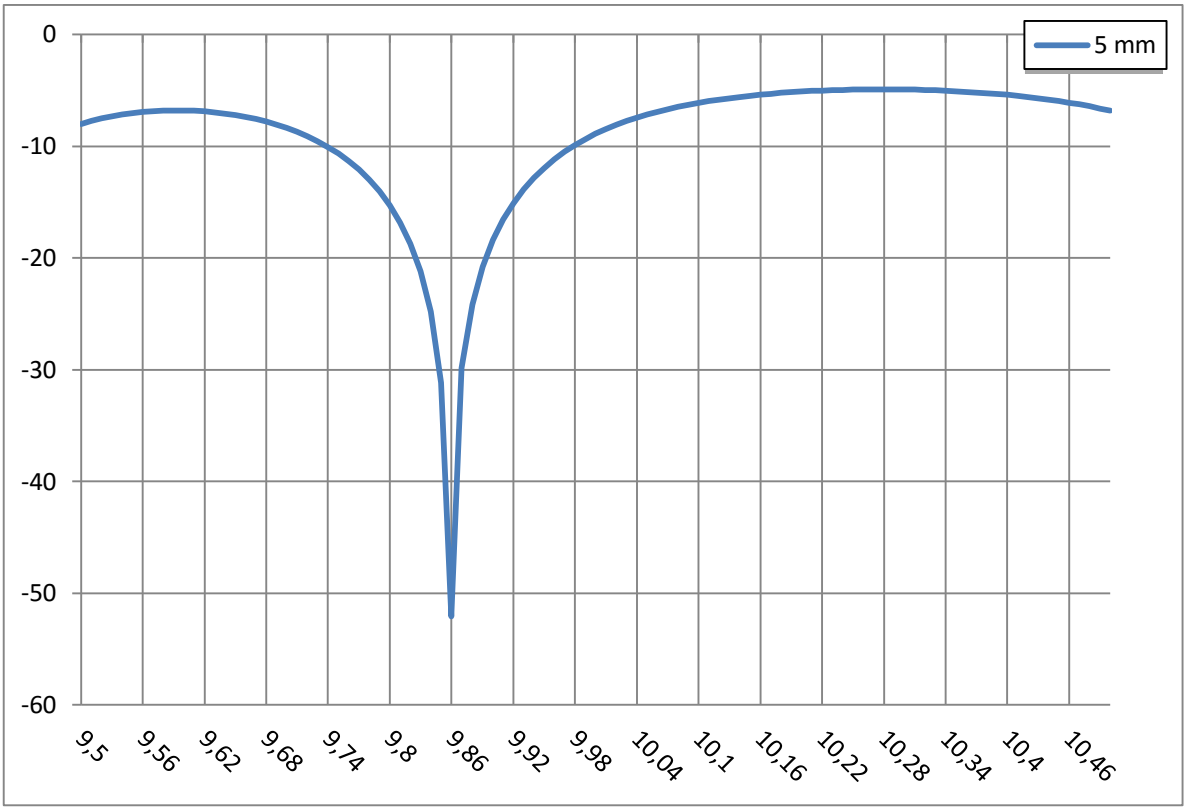
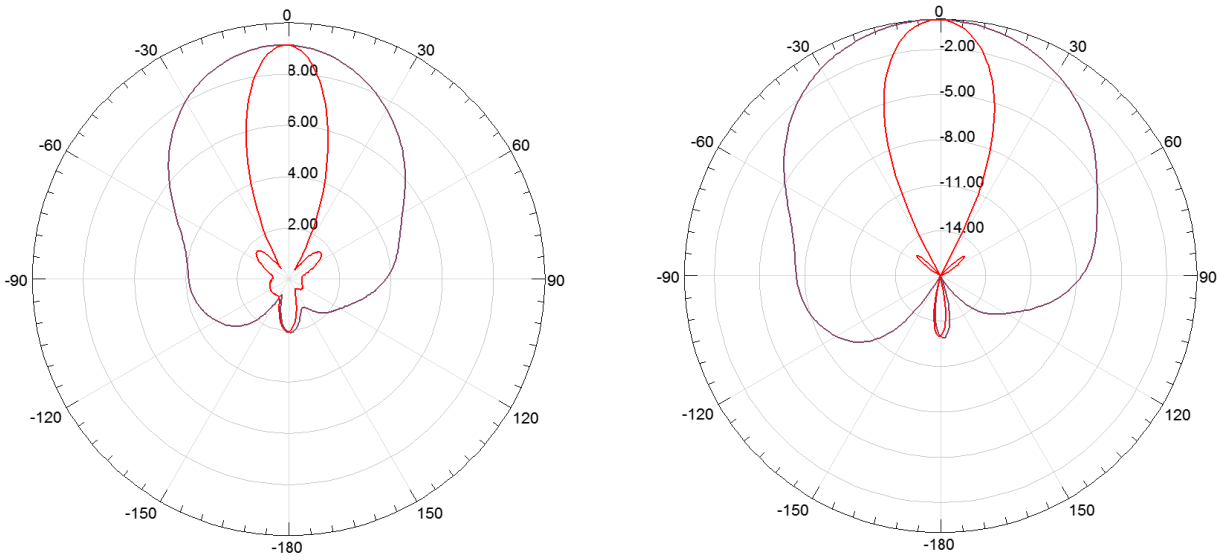


Figura 4.23 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 5 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.24a, em escala linear, e pela Figura 4.24b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.24 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 5 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.10.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	Ângulo de abertura	
	Ângulo de 3 dB	Ângulo de 5 dB
Plano E	28º	36º
Plano H	90º	119º

Tabela 4.10. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 5 mm.

Para a antena com 4,5 mm de abertura do *taper*, a frequência de operação diminuiu para 9,85 GHz e a perda de retorno foi equivalente a -44,2 dB. A Figura 4.25 apresenta a perda de retorno deste projeto de antena.

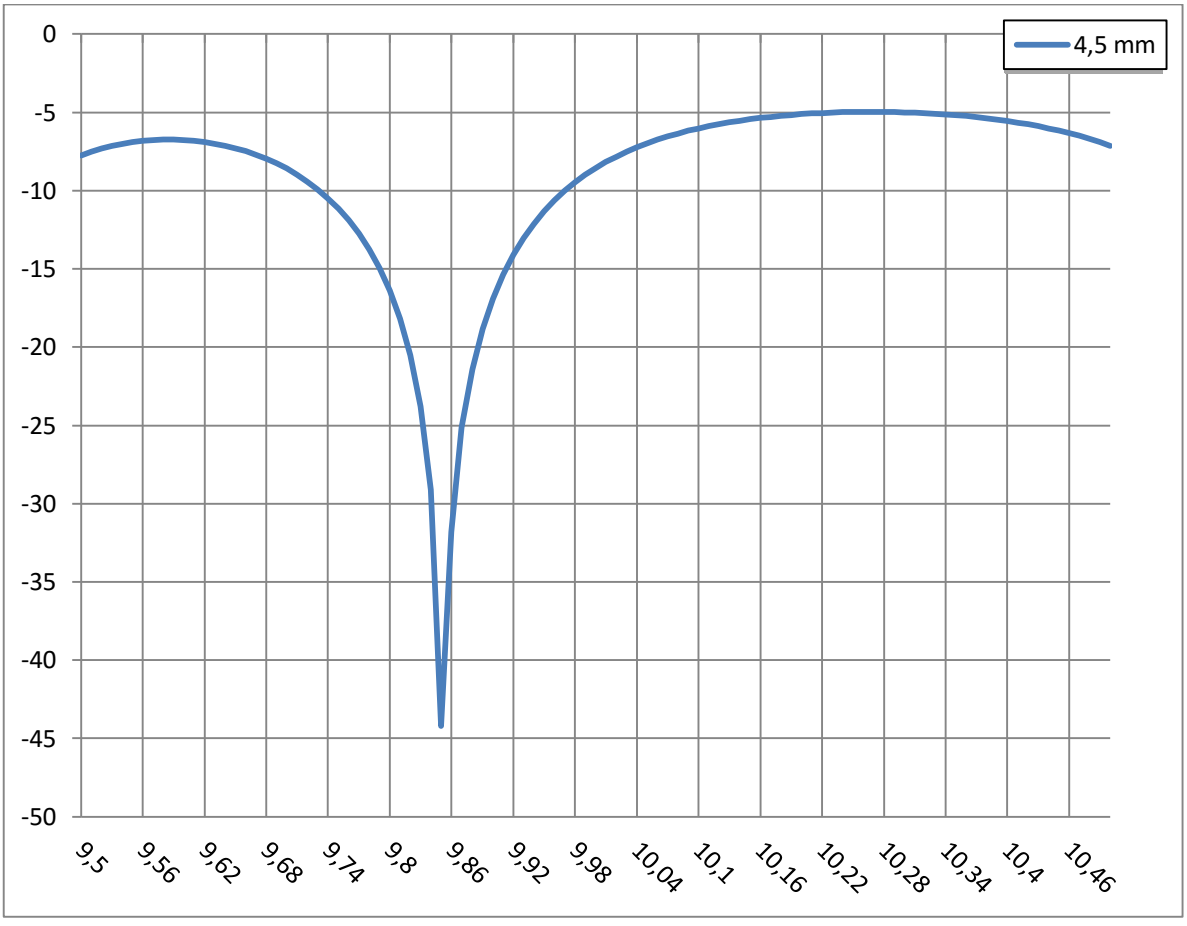
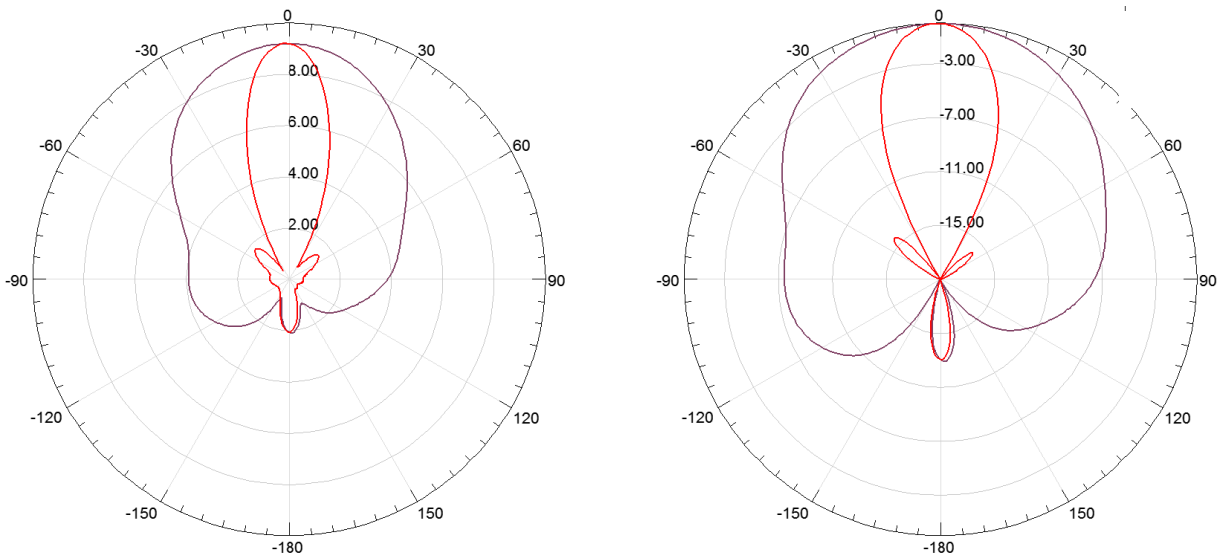


Figura 4.25 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 4,5 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.26a, em escala linear, e pela Figura 4.26b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.26 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 4,5 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.11.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	29º	36º
Plano H	90º	118º

Tabela 4.11. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 4,5 mm.

Para a antena com 4 mm de abertura do *taper*, a frequência de operação foi equivalente a 9,85 GHz e a perda de retorno, -42,4 dB. A Figura 4.27 ilustra a perda de retorno simulada para este projeto de antena.

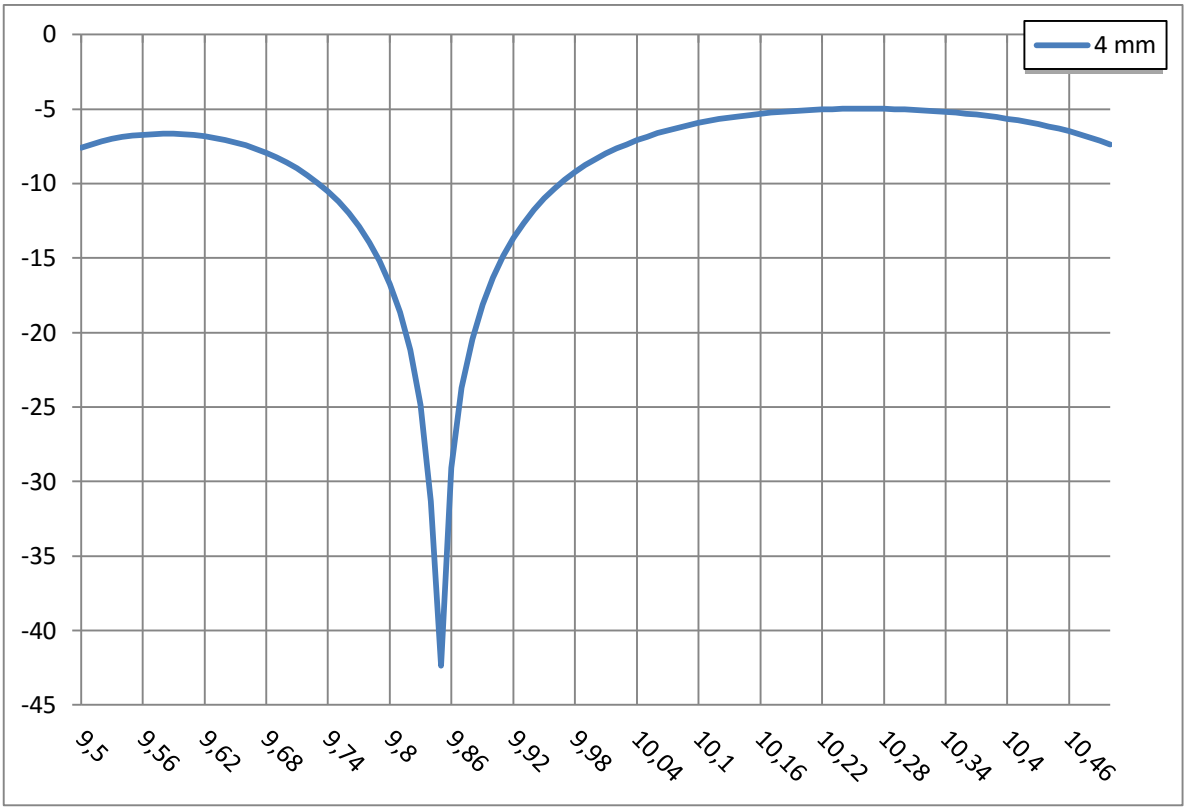
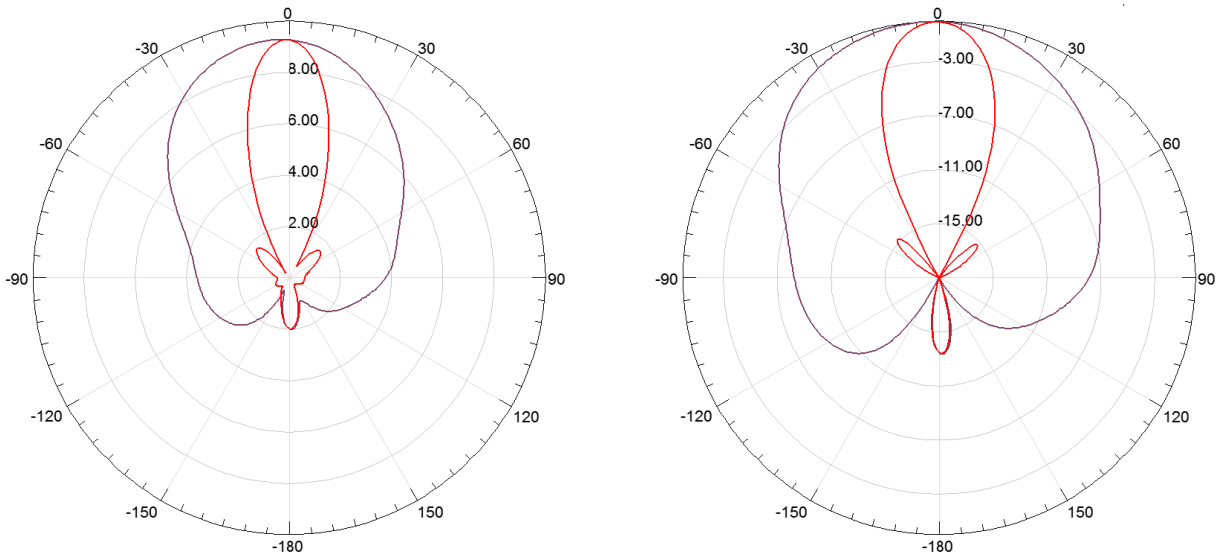


Figura 4.27 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 4 mm.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.28a, em escala linear, e pela Figura 4.28b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.28 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 4 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.12.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	27º	35º
Plano H	88º	116º

Tabela 4.12. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 4 mm.

Ao utilizar abertura do *taper* de 3,5 mm, a frequência de operação diminuiu para 9,84 GHz. A perda de retorno foi igual a -31,7 dB. Na Figura 4.29, é ilustrada a perda de retorno deste projeto de antena.

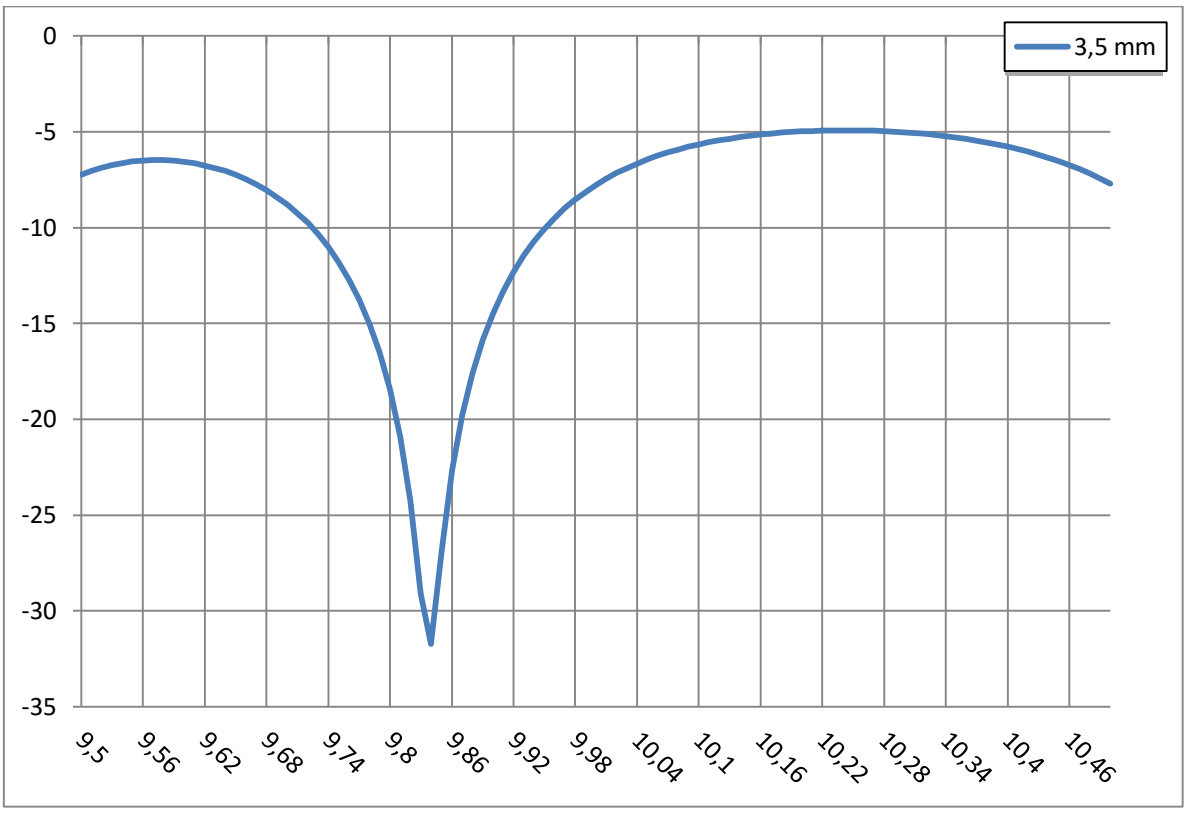
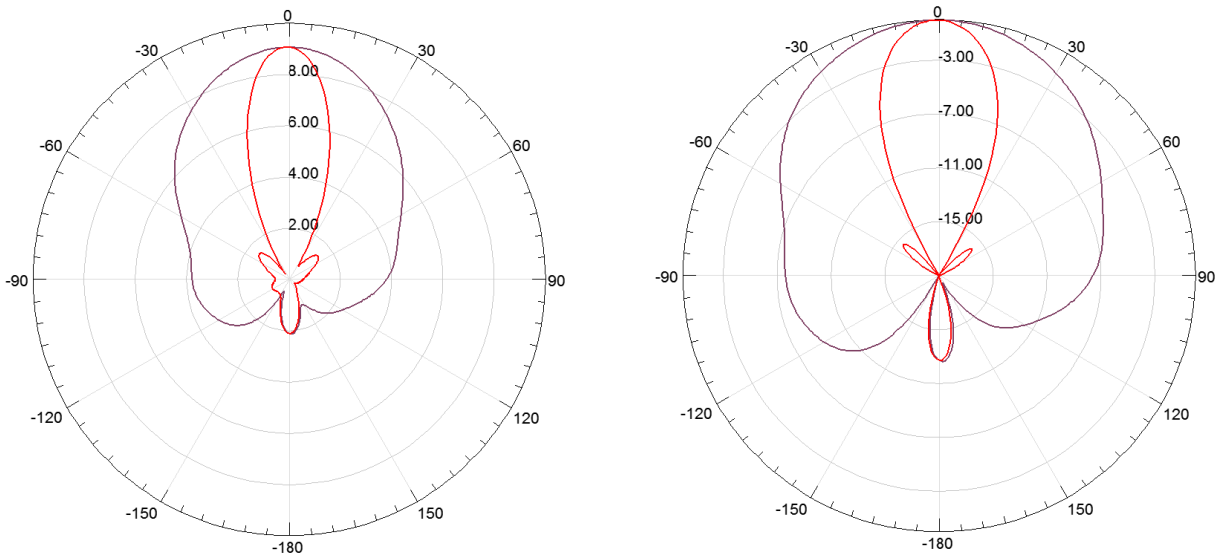


Figura 4.29 – Perda de retorno na frequência de operação da antena com abertura do *taper* equivalente a 3,5 mm.

É possível notar que a frequência de operação diminui gradativamente com o estreitamento da abertura do *taper*, o que significa um afastamento maior da frequência de operação planejada. Nota-se também que, para os casos em que a frequência de operação manteve-se a mesma, a perda de retorno tendeu a melhorar quando a abertura do *taper* diminuía.

Os diagramas de irradiação de plano E (φ = 90°) e plano H (φ = 0°), representados, respectivamente, pelas linhas vermelha e roxa, são apresentados pela Figura 4.30a, em escala linear, e pela Figura 4.30b, em decibéis.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.30 – Diagrama de irradiação da antena com abertura do *taper* equivalente a 3,5 mm.

Os ângulos de abertura deste projeto de antena obtidos para a configuração de plano E e plano H são apresentados na Tabela 4.13.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	36º
Plano H	87º	116º

Tabela 4.13. Ângulos de abertura da antena com abertura do *taper* equivalente a 3,5 mm.

4.2.1. Comparação de perda de retorno

Agora que os diversos valores de abertura do *taper* foram utilizados em simulação, é realizada uma comparação dos valores de perda de retorno obtidos. Todos os valores de variação de abertura do *taper* utilizados nas simulações de ajuste de abertura do *taper* são considerados, assim como o valor utilizado anteriormente, equivalente a 9,135 mm (considerando a linha *microstrip* na parte traseira da placa de circuito impresso).

A Figura 4.31 ilustra graficamente o comportamento da perda de retorno em relação à variação da abertura do *taper*.

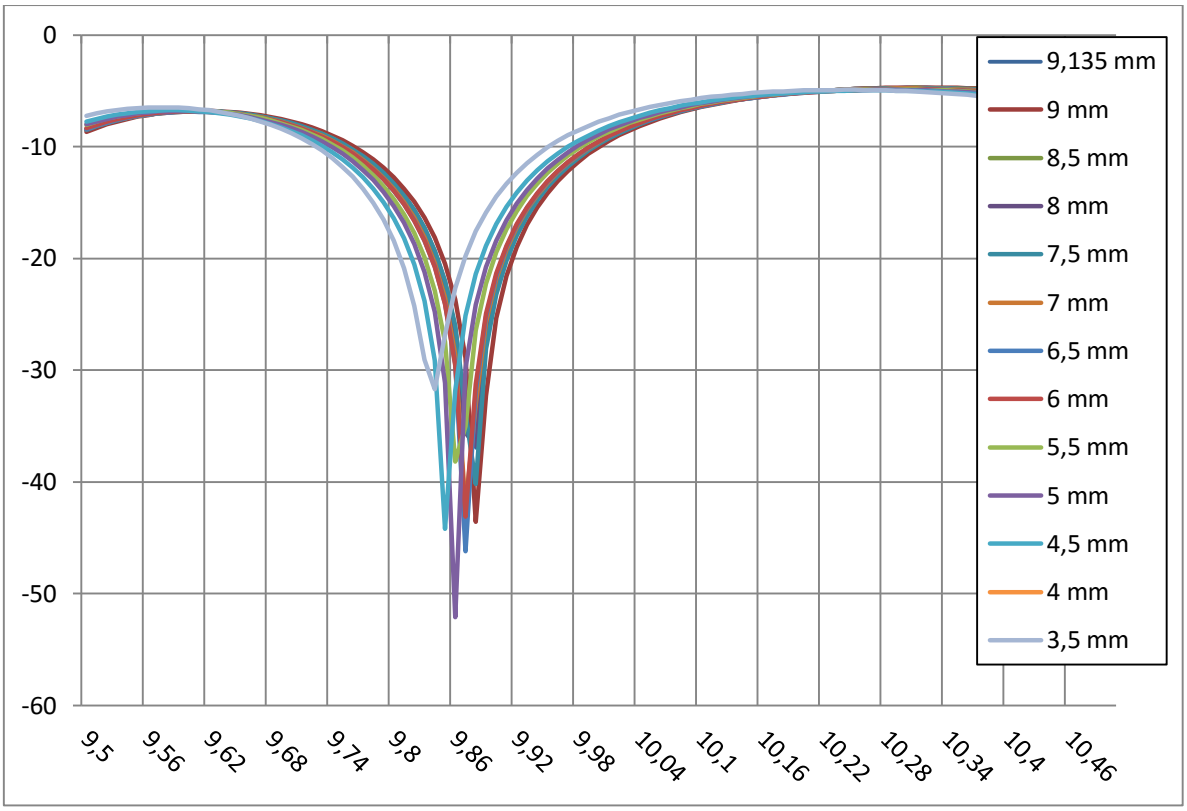


Figura 4.31 – Comparação de perda de retorno entre as antenas com diferentes aberturas do *taper*.

Como dito anteriormente, foram observadas duas consequências da diminuição da abertura do *taper*: o afastamento da frequência de operação em comparação à frequência com abertura de 9,135 mm e a melhoria da perda de retorno para modelos em que a frequência de operação não variou. Nota-se que, para resultados de perda de retorno em que a frequência de operação não varia, a perda de retorno diminui com a diminuição da largura da linha, o que é desejável. Porém, também com o aumento da linha, a frequência de operação se afasta da frequência planejada.

A Tabela 4.14 apresenta uma comparação dos valores de frequência de operação e perda de retorno das antenas simuladas com diferentes valores de abertura do *taper*.

Abertura do *taper*	**Frequência de operação**	**Perda de retorno**
9,135 mm	9,88 GHz	-37 dB
9 mm	9,88 GHz	-43,6 dB
8,5 mm	9,88 GHz	-36,6 dB

8 mm	9,88 GHz	-36,7 dB
7,5 mm	9,88 GHz	-40,2 dB
7 mm	9,87 GHz	-42,4 dB
6,5 mm	9,87 GHz	-46,2 dB
6 mm	9,87 GHz	-43,1 dB
5,5 mm	9,86 GHz	-38,2 dB
5 mm	9,86 GHz	-52,1 dB
4,5 mm	9,85 GHz	-44,2 dB
4 mm	9,85 GHz	-42,4 dB
3,5 mm	9,84 GHz	-31,7 dB

Tabela 4.14. Comparação dos melhores valores de perda de retorno para diferentes aberturas do *taper*.

A seguir, é apresentada pela Figura 4.32 uma comparação gráfica somente entre os considerados melhores resultados e o resultado de perda de retorno da antena com abertura do *taper* igual a 9,135 mm (com a linha *microstrip* na parte traseira da placa de circuito impresso). Foram escolhidos como melhores resultados a menor perda de retorno obtida, independente da frequência de operação na situação, e a menor perda de retorno na melhor frequência de operação.

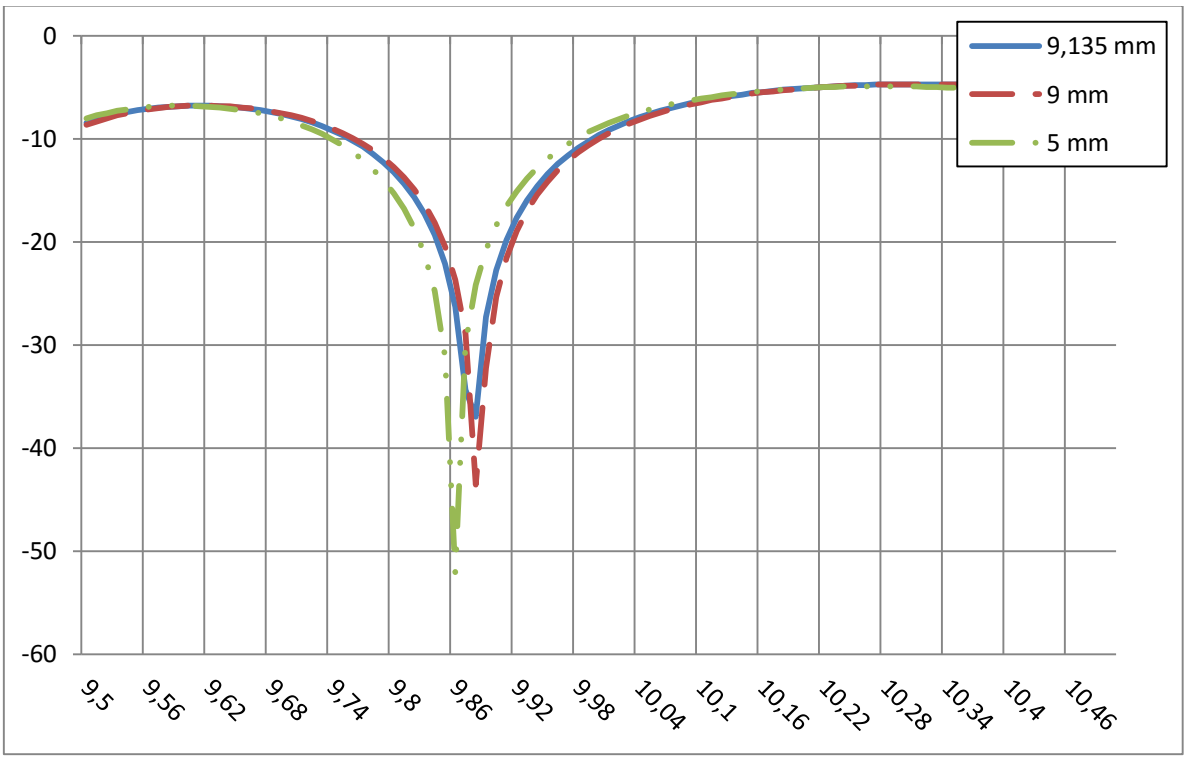


Figura 4.32 – Melhores resultados de perda de retorno para as antenas com diferentes aberturas do *taper*.

Todos estes três resultados são interessantes para o estudo da otimização da antena. É pertinente que seja mantida a comparação entre os dois modelos otimizados (para os valores de abertura do *taper* equivalentes a 5 mm e 9 mm) nos futuros passos do estudo, para que seja possível escolher posteriormente qual melhor se adapta às necessidades, visto que cada um possui seus pontos positivos e negativos. O modelo com abertura do *taper* de 9,135 mm, por sua vez, servirá como base comparativa para os demais.

4.2.2. Comparação de largura de feixe

A Tabela 4.15 apresenta os valores de ângulo de abertura de 3 dB e 5 dB das antenas simuladas com os diferentes valores de abertura do *taper* que foram usados nas simulações.

Ângulo de abertura das antenas	**Ângulo de abertura**			
	Plano E		**Plano H**	
Abertura do *taper*	**Ângulo de 3 dB**	**Ângulo de 5 dB**	**Ângulo de 3 dB**	**Ângulo de 5 dB**
9,135 mm	28º	35º	84º	118º
9 mm	28º	36º	86º	112º
8,5 mm	28º	35º	89º	120º
8 mm	29º	36º	87º	115º
7,5 mm	29º	36º	87º	117º
7 mm	28º	35º	83º	123º
6,5 mm	28º	36º	88º	116º
6 mm	28º	36º	87º	117º
5,5 mm	28º	35º	86º	116º
5 mm	28º	36º	90º	119º
4,5 mm	29º	36º	90º	118º
4 mm	27º	35º	88º	116º
3,5 mm	28º	36º	87º	116º

Tabela 4.15. Comparação dos ângulos de abertura obtidos para as diferentes aberturas do *taper*.

A variação do *taper* não afeta o ângulo de abertura significantemente. O principal parâmetro de escolha da melhor antena é a perda de retorno.

4.3. VARIAÇÃO DA ÁREA DO SUBSTRATO

Por fim, foram realizados testes em que o comprimento do circuito da antena foi expandido além da terminação refletora de vias (ou seja, o comprimento interno da estrutura de guia de onda permanece inalterado), de modo a verificar se a posição das mesmas próxima à borda da placa de circuito impresso provoca algum tipo de interferência nos resultados e se o novo modelo diminui tal interferência.

Foram simulados modelos expandidos para os casos otimizados, ou seja, as antenas com abertura do taper equivalente a 5 mm e 9 mm.

A partir deste ponto, os modelos expandidos com abertura do *taper* equivalentes a 5 mm e 9 mm serão chamados, respectivamente, de 5BMA e 9BMA.

A Figura 4.33 representa a perda de retorno da antena 9BMA.

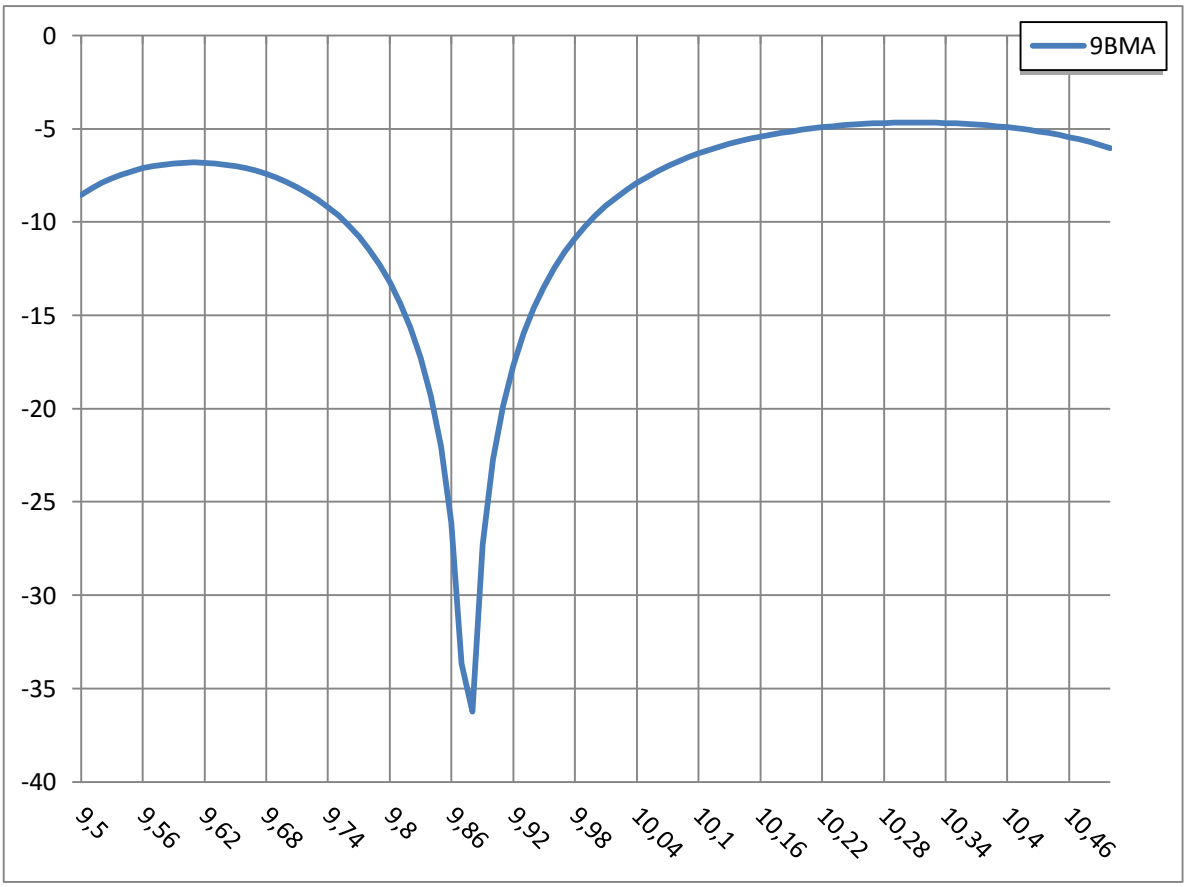
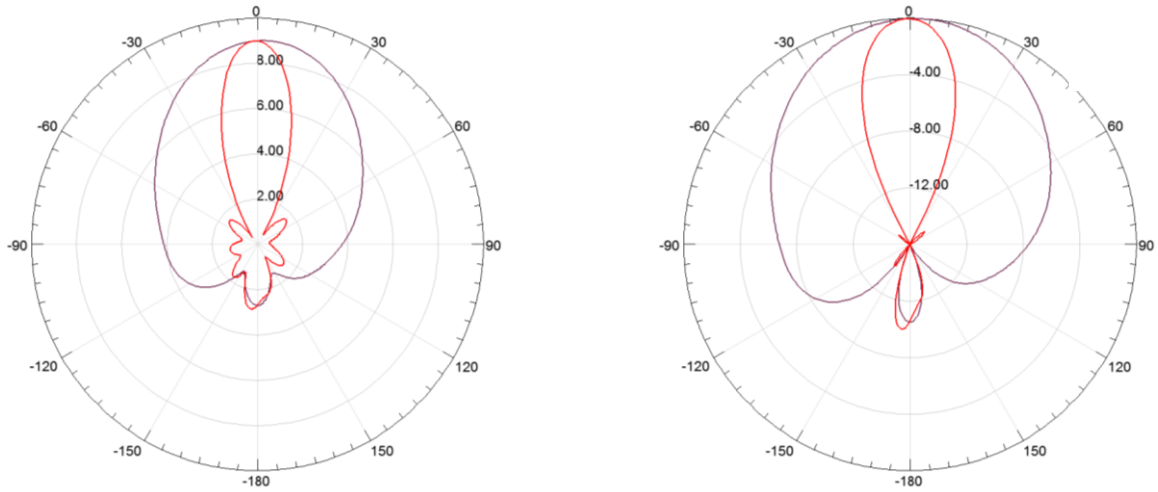


Figura 4.33 – Perda de retorno da antena 9BMA na frequência de operação.

As figuras 4.34a e 4.34b representam, respectivamente, os diagramas de irradiação linear e em dB da antena 9BMA.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.34 – Diagrama de irradiação da antena 9BMA.

A Tabela 4.16 apresenta os ângulos de abertura obtidos em simulação para a antena 9BMA.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	28º	35º
Plano H	89º	128º

Tabela 4.16. Ângulos de abertura da antena 9BMA.

O ganho da antena 9BMA é 1,817 dBi. A Figura 4.35 ilustra o ganho da antena.

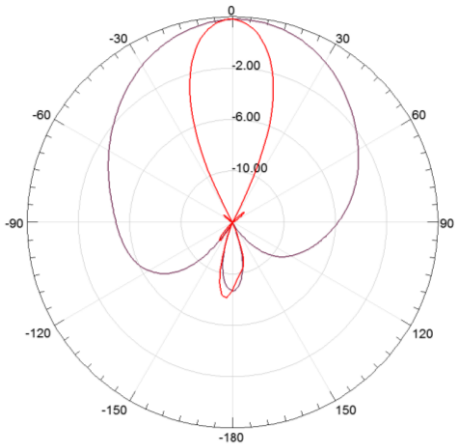


Figura 4.35. Ganho da antena 9BMA.

A Figura 4.36 representa a perda de retorno da antena 5BMA.

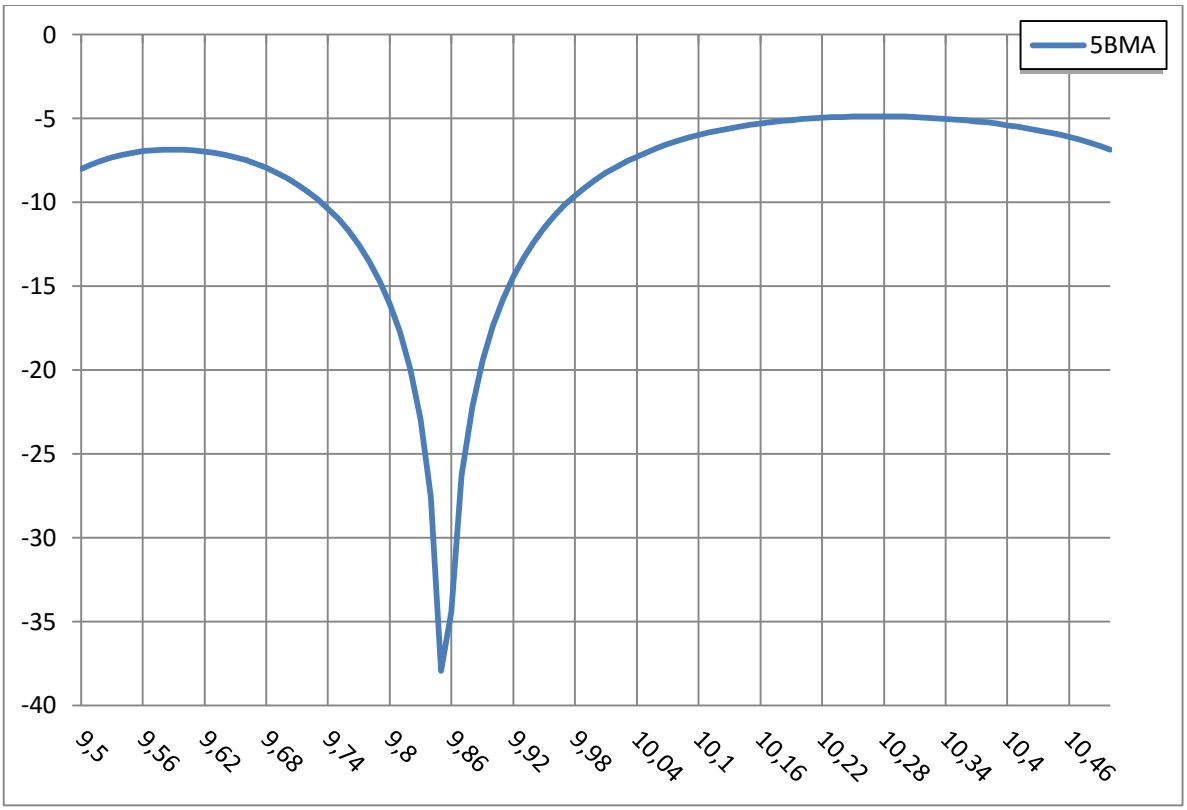
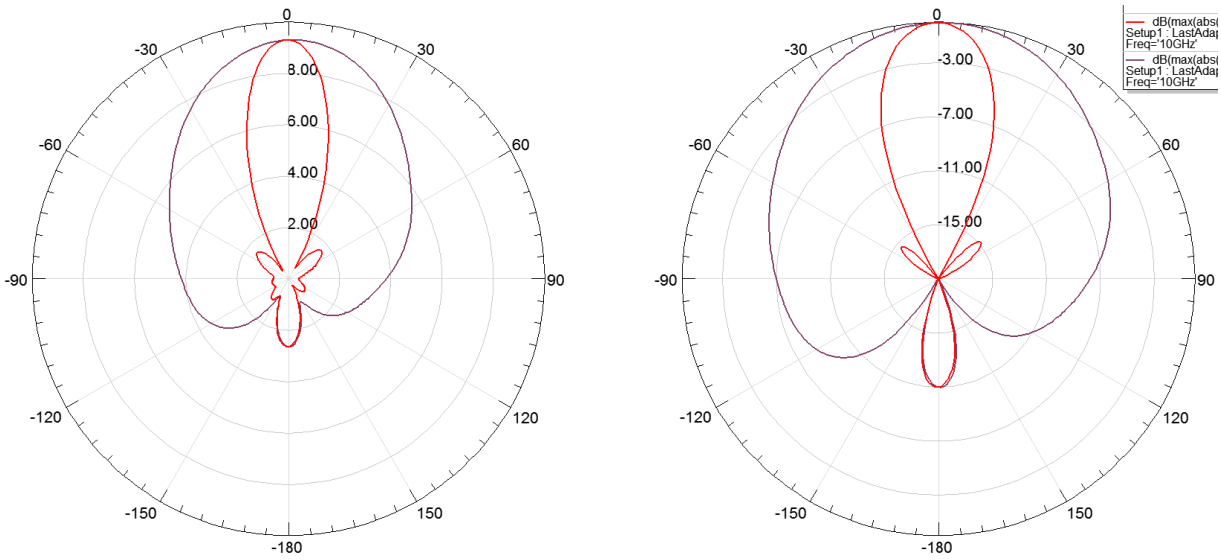


Figura 4.36 – Perda de retorno da antena 5BMA na frequência de operação.

As figuras 4.37a e 4.37b representam, respectivamente, os diagramas de irradiação linear e em dB da antena 5BMA.



(a) Escala linear **(b) Escala decibel**

Figura 4.37 – Diagrama de irradiação da antena 5BMA.

A Tabela 4.17 apresenta os ângulos de abertura obtidos em simulação para a antena 5BMA.

Ângulo de abertura em relação ao plano de irradiação	**Ângulo de abertura**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**
Plano E	27º	35º
Plano H	87º	128º

Tabela 4.17. Ângulos de abertura da antena 5BMA.

O ganho da antena 5BMA é 2,249 dBi. A Figura 4.38 ilustra o ganho da antena.

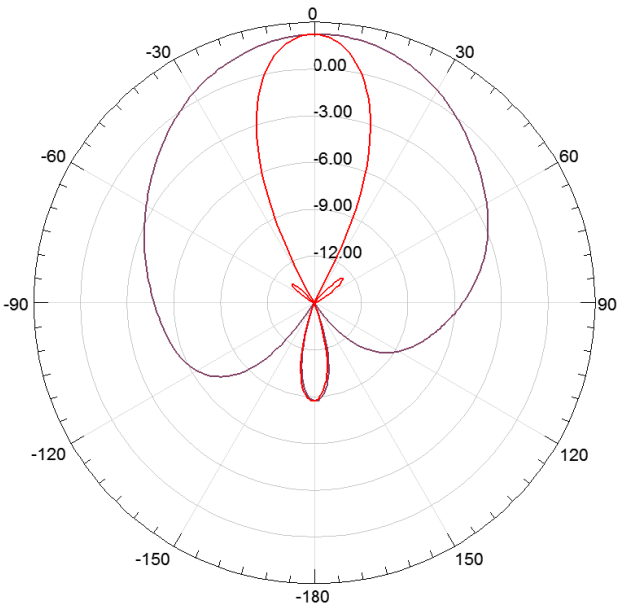


Figura 4.38. Ganho da antena 5BMA.

Os modelos de antena com abertura do taper de 9,135 mm, com microstrip nas partes frontal e traseira da placa de circuito impresso, serão utilizados como comparação aos resultados aqui obtidos.

A Figura 4.39 apresenta um gráfico comparativo dos resultados de perda de retorno dos modelos 9BMA e 5BMA com o modelo com microstrip na parte frontal da placa de circuito impresso.

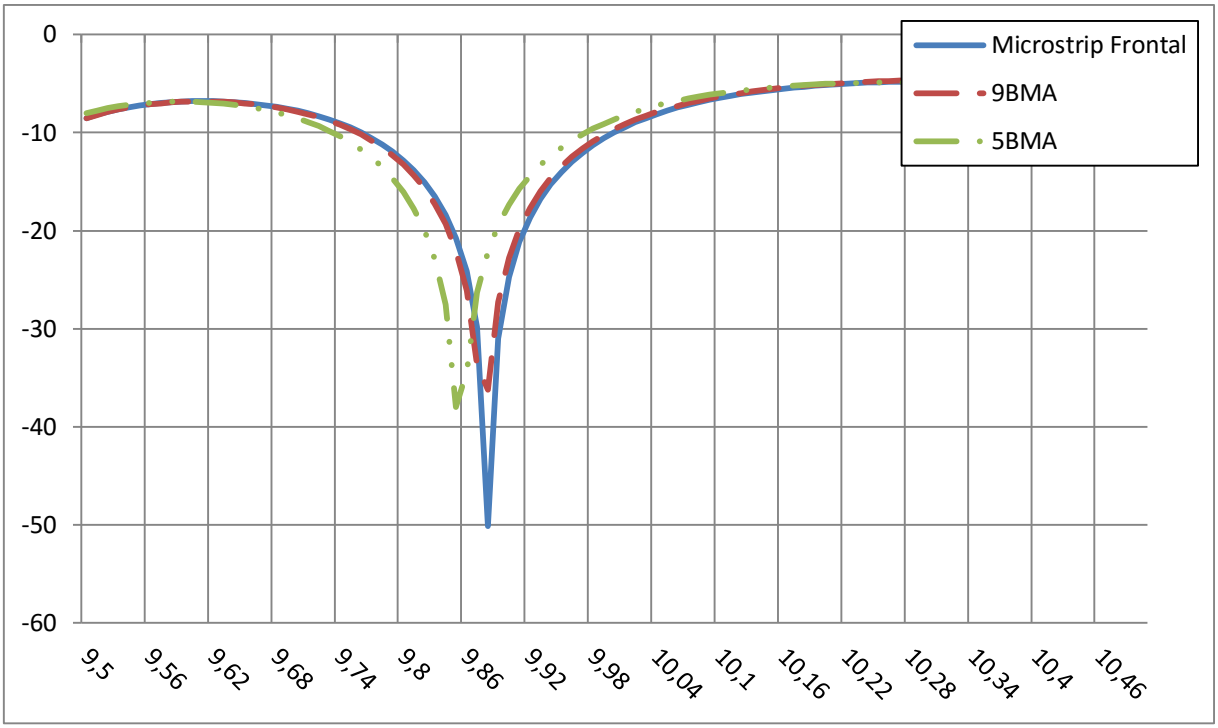


Figura 4.39 – Comparação dos resultados das antenas otimizadas com o modelo com microstrip frontal.

A Figura 4.40 apresenta uma comparação com o modelo com microstrip na parte traseira da placa de circuito impresso.

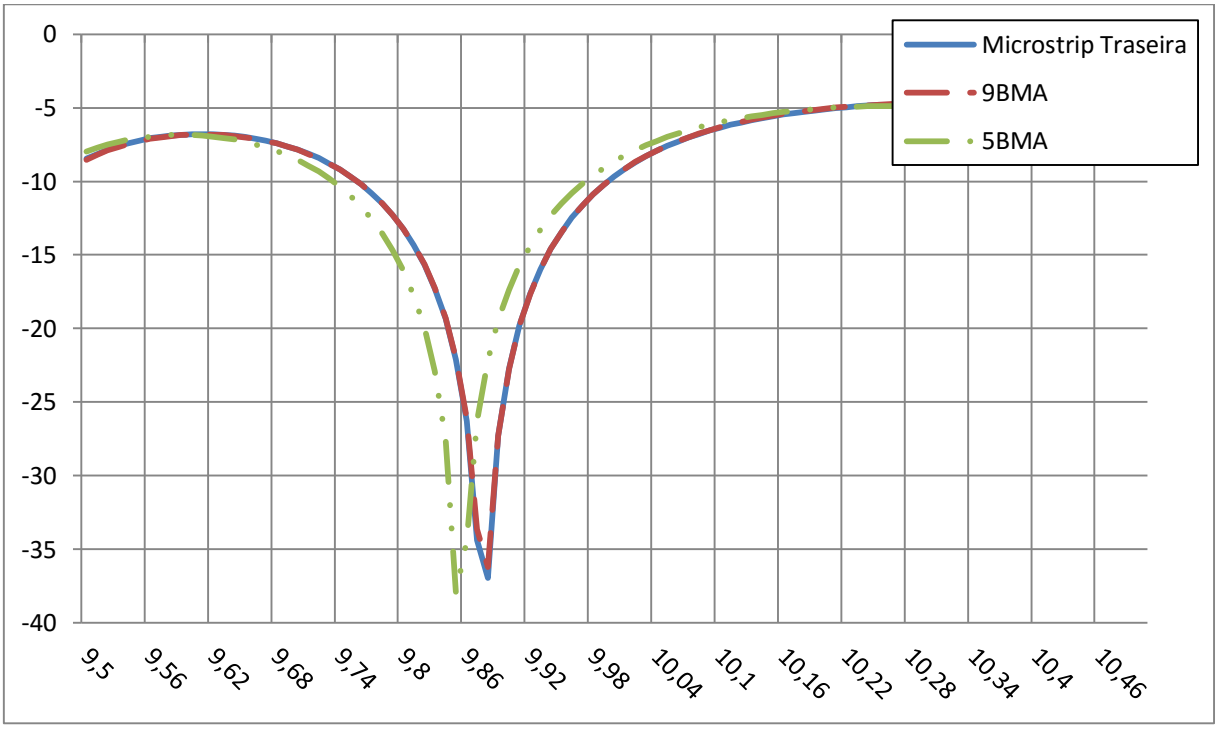


Figura 4.40 – Comparação dos resultados das antenas otimizadas com o modelo com microstrip traseira.

A comparação dos resultados de perda de retorno do modelo inicial projetado (com microstrip nas partes frontal e traseira da placa de circuito impresso) com a dos modelos

expandidos apresentados nesta sessão são semelhantes aos obtidos na comparação feita com os modelos não expandidos (modelos de antena não expandidos com largura de abertura do *taper* igual a 9 mm e 5 mm), não sendo preferível um ao outro.

A Tabela 4.18 apresenta, com finalidade comparativa, os resultados de ângulo de abertura de plano E e plano H dos modelos 9BMA, 5BMA e os modelos originais.

Ângulo de abertura das antenas	**Ângulo de abertura**			
	Plano E		**Plano H**	
	Ângulo de 3 dB	**Ângulo de 5 dB**	**Ângulo de 3 dB**	**Ângulo de 5 dB**
Microstrip frontal	28º	36º	87º	117º
Microstrip traseira	28º	35º	84º	118º
9BMA	28º	35º	89º	128º
5BMA	27º	35º	87º	128º

Tabela 4.18. Resultados comparativos de ângulo de abertura.

Novamente, os resultados não sugerem preferência entre os modelos expandidos e não expandidos, mas confirmam a melhoria no uso de antenas com abertura do *taper* equivalente a 5 mm e 9 mm.

Visando evitar possíveis interferências eletromagnéticas que possam ocorrer em componentes reais fabricados e analisando os resultados simulados, serão escolhidos como os melhores modelos as antenas 5BMA e 9BMA, com estas aberturas do *taper* e placa expandida.

5. FABRICAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO EXPERIMENTAL DAS ANTENAS

5.1. PRIMEIRO PROTÓTIPO

A fabricação foi realizada no Laboratório de Radiofrequência e Propagação da UFF, utilizando a prototipadora LPKF S103, vista na Figura 5.1.

Figura 5.1. Prototipadora LPKF S103.

Como a prototipadora do laboratório não possui, até o presente momento, o kit de metalização da LPKF, não foi possível realizar o processo de metalização das vias dos guias de onda SIWG e das antenas de conjunto de fendas. Alternativamente, foi realizado um método de metalização das vias com soldagem manual. Cortes de fio rígido de cobre com o diâmetro das vias foram inseridos em cada via, sendo cada uma delas posteriormente coberta com a solda, em uma tentativa de preencher completamente cada uma das vias com material metálico.

Nesta etapa, os processos de otimização apresentados no Capítulo 4 ainda não haviam sido concluídos. O objetivo principal era, a princípio, provar o funcionamento básico das

antenas somente. Foram escolhidos os melhores resultados de simulação até então para servir como base das antenas fabricadas.

Foram utilizados conectores SMA de alta frequência em todas as antenas fabricadas, sendo os mesmos soldados à linha *microstrip* de alimentação de cada antena. Os conectores utilizados garantem bons resultados, com baixas perdas, até frequências próximas a 20 GHz.

5.1.1. Substrato FR-4

Foram fabricados dois pares de antenas de conjunto de fendas iguais. Para todos os projetos, a largura a_{SIWG} equivale a 9,135 mm.

As antenas serão chamadas de TX1, RX1, TX2 e RX2; sendo as antenas TX1 e RX1 as antenas do primeiro par fabricado e montado e as antenas TX2 e RX2 correspondentes ao segundo par.

O modelo 3D das antenas no **ANSYS HFSS 2014** [16] foi exportado no formato GuerberX pela ferramenta **Ansoft Designer 7.0** [18], de forma que possa ser interpretado pelo *software* **LPKF CircuitPro PM 2.1** [19], para realizar a fabricação dos protótipos das antenas.

Uma foto das antenas após a fabricação é apresentada na Figura 5.2.

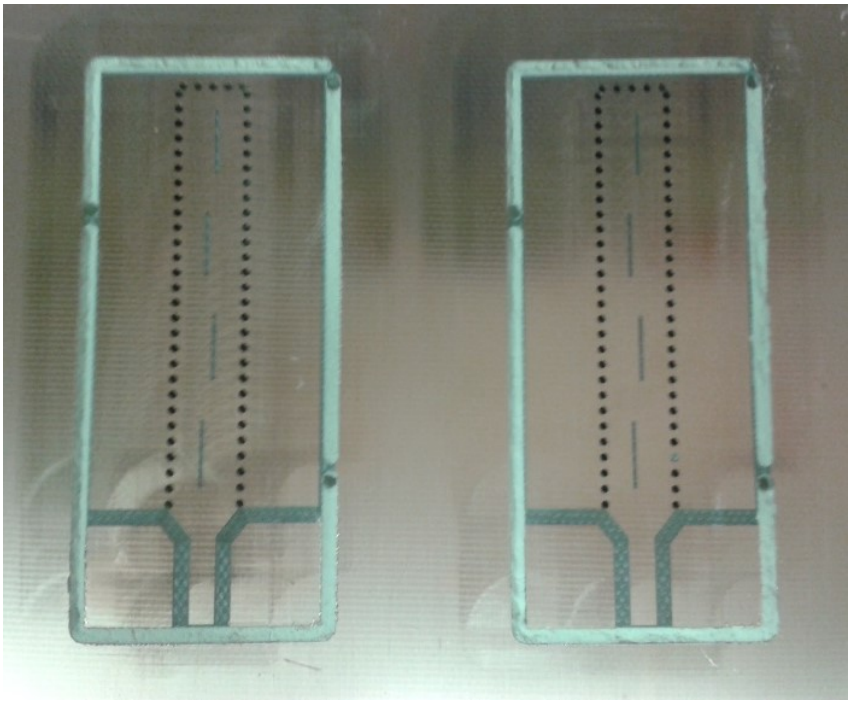


Figura 5.2 – Par de antenas do primeiro protótipo após a fabricação.

Um exemplo de antena do primeiro protótipo após preenchimento das vias e conectorização é ilustrado pela Figura 5.3.

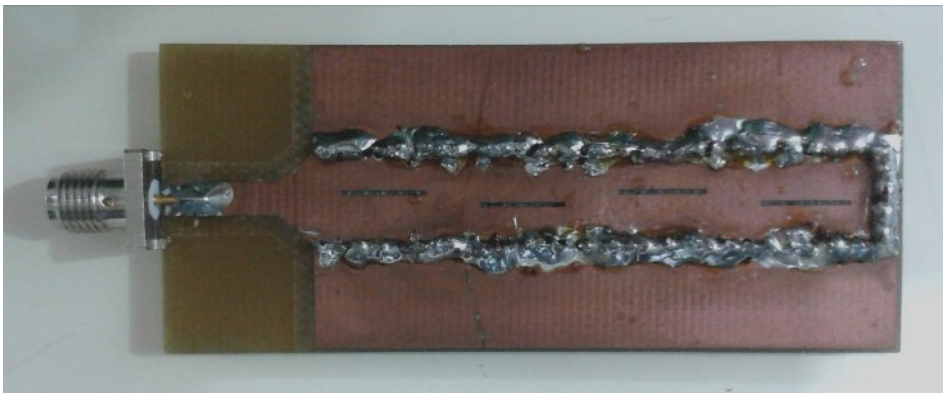


Figura 5.3 – Antena do primeiro protótipo fabricada e montada.

5.1.1.1 Transmissão de onda contínua

Um gerador de sinais Rohde & Schwarz SMCI BN414222 foi utilizado para criar as ondas contínuas (*continuous wave*, CW) que foram utilizadas nesta etapa do experimento. Os sinais recebidos foram visualizados em um analisador de sinais Anritsu MS2692A. A Figura 5.4 apresenta a configuração experimental montada com os equipamentos supracitados para a realização do experimento.

Figura 5.4 – Configuração montada para experimento de transmissão de CW.

As medições de transmissão de CW foram realizadas separadamente para os dois pares de antenas fabricados. A posição das antenas no plano XY foi testada de forma a ter a

transmissão de plano E e plano H das antenas TX e RX (posicionadas em 90º e 0º uma em relação à outra, respectivamente).

Para as antenas TX1 e RX1 (o primeiro par de antenas), foram realizadas duas medições diferentes, uma em que a distância entre as antenas é 36 cm e outra em que a distância é 83 cm. Objetiva-se observar o funcionamento em uma região de campo distante nas medições com distância de 36 cm. Nas medições com distâncias de 83 cm, o objetivo é testar que também ocorre um bom funcionamento a distâncias maiores.

De acordo com o que foi observado na Figura 3.66, além da frequência de 10 GHz, outras frequências apresentaram bons resultados de perda de retorno. Foram testadas estas frequências que apresentaram bons resultados na perda de retorno da simulação, assim como a frequência de interesse, 10 GHz.

Considerando os pontos de melhor perda de retorno, foram feitas medições de transmissão de CW, para ratificar que a antena funciona corretamente nas frequências em que teve bons resultados na simulação. Além da frequência de operação e as demais frequências com pico de perda de retorno na simulação, será testada a frequência de 10 GHz, que é a frequência de interesse, que, segundo a simulação, também apresenta bons resultados. A Tabela 5.1 apresenta os resultados de relação de potência em cada frequência verificada neste experimento.

Resultados de transmissão de CW	**Distância**	
	36 cm	**83 cm**
9,4 GHz	-85,1 dB	-89,2 dB
9,9 GHz	-73,3 dB	-89,2 dB
10,0 GHz	-73,2 dB	-82,8 dB
10,7 GHz	-75,9 dB	-79,7 dB
12,0 GHz	-85 dB	-86 dB

Tabela 5.1. Relação de potência entre o CW recebido e o CW transmitido em diversas frequências.

A Tabela 5.2 apresenta as posições centrais dos CW recebidos.

Frequência do CW recebido	**Distância**	
	36 cm	**83 cm**
9,4 GHz	9,397 GHz	9,396 GHz

9,9 GHz	9,958 GHz	9,947 GHz
10,0 GHz	10,026 GHz	10,026 GHz
10,7 GHz	10,693 GHz	10,68 GHz
12,0 GHz	12,013 GHz	12,003 GHz

Tabela 5.2. Frequência central do CW recebido ao transmitir em diversas frequências.

A partir dos resultados da Tabela 5.2, é possível concluir o quanto de desvio cada CW sofreu ao ser transmido de uma antena para a outra do par. A Tabela 5.3 nos apresenta o desvio de cada sinal recebido pela antena de recepção do par.

Frequência do CW recebido	**Desvio de frequência**	
	36 cm	**83 cm**
9,4 GHz	3 MHz	4 MHz
9,9 GHz	58 MHz	47 MHz
10,0 GHz	26 MHz	26 MHz
10,7 GHz	7 MHz	2 MHz
12,0 GHz	13 MHz	3 MHz

Tabela 5.3. Deslocamento de frequência do CW recebido ao transmitir em diversas frequências.

Considerando que a antena é projetada para trabalhar em gigahertz, o desvio de frequência sofrido não é alto, inclusive para a frequência de 10 GHz.

A Tabela 5.4 apresenta novos resultados medidos para transmissão na frequência de operação, 9,9 GHz.

Resultados de transmissão de CW em 9,9 GHz	**Distância**	
	36 cm	**83 cm**
Plano E	-71 dB	-73,5 dB
Plano H	-67,9 dB	-79,1 dB

Tabela 5.4. Relação de potência entre o CW recebido e o CW transmitido em 9,9 GHz.

A Tabela 5.5 exibe em quais frequências os CW foram recebidos. A Tabela 5.6, por sua vez, mostra de quanto foi o desvio de frequência que cada CW sofreu ao ser transmitido pelo canal.

Frequência do CW recebido ao transmitir em 9,9 GHz	**Distância**	
	36 cm	**83 cm**
Plano E	9,953 GHz	9,957 GHz
Plano H	9,953 GHz	9,956 GHz

Tabela 5.5. Frequência central do CW recebido ao transmitir em 9,9 GHz.

Frequência do CW recebido ao transmitir em 9,9 GHz	**Desvio de frequência**	
	36 cm	**83 cm**
Plano E	53 MHz	57 MHz
Plano H	53 MHz	56 MHz

Tabela 5.6. Desvio de frequência do CW recebido ao transmitir em 9,9 GHz.

A Tabela 5.7 apresenta novos resultados medidos para a frequência de 10 GHz.

Resultados de transmissão de CW em 10 GHz	**Distância**	
	36 cm	**83 cm**
Plano E	-70,5 dB	-71,7 dB
Plano H	-65,6 dB	-76,1 dB

Tabela 5.7. Relação de potência entre o CW recebido e o CW transmitido em 10 GHz.

A Tabela 5.8 mostra em quais frequências os CW foram recebidos, enquanto que a Tabela 5.9 apresenta o desvio de frequência sofrido pelo CW ao ser transmitido pelo canal de uma antena para a outra.

Frequência do CW recebido ao transmitir em 10 GHz	**Distância**	
	36 cm	**83 cm**
Plano E	10,029 GHz	10,029 GHz
Plano H	10,026 GHz	10,031 GHz

Tabela 5.8. Frequência central do CW recebido ao transmitir em 10 GHz

Frequência do CW recebido ao transmitir em 10 GHz	Desvio de frequência	
	36 cm	**83 cm**
Plano E	29 MHz	29 MHz
Plano H	26 MHz	31 MHz

Tabela 5.9. Desvio de frequência do CW recebido ao transmitir em 10 GHz

Para as antenas TX2 e RX2 (o segundo par de antenas, que foi fabricado depois, mas com as mesmas características do primeiro par de antenas), as medições foram realizadas para somente uma distância, 83 cm.

A Tabela 5.10 exibe qual a frequência em que os CW foram recebidos e o valor de relação de potência dos mesmos.

Frequência e relação de potência do CW recebido ao transmitir em 10 GHz	Frequência	Relação de potência
Plano E	10,037 GHz	-69,3 dB
Plano H	10,034 GHz	-66,6 dB

Tabela 5.10. Frequência e relação de potência do CW recebido das antenas TX2 e RX2.

A Tabela 5.11 mostra os desvios de frequência dos CW recebidos.

Frequência e relação de potência do CW recebido ao transmitir em 10 GHz	Desvio de frequência
Plano E	37 MHz
Plano H	34 MHz

Tabela 5.11. Frequência de relação de potência do CW recebido das antenas TX2 e RX2.

5.1.1.2 Perda de retorno

A perda de retorno das antenas foi medida por um analisador de rede escalar HP 8757A e um gerador de varredura com largura de banda de 8 a 12 GHz no Laboratório de Micro-ondas da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio). O equipamento utilizado na medição de perda de retorno pode ser visto na Figura 5.5.

Figura 5.5 – Configuração montada para experimento de perda de retorno.

A antena que melhor apresentou resultados práticos de perda de retorno foi a antena RX2. Como pode ser visto na Figura 5.6, o resultado de perda de retorno para a frequência de 10 GHz equivale a -7 dB, enquanto que, para 10,77 GHz, apresenta o melhor resultado, equivalente a -25,7 dB.

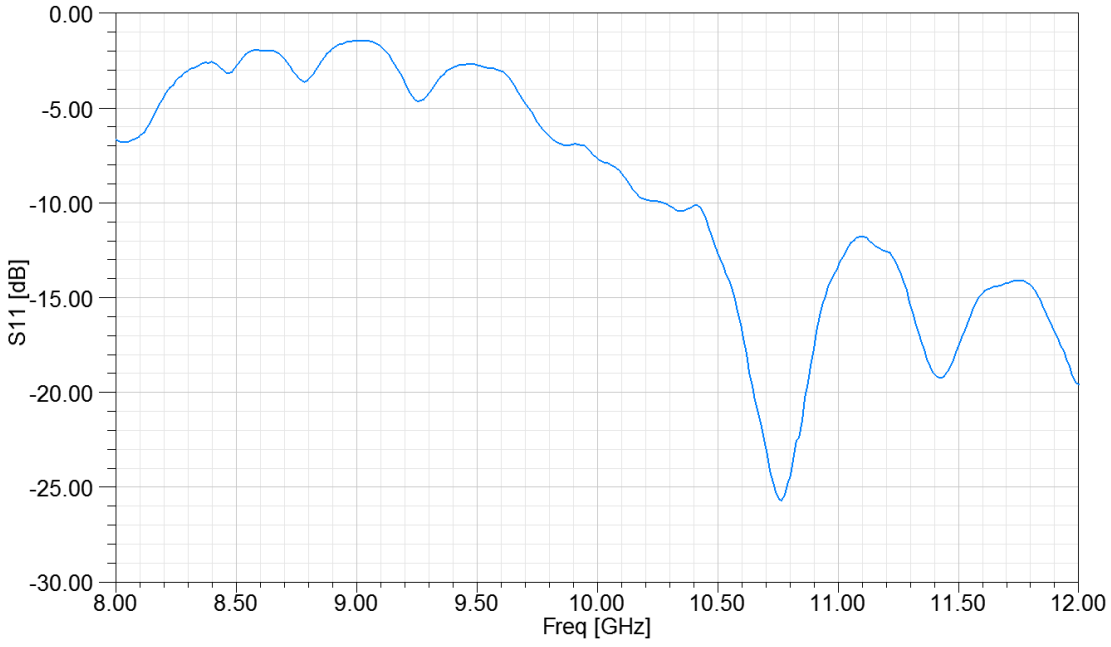


Figura 5.6 – Resultado de perda de retorno para a antena RX2.

Os resultados de perda de retorno são bons, visto que mantém perda de retorno abaixo de -13 dB por uma banda de 500 MHz (entre 10,5 GHz e 11 GHz). Além disso, comparado aos resultados experimentais da antena simulada, observa-se um deslocamento de 890 MHz entre a frequência de operação da antena fabricada e o modelo simulado que serviu como base para a fabricação. Este resultado pode ser explicado pelo método artesanal de confecção das antenas. Como não foi possível realizar a metalização das vias sem excesso de solda com o método artesanal utilizado, é de se esperar que ocorram reflexões não avaliadas no modelo simulado, que influencia a frequência de operação da antena, ou seja, na frequência em que ocorre menos reflexões.

A Tabela 5.12 apresenta a comparação entre as perdas de retorno da antena simulada e da antena fabricada RX2.

Comparação de perda de retorno	**Melhor perda de retorno obtida**	
	Perda de retorno	**Frequência**
Antena simulada	-45,4 dB	9,88 GHz
Antena fabricada RX2	-25,7 dB	10,77 GHz

Tabela 5.12. Comparação de perda de retorno entre a antena simulada e a antena fabricada RX2.

5.1.1.3. Diagrama de irradiação

Nota-se que o guia de onda transmite os sinais e as antenas conseguem irradiar. O diagrama de irradiação, porém, não ficou de acordo com o esperado.

Como não é garantido que a solda tenha preenchido completamente todas as vias e, além disso, como o volume de solda foi excedente — o que pode ser responsável por reflexões —, as antenas não irradiam corretamente, o que não é desejável. As antenas estão irradiando em ângulos diferentes do esperado e com intensidade diferente do esperado.

5.1.1.4. Problemas observados

Foi notado que as fresas se desgastam muito rapidamente. Isto se torna um problema e uma dificuldade para a fabricação, uma vez que as fresas não apresentam resolução suficiente para a fabricação das antenas com precisão quando estão gastas. Sendo assim, não há uma

garantia de precisão nas larguras das fendas, no tamanho da linha *microstrip* e no tamanho da abertura do guia de onda. Dessa forma, outros protótipos de antenas com maior precisão no processo de fabricação devem ser considerados.

5.1.2. Substrato RT/duroid® 5880 LZ

Assim como com o substrato FR-4, foi realizada a fabricação de um par de antenas de conjunto de fendas utilizando o substrato RT/duroid® 5880 LZ, seguindo o modelo desenvolvido no Capítulo 4.

Como os resultados experimentais apresentados para as antenas de conjunto de fendas fabricadas com FR-4 e metalizadas de forma manual não foram tão bons quanto o desejável neste primeiro protótipo, o processo de soldagem das vias nas antenas de RT/duroid® 5880 LZ foi descartado. Desta forma, foi desconsiderada a caracterização experimental destas antenas no RT/duroid® 5880 LZ. Uma vez que o principal objetivo deste trabalho é a fabricação e a caracterização de antenas SIWG de 4 fendas em alta frequência no FR-4, as antenas no RT/duroid® 5880 LZ são utilizadas como prova de conceito, pois já são conhecidas na literatura, auxiliando somente no desenvolvimento da metodologia de projeto e na validação de resultados de simulação.

5.2. SEGUNDO PROTÓTIPO NO SUBSTRATO FR-4

O segundo protótipo das antenas SIWG com 4 fendas no substrato FR-4 fabricado foi realizado com o auxílio do Laboratório de Eletrônica da Universidade Federal de Juiz de Fora. Os protótipos dos pares de antena (antenas de trasmissão e recepção) foram fabricados numa prototipadora LPKF semelhante à da UFF, tendo, entretanto, suas vias metalizadas em um kit de metalização da LPKF, o MiniContac RS.

Utilizou-se uma prototipadora LPKF S63 para a fabricação das antenas de conjunto de fendas. Através do kit de metalização LPKF MiniContac RS, foi possível metalizar todas as vias com cobre. Com este processo de metalização, espera-se obter melhores resultados experimentais nas medições, uma vez que as paredes internas das vias estarão completamente cobertas, evitando-se que as ondas escapem do guia de onda, e que não haverá sobras de metal acima das vias, impedindo que aconteça excesso de ruído por reflexão.

A Figura 5.7 apresenta a prototipadora LPKF S63 durante o processo de fabricação, enquanto que a Figura 5.8 mostra o kit de metalização LPKF MiniContac RS realizando a metalização das vias das antenas.

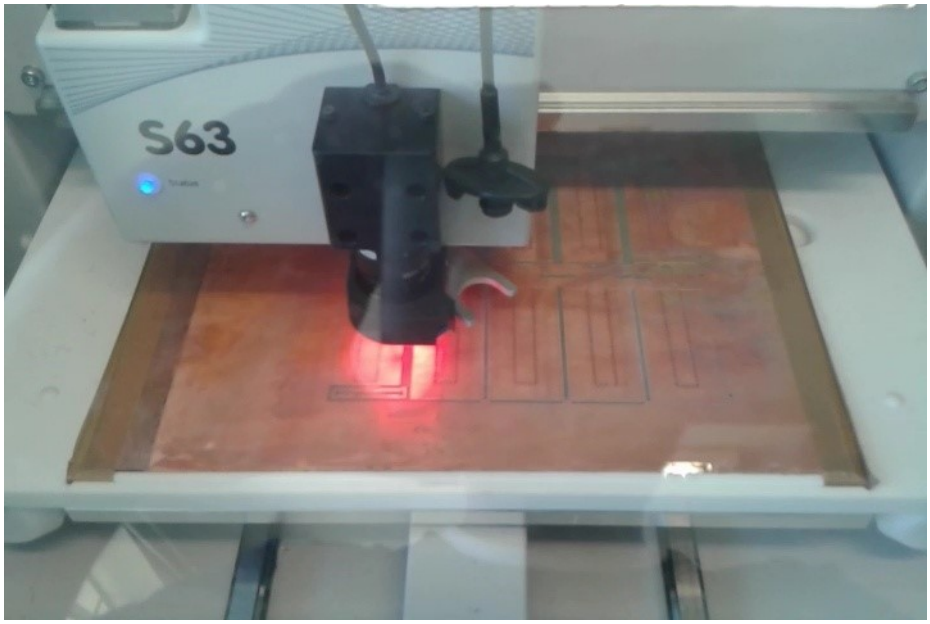


Figura 5.7 – Prototipadora LPKF S63 durante o processo de fabricação das antenas.

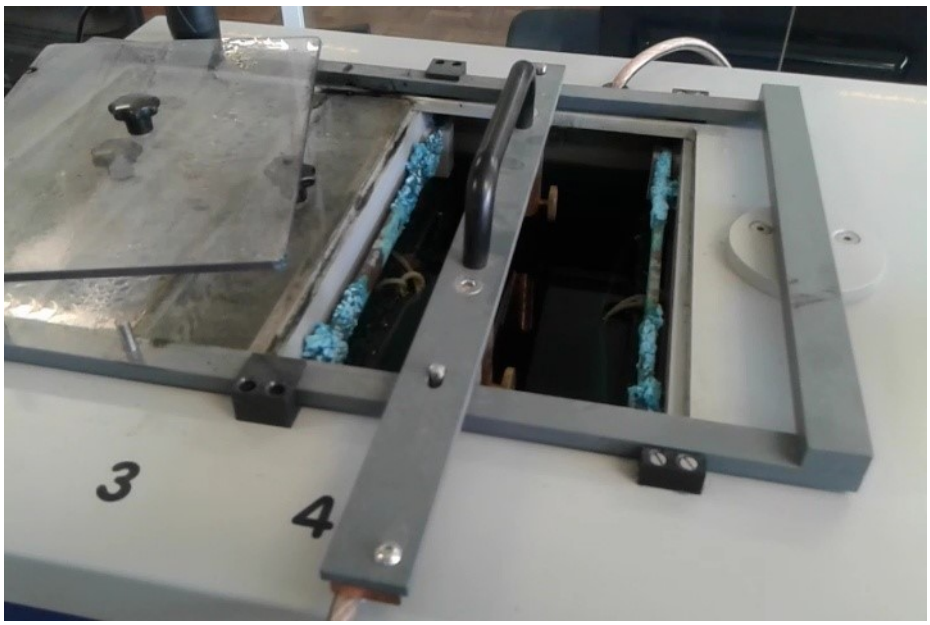


Figura 5.8 – Kit de metalização LPKF MiniContac RS durante o processo de metalização das antenas.

A fabricação do segundo protótipo foi realizada considerando os melhores resultados obtidos no Capítulo 4. Além dos modelos de antena 5BMA e 9BMA, considerados os melhores modelos obtidos, também foram fabricados pares do modelo original (com linha *microstrip* frontal), chamado deste ponto em diante de 9135A, de um modelo com abertura do

taper igual a 9,135 mm e placa expandida, que será chamado de 9135EBA, e de um modelo com placa expandida e *microtrip* traseira, que será chamado de 9135BMA.

Na Figura 5.9, são mostradas as antenas logo após o processo de fabricação e metalização.

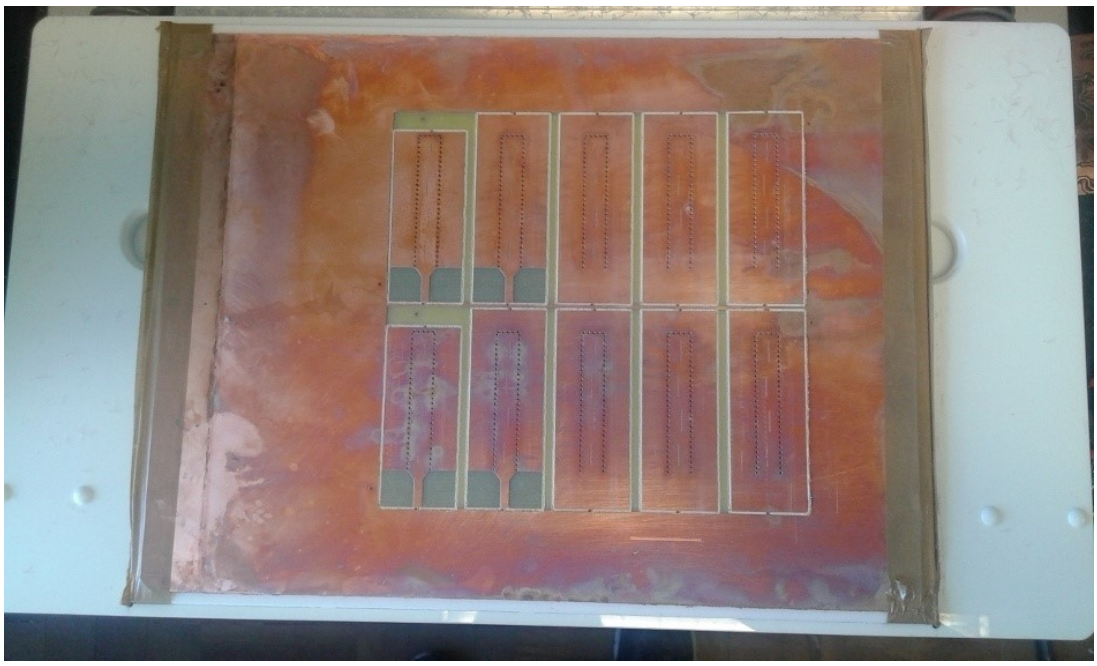


Figura 5.9 – Placa de FR-4 após o processo de fabricação e metalização.

Assim como no protótipo anterior, as antenas são alimentadas através de conectores SMA de alta frequência, garantindo baixas perdas na alimentação. As antenas aqui projetadas e montadas são apresentadas na Figura 5.10.

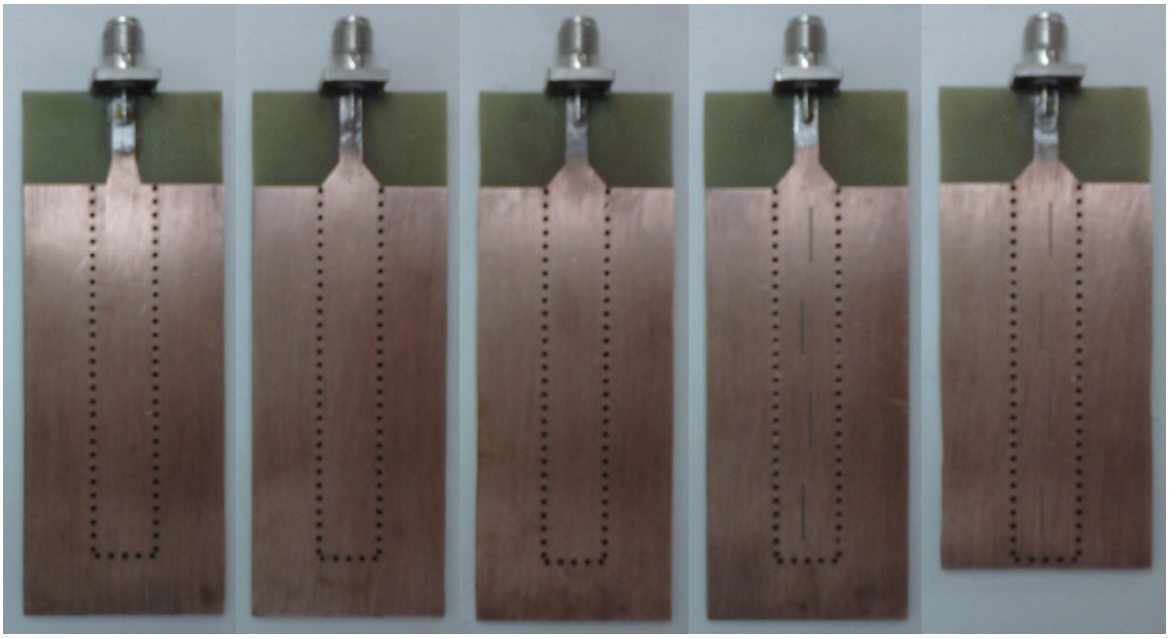


Figura 5.10 – Antenas fabricadas (da esquerda para a direita, 5BMA, 9BMA, 9135BMA, 9135EBA e 9135A).

Mais uma vez, considera-se o problema da precisão das fresas. É sugerido trabalhar com prototipadoras laser ou ter um cuidado maior no uso das fresas, realizando a troca sempre que as mesmas estiverem relativamente gastas.

5.2.1.1 Transmissão de onda contínua

Assim como no primeiro protótipo, foram realizados testes de transmissão de CW, com o objetivo de verificar o funcionamento nas frequências de operação e/ou de interesse. Para este experimento, somente a frequência de 10 GHz é testada.

A Tabela 5.13 apresenta os valores de relação de potência do sinal recebido, em relação ao sinal transmitido, para configuração de plano E e plano H.

Antena	Plano E	Plano H
9135A	-69,5 dB	-70,2 dB
9135EBA	-71 dB	-70,6 dB
9135BMA	-75,1 dB	-80,9 dB
9BMA	-75,6 dB	-78,9 dB
5BMA	-73,9 dB	-79,2 dB

Tabela 5.13. Resultados do experimento de transmissão de CW das antenas do segundo protótipo.

A Tabela 5.14 mostra em quais frequências os CW foram recebidos na antena receptora do par de antenas, enquanto que a Tabela 5.15 exibe os valores de desvio de frequência de cada CW recebido.

Antena	Plano E	Plano H
9135A	10,034 GHz	10,033 GHz
9135EBA	10,036 GHz	10,034 GHz
9135BMA	10,036 GHz	10,033 GHz
9BMA	10,036 GHz	10,036 GHz
5BMA	10,037 GHz	10,034 GHz

Tabela 5.14. Frequências dos CW recebidos no experimento de transmissão de CW das antenas do segundo protótipo.

Antena	Plano E	Plano H
9135A	34 MHz	33 MHz
9135EBA	36 MHz	34 MHz
9135BMA	36 MHz	33 MHz
9BMA	36 MHz	36 MHz
5BMA	37 MHz	34 MHz

Tabela 5.15. Desvio de frequência dos CW recebidos no experimento de transmissão de CW das antenas do segundo protótipo.

5.2.1.2 Perda de retorno

Utilizando equipamento Analisador de redes Vetorial da PUC-Rio, a perda de retorno de cada par de antenas foi levantada. A Figura 5.11 mostra a tela de exibição do equipamento, que está conectado a uma das antenas.

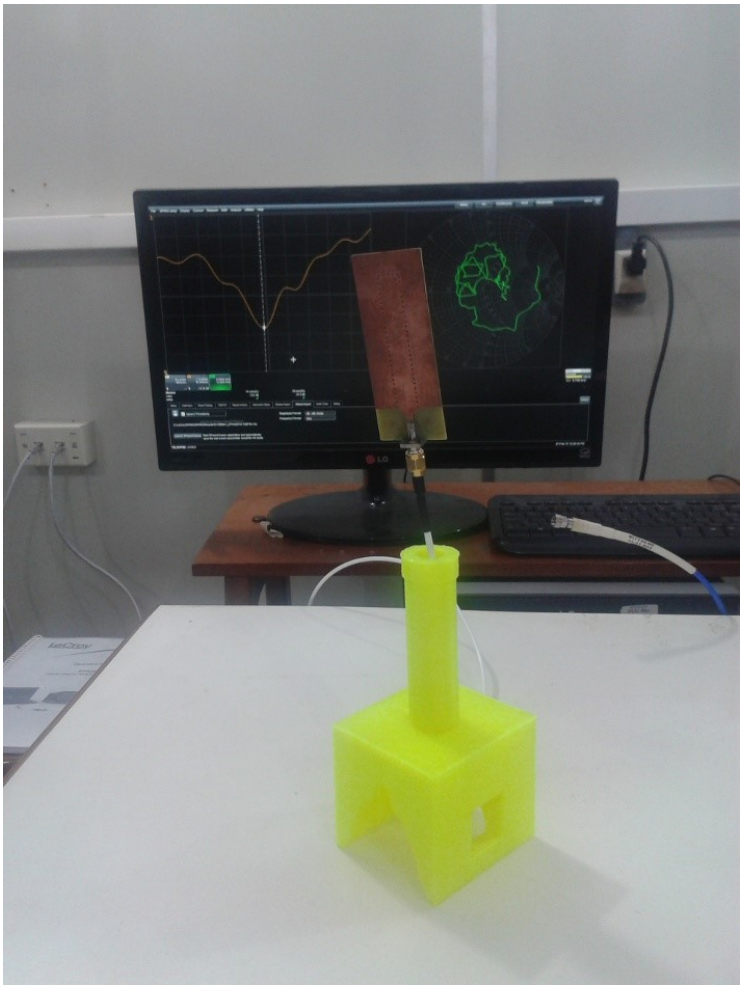


Figura 5.11 – Medição de perda de retorno do segundo protótipo.

A Figura 5.12 apresenta a perda de retorno de um dos protótipos 5BMA fabricados, medida no experimento da Figura 5.11.

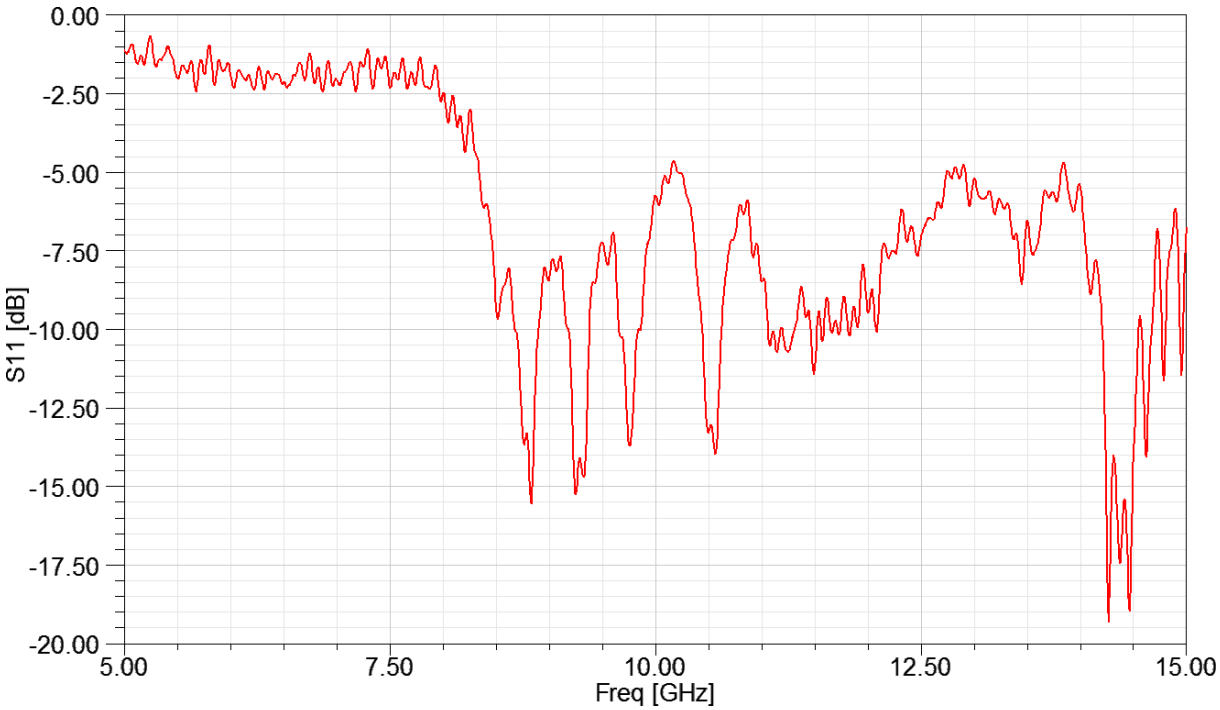


Figura 5.12. Resultado de perda de retorno de protótipo de antena 5BMA.

Todas os resultados de perda de retorno obtidos com cada um dos dez protótipos (cinco pares) estão disponíveis no Apêndice C.

Não é uma tarefa fácil dimensionar os parâmetros de um protótipo e garantir que o mesmo funcionará de forma igual ao seu modelo simulado, uma vez que diversos fatores do ambiente real não são levados em consideração nas simulações. Desta forma, torna-se mais prático estudar o melhor modelo simulado e garantir que o mesmo terá um bom funcionamento quando fabricado, e não garantir que também será o melhor modelo, quando comparado aos demais fabricados.

Pela análise dos gráficos de perda de retorno, é possível concluir que o protótipo 5BMA, que foi considerado um bom modelo nas simulações, apresenta um bom funcionamento com o protótipo real fabricado.

No Apêndice C, é possível concluir que os demais protótipos também apresentaram resultados satisfatórios.

5.2.1.3 Diagrama de irradiação

Também utilizando equipamento da PUC-Rio, o diagrama de irradiação de cada par de antenas foi levantado. A Figura 5.13 apresenta a montagem deste experimento.

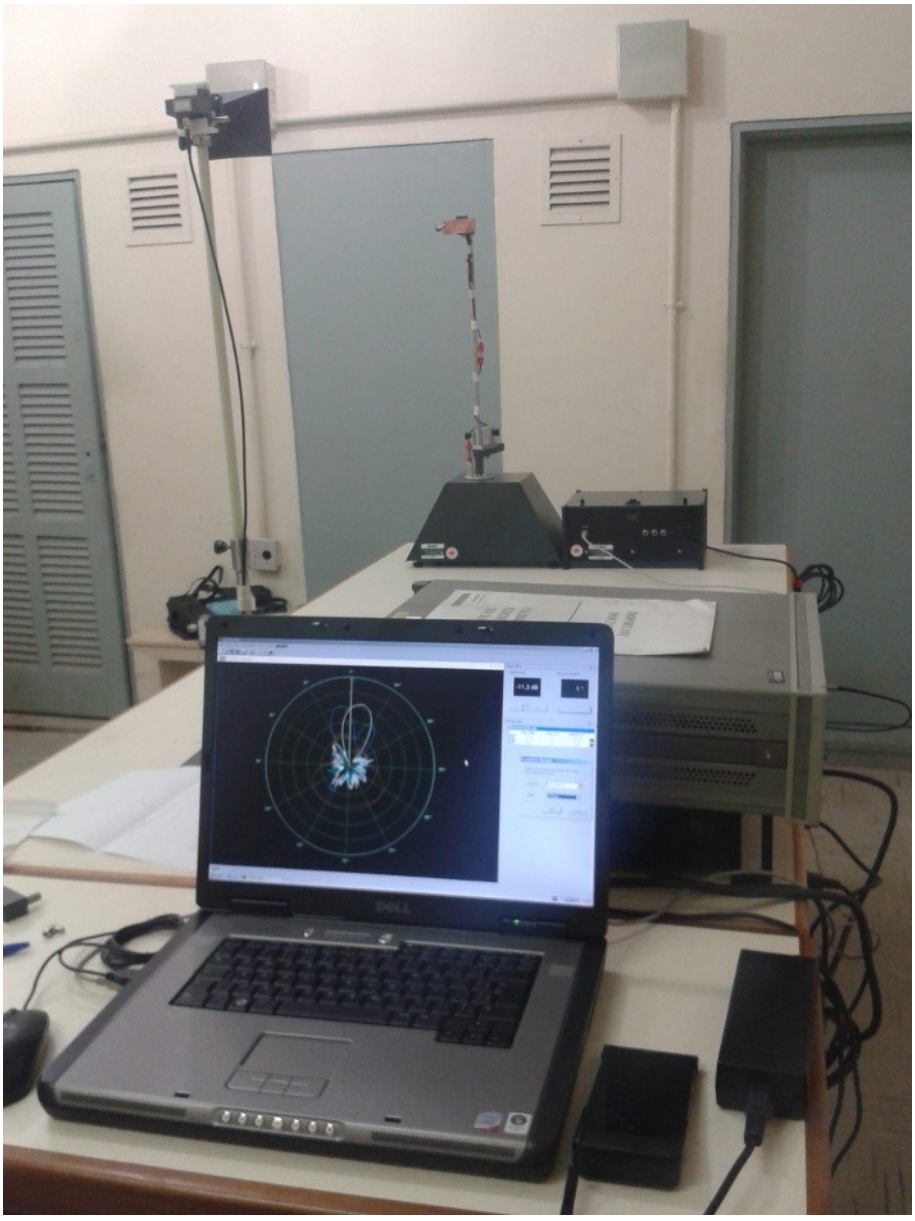


Figura 5.13 – Configuração utilizada no experimento de diagrama de irradiação das antenas do segundo protótipo.

A Figura 5.14 apresenta a perda de retorno de um dos protótipos 5BMA fabricados, medida no experimento da Figura 5.13.

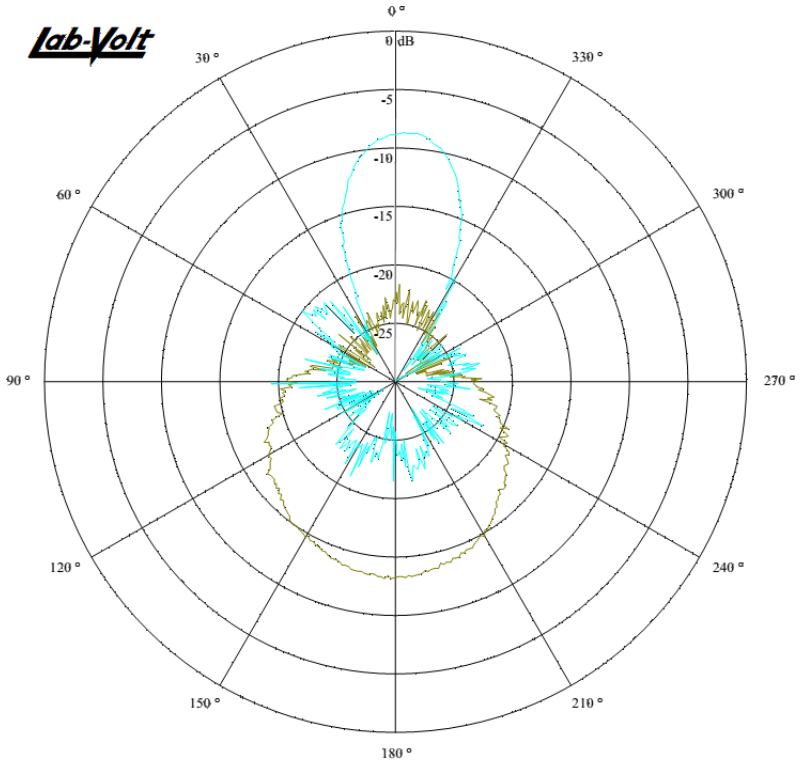


Figura 5.14. Diagrama de irradiação de plano E (linha azul) e de plano H (linha verde) de protótipo de antena 5BMA.

Assim como na análise da perda de retorno, é possível concluir que o protótipo fabricado funciona adequadamente.

O Apêndice D apresenta todos os resultados de diagrama de irradiação que foram medidos utilizando o experimento da Figura 5.13.

6. CONCLUSÃO

Conclui-se que o substrato FR-4, que é barato e facilmente encontrado no mercado, pode ser utilizado para a fabricação de antenas de conjunto de fendas de 10 GHz, para a aplicação em ambientes reais indoor, com transmissão digital ou analógica e largura de banda de 150 MHz. A metodologia, entretanto, pode ser aplicada a diferentes frequências, podendo ser aplicada a diferentes sistemas de comunicação de alta frequência, como, por exemplo, sistemas móveis de comunicação sem fio 5G, ou a um sistema radar com uso de tecnologia SIWG.

Os resultados de simulação do protótipo 9135A mostram que os ângulos de abertura de 3 dB e 5 dB, para plano E, correspondem a 28º e 35º, respectivamente. Para plano H, o ângulo de 3 dB corresponde a 88º e o ângulo de 5 dB corresponde a 121º. Além disso, o melhor valor de perda de retorno para este protótipo foi -46,5 dB, para a frequência de 9,88 GHz, que é próxima à frequência de interesse, 10 GHz.

Para o protótipo 5BMA, os resultados das simulações mostram que os ângulos de abertura de plano E correspondem a 28º (ângulo de 3 dB) e 34º (ângulo de 5 dB). Para plano H, os ângulos de abertura correspondem a 84º (ângulo de 3 dB) e 123º (ângulo de 5 dB). O valor mínimo de perda de retorno foi equivalente a -46,1 dB, na frequência de 9,85 GHz.

Os resultados de simulação nos mostram que as antenas projetadas podem ser utilizadas como antenas direcionais na configuração de plano E e antenas não-direcionais na configuração de plano H.

Os resultados obtidos para os protótipos fabricados também foram satisfatórios. As antenas responderam bem em frequências próximas à desejada.

O protótipo fabricado 5BMA apresentou perda de retorno de -5,7 dB na frequência de 10 GHz e -13,7 dB na frequência de 9,76 dB. O desvio de 90 MHz entre os melhores resultados de perda de retorno das antenas simulada (portadora de 9,85 GHz) e fabricada (portadora de 9,76 GHz) é aceitável.

Os resultados de ângulo de abertura também foram aceitáveis. Para o protótipo 5BMA, em configuração de plano E, o ângulo de 3 dB se aproxima a 35º e o ângulo de 5 dB se aproxima a 40º. Em configuração de plano H, o ângulo de 3 dB se aproxima a 60º e o ângulo

de 5 dB se aproxima a 90º. O padrão de irradiação do protótipo 9135A apresenta, em configuração de plano E, ângulo de 3 dB equivalente a 25º e ângulo de 5 dB equivalente a 30º. Em configuração de plano E, o ângulo de 3 dB equivale a 66º e o ângulo de 5 dB equivale a 96º.

Um artigo sobre essa pesquisa foi submetido a revista *Microwave and Optical Technology Letters*, com o título de *A 10-GHz SIWG Slot Array Antenna Prototype on FR-4 Substrate*, como pode ser visto no Anexo B.

Futuramente, mais experimentos podem ser realizados, de forma a corroborar com os resultados já obtidos e enriquecer a pesquisa. Outros programas de simulação eletromagnética podem ser utilizados para comparação de resultados. A fabricação de novos protótipos, inclusive com a utilização de uma prototipadora laser, que oferecerá dimensões mais precisas para os protótipos. Novas medições, com os protótipos já fabricados e os protótipos futuramente fabricados. Além do citado, qualquer esforço para colaborar com o trabalho será de grande valia.

Este trabalho possibilita outros trabalhos futuros, dentre eles:

- Fabricação e medições das antenas de conjunto de fendas com o substrato RT/duroid® 5880 LZ e comparação com os resultados obtidos através das simulações. Recomenda-se que as vias sejam metalizadas com o uso de equipamento profissional, uma vez que o processo manual não apresentou bons resultados com o FR-4.
- Simulação, fabricação e medições das antenas de conjunto de 4x4 fendas, como forma de otimização da antena. Espera-se que a diretividade da antena aumente, o que é benéfico para o uso em sistema radar ou qualquer outra aplicação de interesse da antena desenvolvida neste trabalho de dissertação.
- Simulação e medições de transmissão de pulso radar utilizando as antenas desenvolvidas neste trabalho.
- Comparação do uso de antenas de conjunto de 4x4 fendas no sistema radar com os resultados obtidos utilizando antenas de conjunto de 1x4 fendas.
- Simulação, fabricação e medições de antenas de conjunto de fendas para 60 GHz, visto que é uma das frequências de interesse para diversas pesquisas atuais de quinta geração.

BIBLIOGRAFIA

[1] KRAUS, J. D. *Antenas*. Rio de Janeiro: Editora Guanabara Dois, 1983.

[2] ELLIOTT, R. S.; KURTZ, L. A. The design of small slot arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 26, n. 2, p. 214–219, Mar. 1978.

[3] BEVELACQUA, P. J. *Slotted waveguide antennas*. Disponível em: <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/slottedWaveguide.php>. Acessado em: agosto de 2013.

[4] BALANIS, C. A. Rectangular cross-section waveguides and cavities. In: _____. *Advanced engineering electromagnetics*. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1989. p. 352–463.

[5] ELLIOTT, R. S. An improved design procedure for small arrays of shunt slots. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. AP-31, p. 48–53, Jan. 1983.

[6] ELLIOTT, R. S.; O'LOUGHLIN, W. R. The design of slot arrays including internal mutual coupling. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. AP-34, p. 1149–1154, Sept. 1986.

[7] SIMPSON, J. J. et al. Substrate integrated waveguide optimized for ultrahigh-speed digital interconnects. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 54, n. 5, p. 1983–1990, May 2006.

[8] WU, K.; DESLANDES, D.; CASSIVI, Y. The substrate integrate circuits: a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics. *Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*, v. 1, p. P-III a P-X, Oct. 2003.

[9] YAN, L. et al. Simulation and experiment on SIW slot array antennas. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 14, n. 9, p. 446–448, Sept. 2004.

[10] MAGRI, V. P. R. et al. Substrate integrated waveguide filter at 10 GHz using commercial FR4 lossy substrate. *IEEE Microwave and Optoelectronics Conference*, p. 595–599, Nov. 2009.

[11] MAGRI, V. P. R. et al. FR4 waveguide electronic circuits at 10 Gbit/s. *IEEE Microwave and Optoelectronics Conference*, p. 181–184, Nov. 2011.

[12] RICHARDSON, P. N.; LEE, H. Y. Design and analysis of slotted waveguide arrays. *Microwave Journal*, p. 109–125, June 1988.

[13] DESLANDES, D.; WU, K. Single-substrate integration technique of planar circuits and waveguide filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 51, p. 593–596, Feb. 2003.

[14] DAS, B. N.; PRASAD, K. V. S. V. R.; SESHAGIRI RAO, K. V. Excitation of waveguide by stripline and microstrip-line-fed slots. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. MTT-34, p. 321–327, Mar. 1986.

[15] DESLANDES, D.; WU, K. Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, v. 11, n. 2, p. 68–70, Feb. 2001.

[16] ANSYS HFSS 2014. Disponível em: <http://www.ansys.com/Products/Electronics/ANSYS-HFSS>. Acessado em: dezembro de 2015.

[17] TX-LINE® 2003. Disponível em: <http://www.awrcorp.com/products/optional-products/tx-line-transmission-line-calculator>. Acessado em: dezembro de 2015.

[18] Ansoft Designer 7.0. Disponível em: <http://ansoft-designer.software.informer.com>. Acessado em: dezembro de 2015.

[19] LPKF CircuitPro PM 2.1. Disponível em: <http://www.lpkf.com/products/rapid-pcb-prototyping/software/circuitpro-pm.htm>. Acessado em: dezembro de 2015.

APÊNDICE A – Equações de Dimensionamento da Largura do Taper

Balanis oferece um método para cálculo de impedância de linhas *microstrip* [4] que pode ser utilizado para o dimensionamento da largura da linha de acoplamento das antenas deste trabalho. Considerando que a impedância de entrada das antenas será sempre 50 Ω, é possível fazer o cálculo inverso da equação para obter a largura W da linha *microstrip*.

O método será analisado como é apresentado por Balanis. Considera-se que a largura W da linha microstrip, assim como a altura h, a espessura de metalização t e a constante de permissividade relativa ε_r do substrato, é conhecida e busca-se a impedância obtida com o uso destes parâmetros físicos da linha.

Calcula-se, primeiramente, uma largura efetiva W_{eff}, de acordo com as equações (A – 1) e (A – 2).

$$\frac{W_{eff}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1{,}25}{\pi}\frac{t}{h}\left[1 + \ln\left(\frac{2h}{t}\right)\right] \qquad \text{para} \quad \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \tag{A – 1}$$

$$\frac{W_{eff}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{1{,}25}{\pi}\frac{t}{h}\left[1 + \ln\left(\frac{4\pi W}{t}\right)\right] \qquad \text{para} \quad \frac{W}{h} < \frac{1}{2\pi} \tag{A – 2}$$

Para os casos em que $\frac{W_{eff}}{h} \leq 1$, a impedância Z_c da linha pode ser obtida pela equação (A – 3), a partir da constante de permissividade relativa efetiva $\varepsilon_{r,eff}$ obtida na equação (A – 4).

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \ln\left[\frac{8h}{W_{eff}} + \frac{W_{eff}}{4h}\right] \tag{A – 3}$$

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left\{\left[1 + 12\frac{h}{W_{eff}}\right]^{-1/2} + 0{,}04\left[1 - \frac{W_{eff}}{h}\right]^2\right\} \tag{A – 4}$$

Quando $\frac{W_{eff}}{h} > 1$, a impedância da linha é obtida pela equação (A – 5), com o uso da constante de permissividade relativa efetiva, que pode ser obtida com o uso da equação (A – 6).

$$Z_c = \frac{\frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}}}{\frac{W_{eff}}{h} + 1{,}393 + 0{,}667\ln\left[\frac{W_{eff}}{h} + 1{,}444\right]} \tag{A – 5}$$

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left[1 + 12\frac{h}{W_{eff}}\right]^{-1/2} \quad \text{(A – 6)}$$

Estes valores são válidos somente enquanto os sinais transmitidos pela linha estejam abaixo de uma frequência de corte f_c, calculada pela equação (A – 7). Acima da frequência de corte, a linha de transmissão será considerada dispersiva [4]. Em linhas de transmissão dispersivas, a constante dielétrica efetiva e a impedância característica serão funções em relação à frequência [4].

$$f_c = 0{,}3\sqrt{\frac{Z_c}{h \times 10^2}\frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r - 1}}} \times 10^9 \quad \text{(A – 7)}$$

APÊNDICE B – Perda de Retorno das Antenas Simuladas

As figuras B.1 a B.15 apresentam as perdas de retorno dos protótipos simulados.

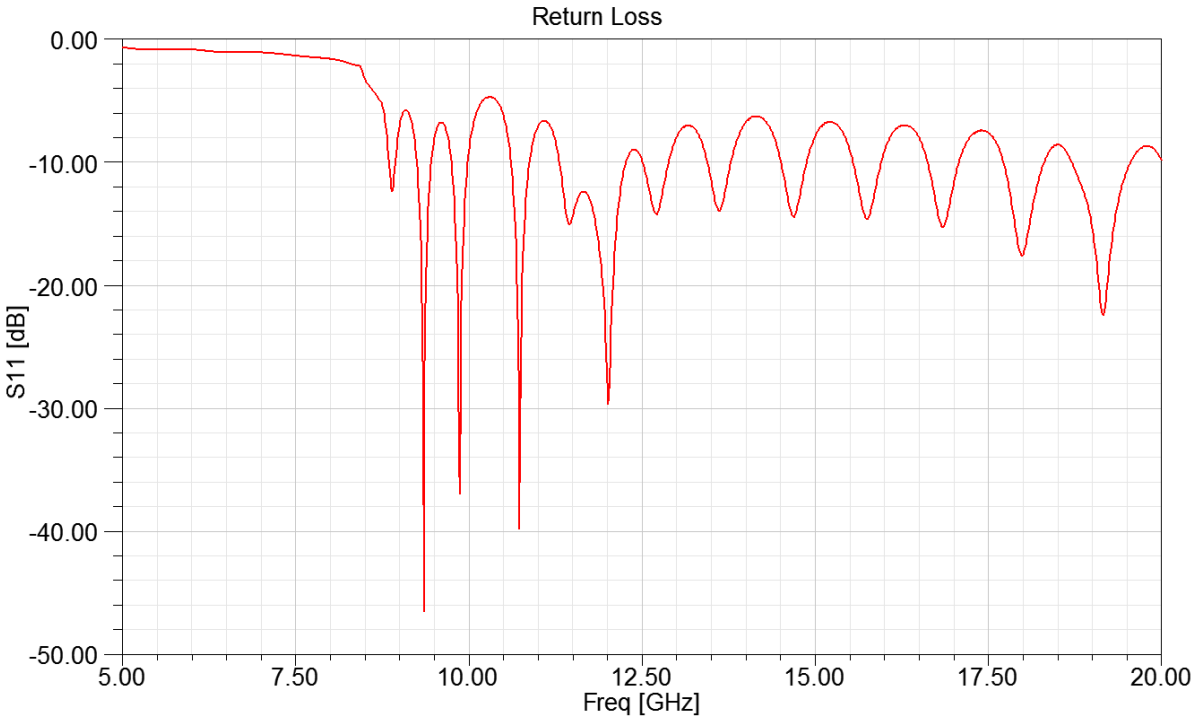


Figura B.1. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 9,135 mm e linha microstrip traseira.

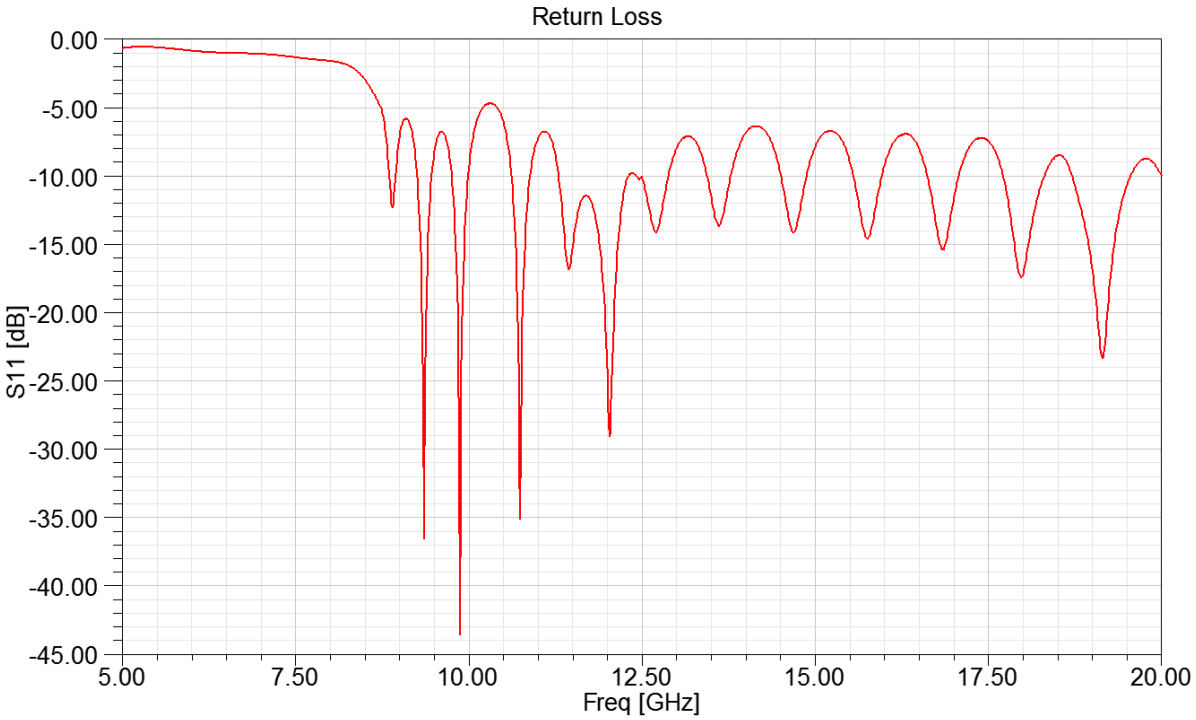


Figura B.2. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 9 mm e linha microstrip traseira.

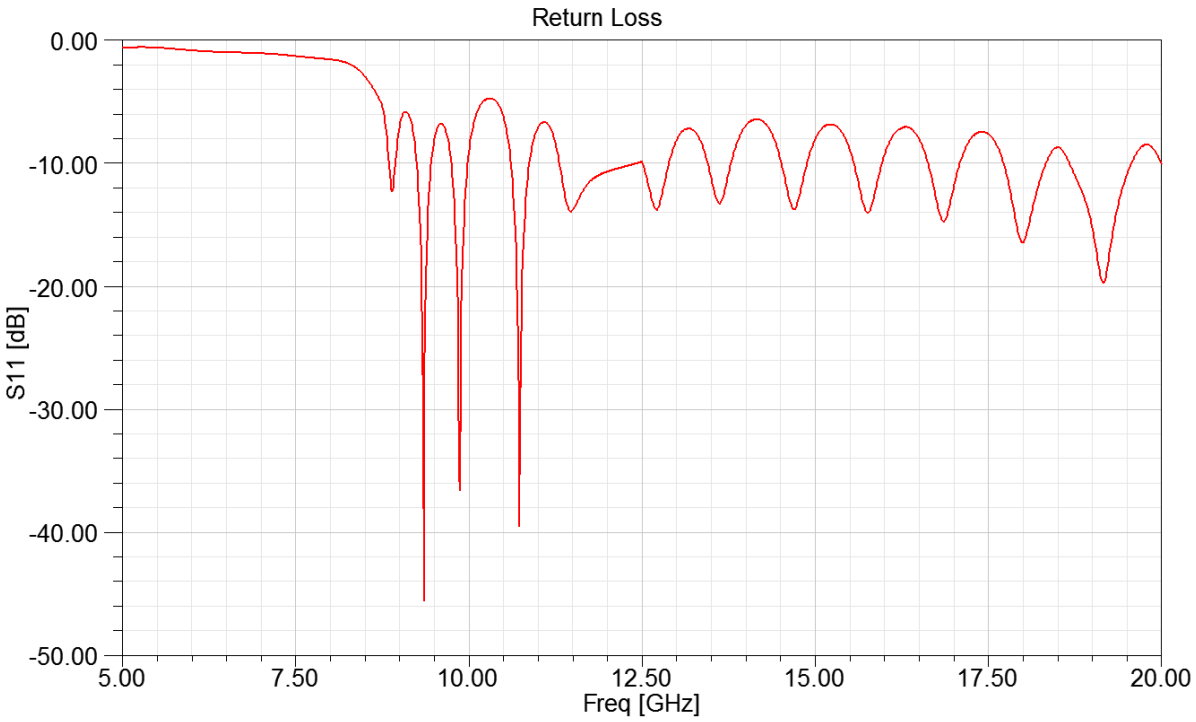


Figura B.3. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 8,5 mm e linha microstrip traseira.

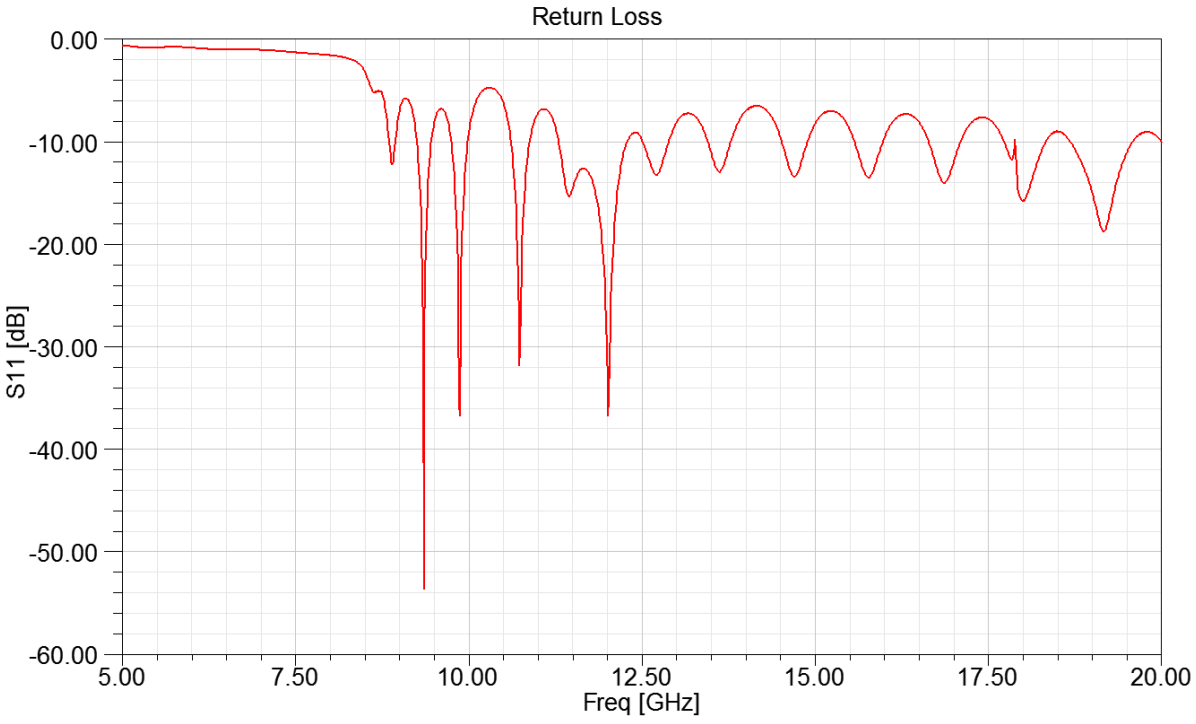


Figura B.4. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 8 mm e linha microstrip traseira.

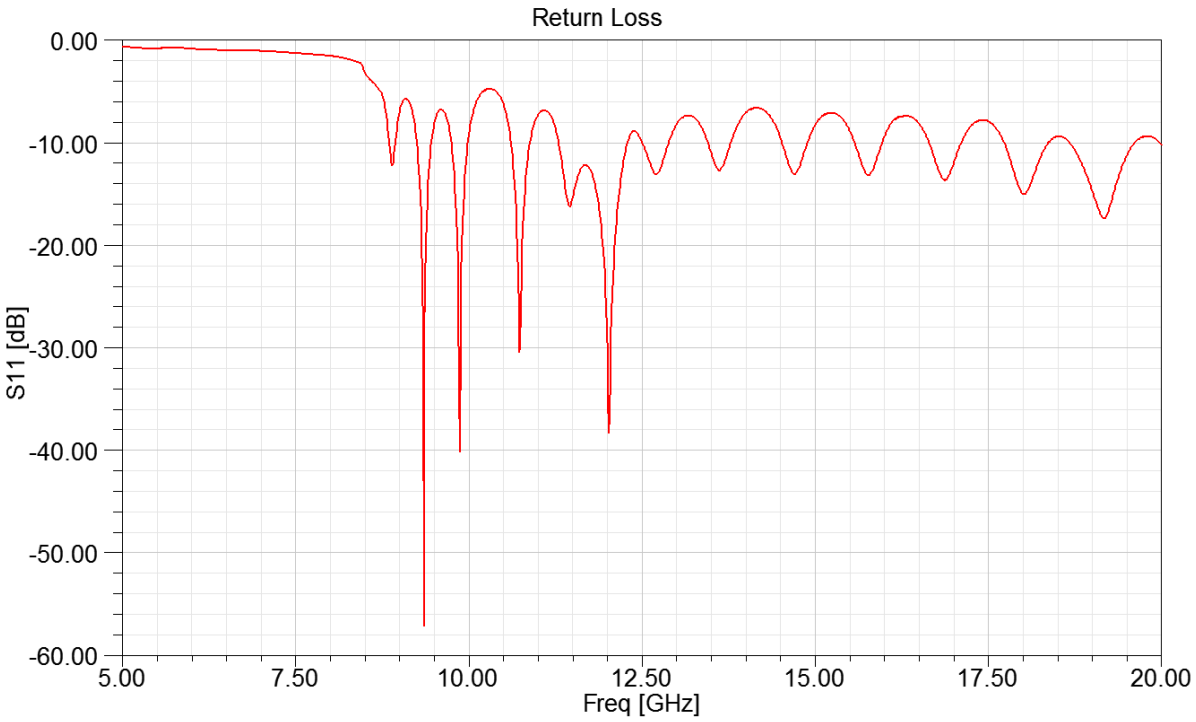


Figura B.5. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 7,5 mm e linha microstrip traseira.

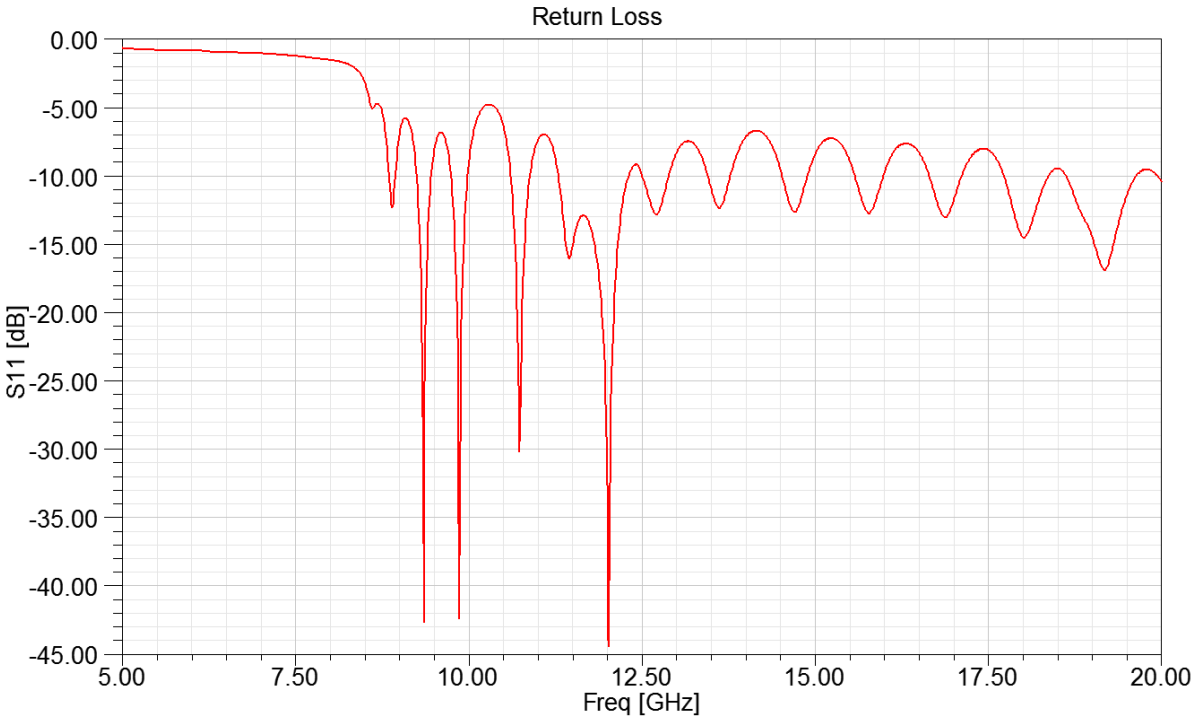


Figura B.6. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 7 mm e linha microstrip traseira.

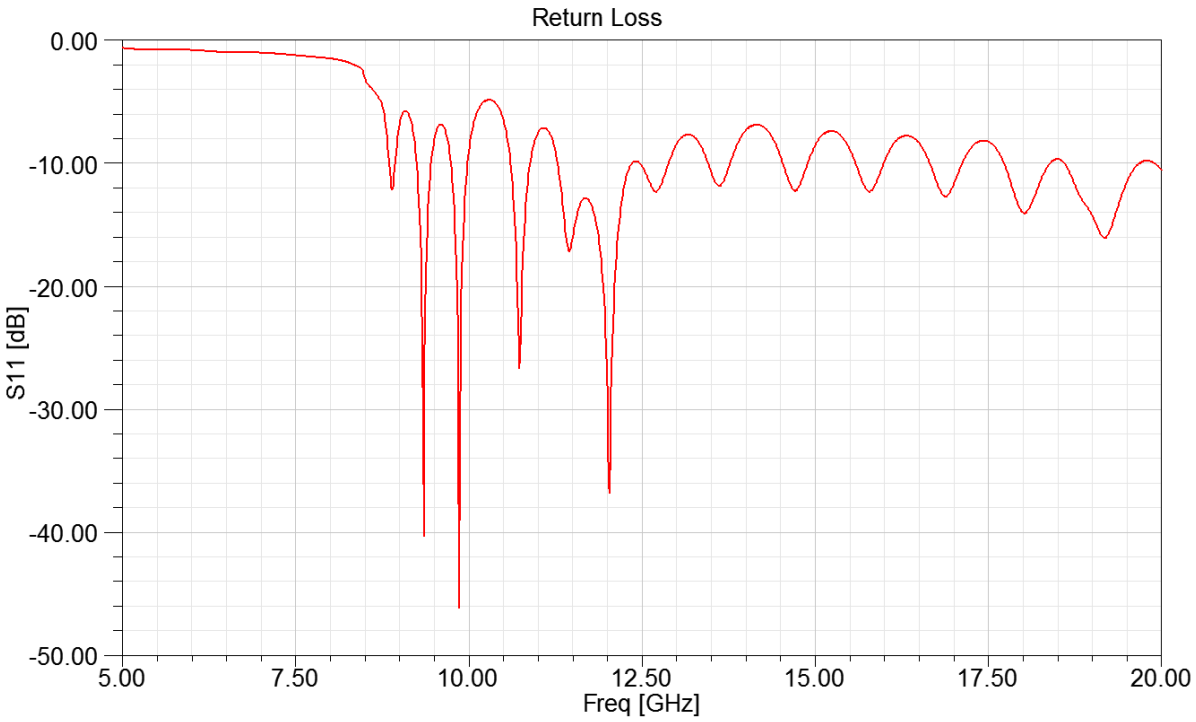


Figura B.7. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 6,5 mm e linha microstrip traseira.

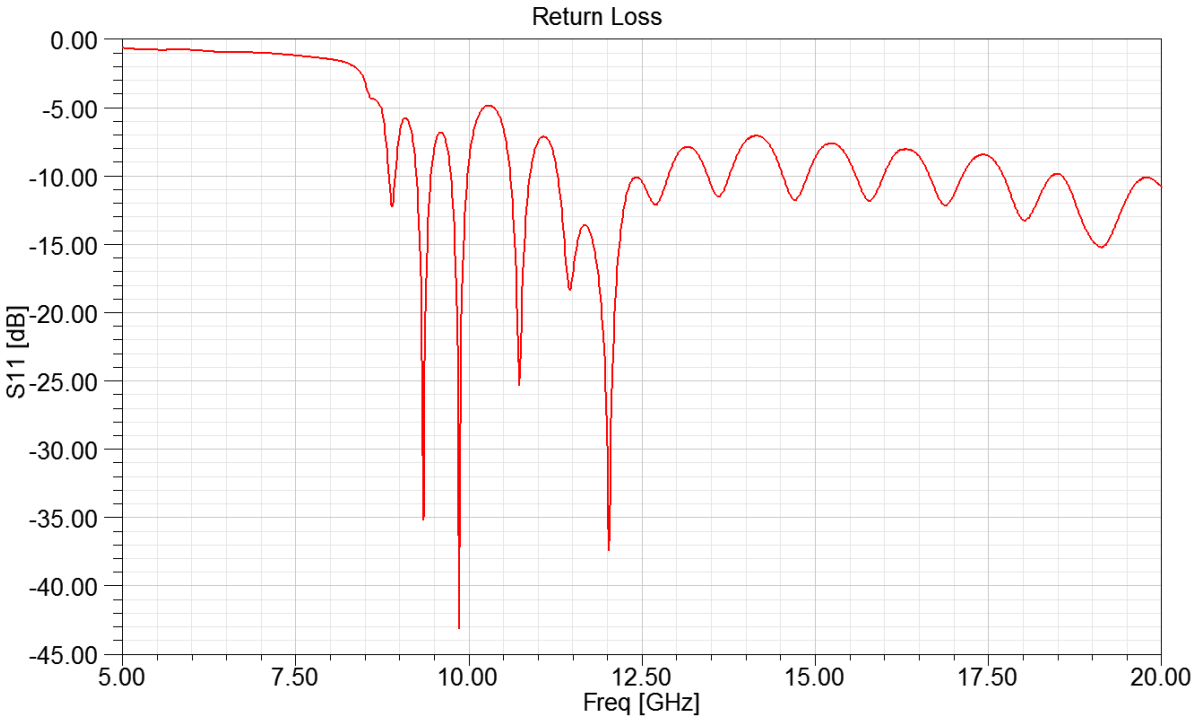


Figura B.8. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 6 mm e linha microstrip traseira.

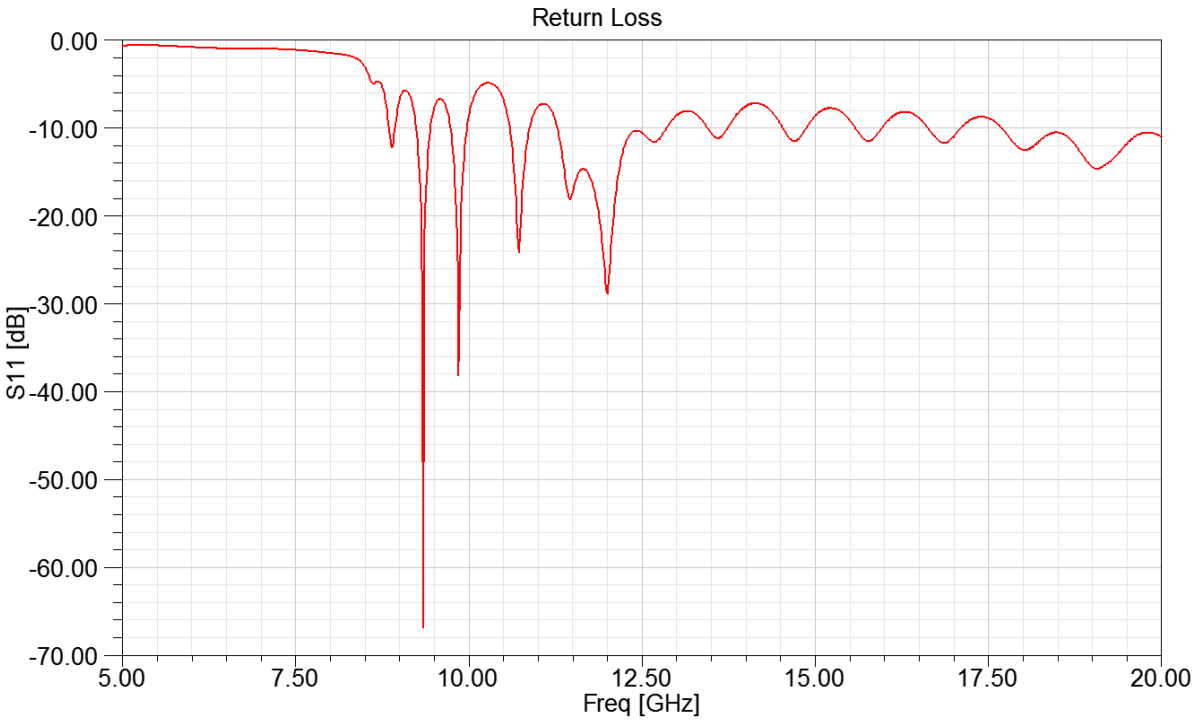


Figura B.9. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 5,5 mm e linha microstrip traseira.

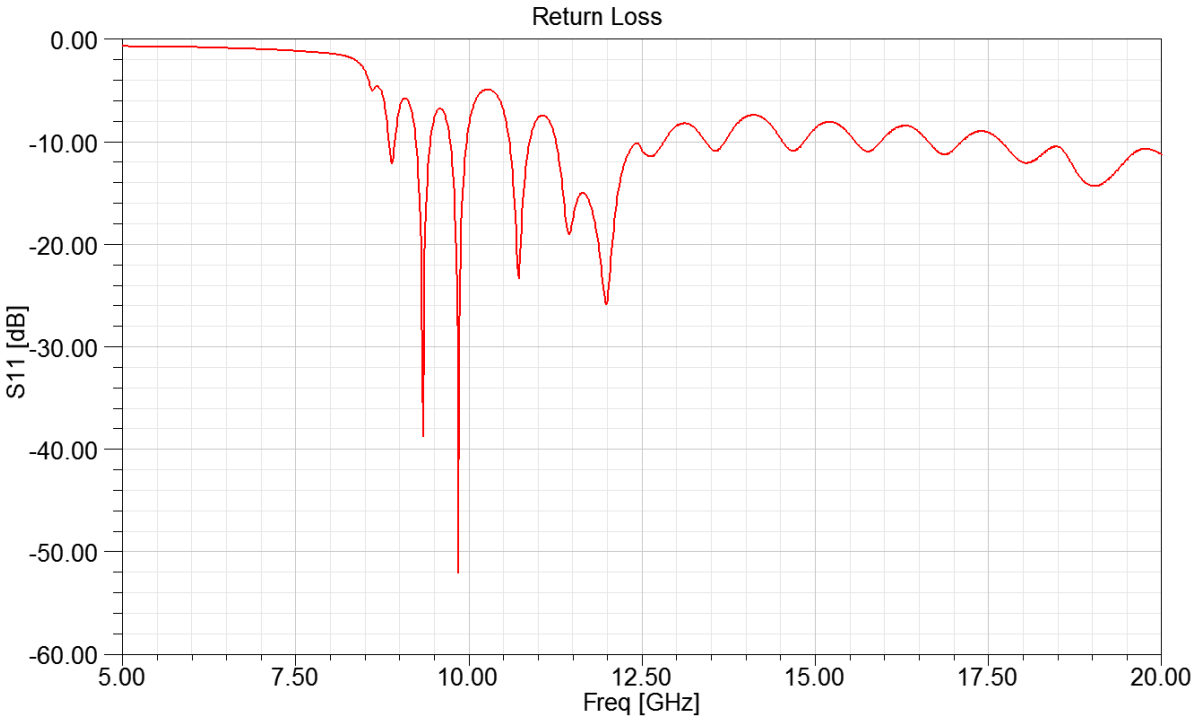


Figura B.10. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 5 mm e linha microstrip traseira.

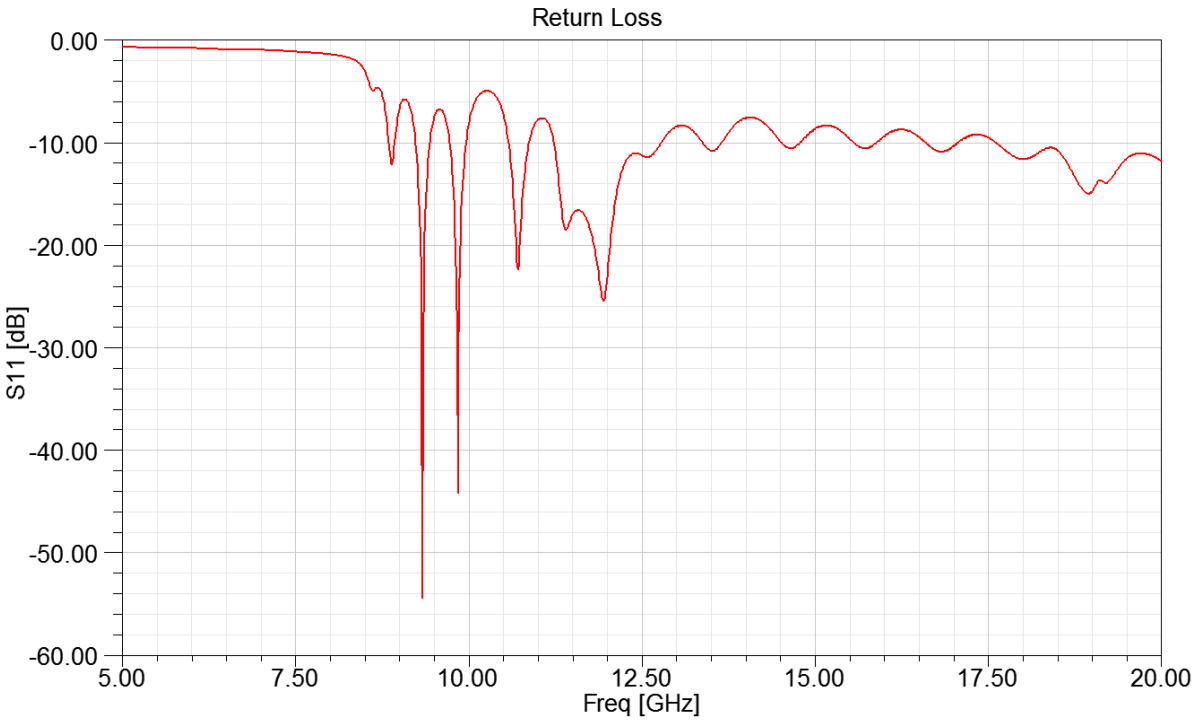


Figura B.11. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 4,5 mm e linha microstrip traseira.

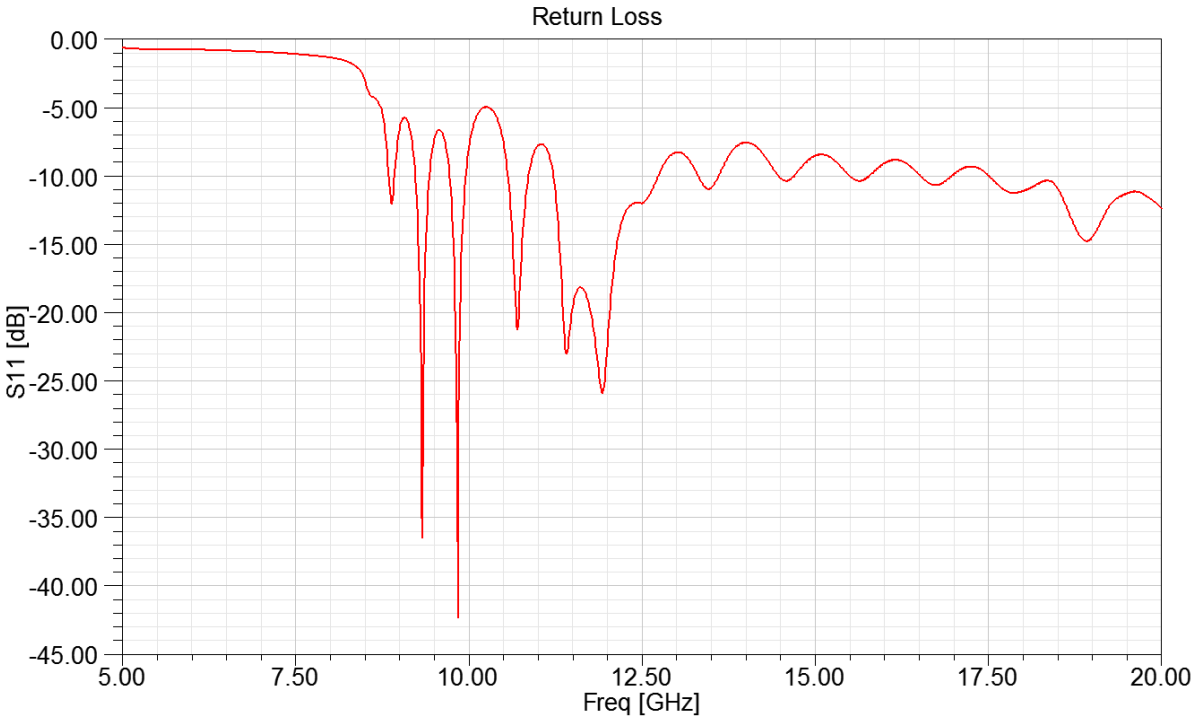


Figura B.12. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 4 mm e linha microstrip traseira.

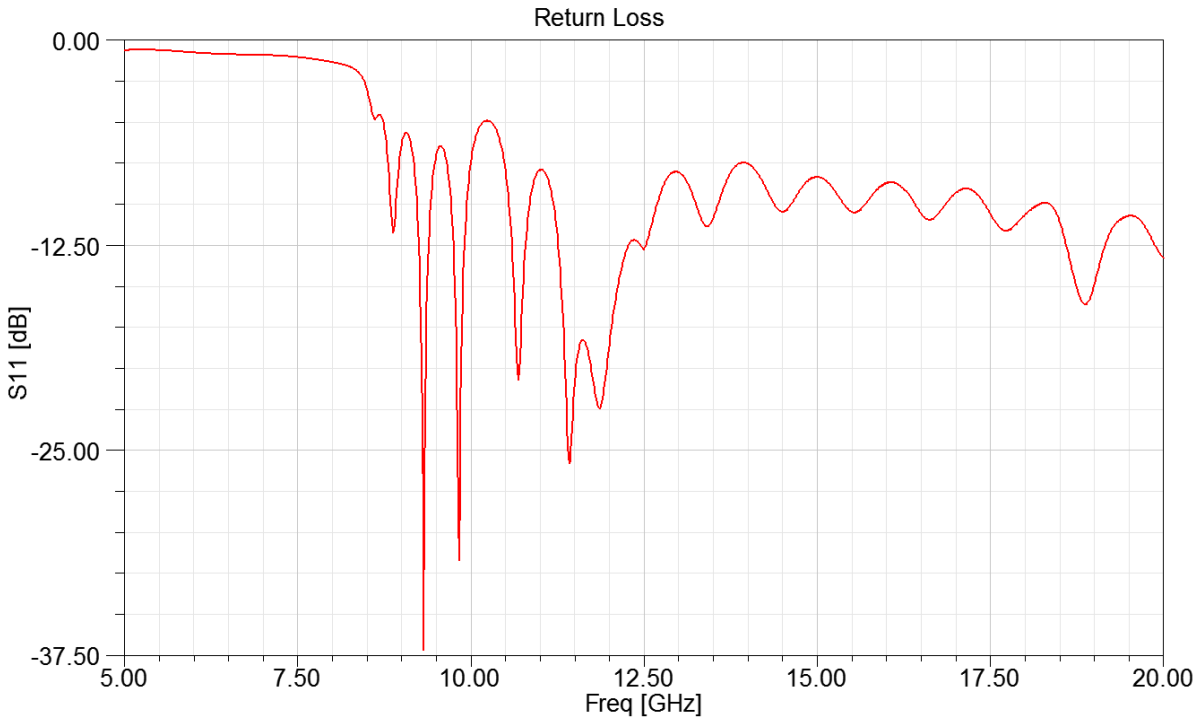


Figura B.13. Resultados de perda de retorno de antena com abertura do taper igual a 3,5 mm e linha microstrip traseira.

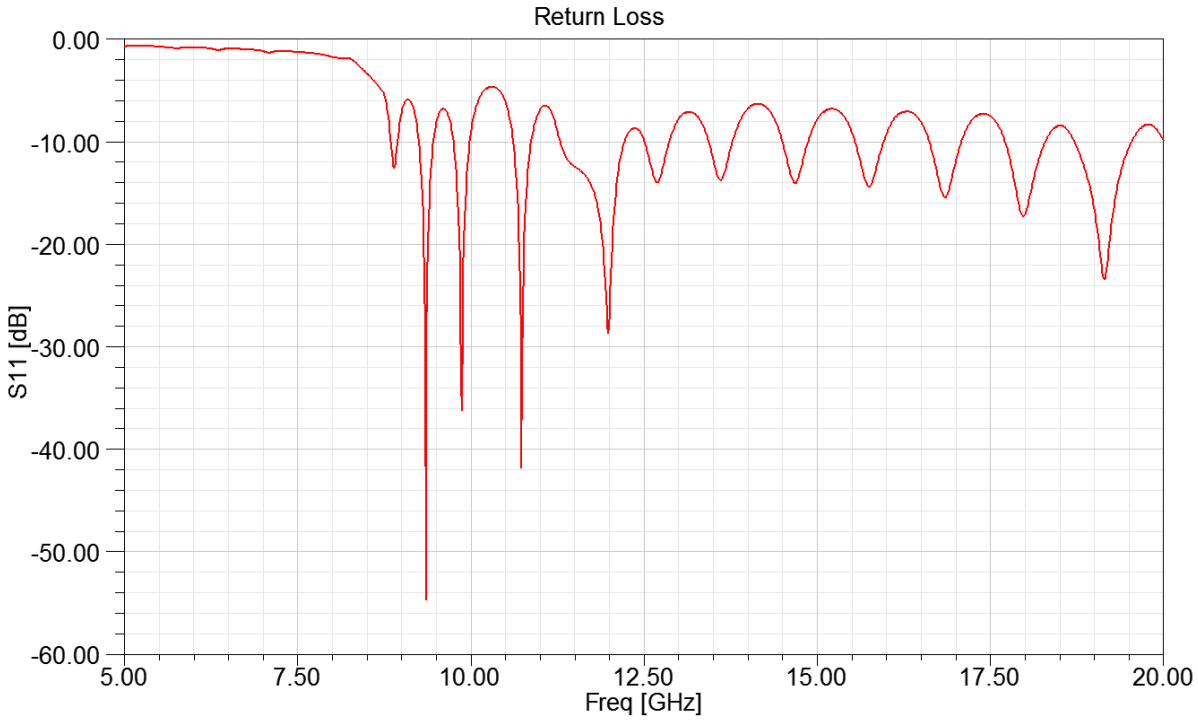


Figura B.14. Resultados de perda de retorno do protótipo simulado 9BMA.

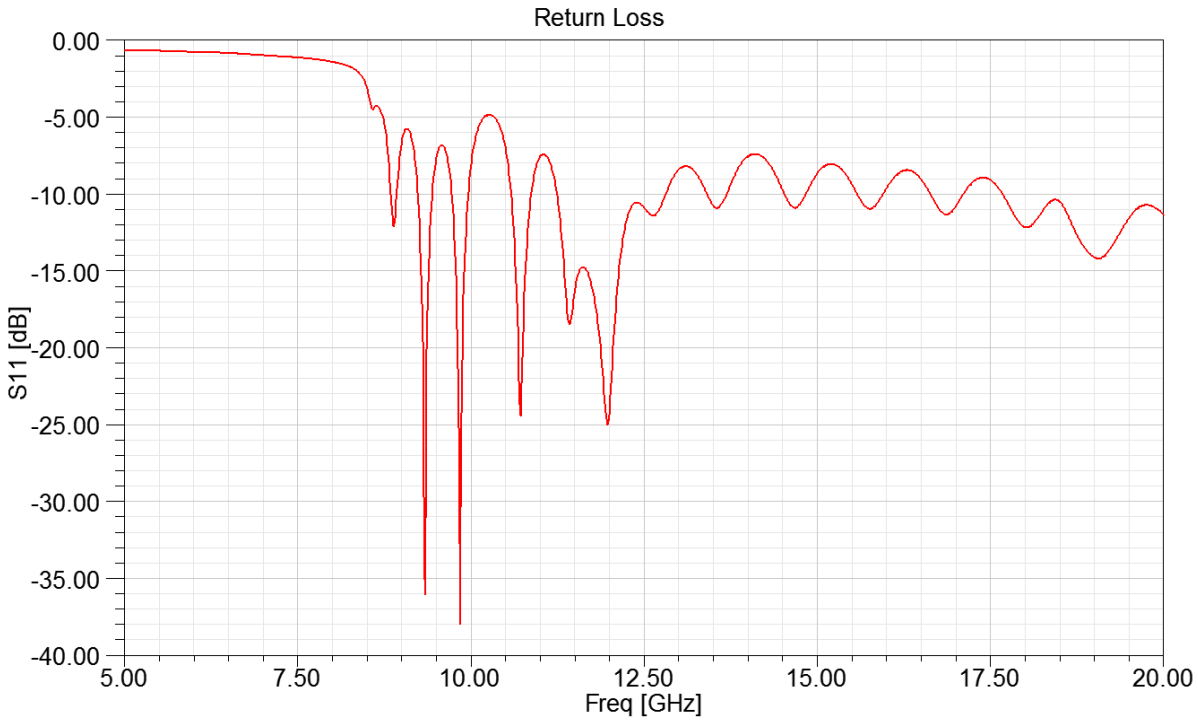


Figura B.15. Resultados de perda de retorno do protótipo simulado 5BMA.

APÊNDICE C – Perda de Retorno das Antenas Fabricadas

As figuras C.1 a C.10 apresentam as perdas de retorno dos protótipos fabricados.

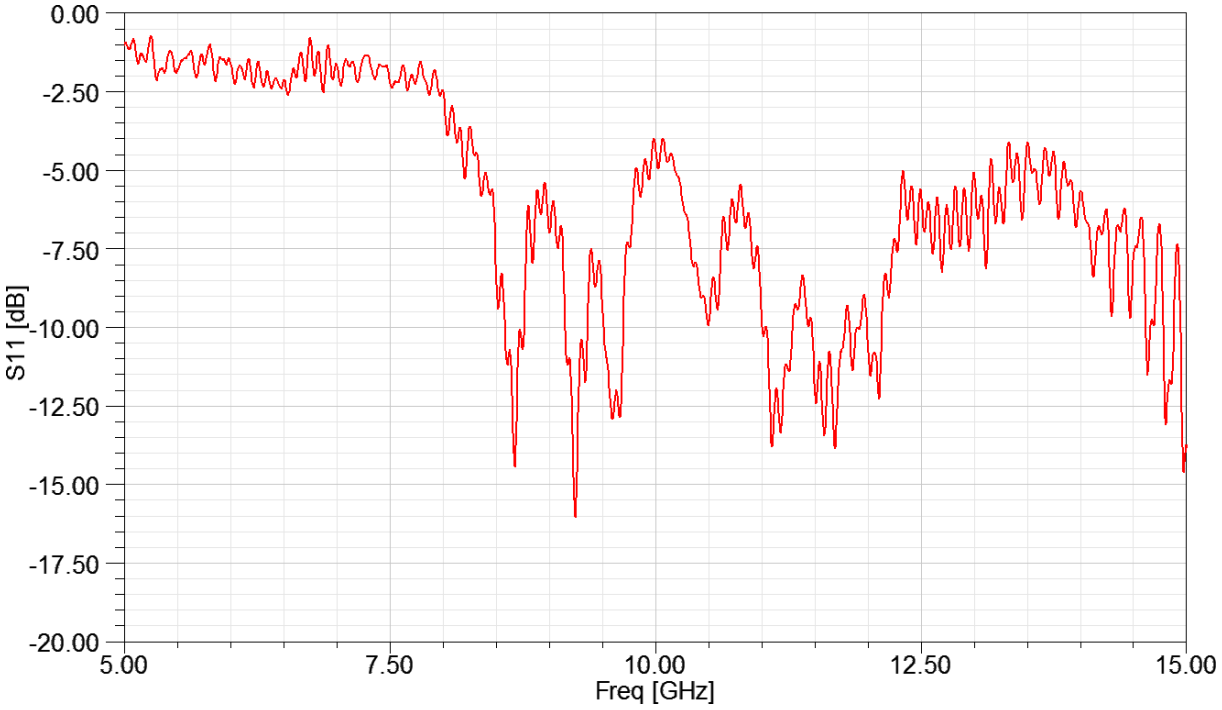


Figura C.1 – Perda de retorno da antena 9135A1.

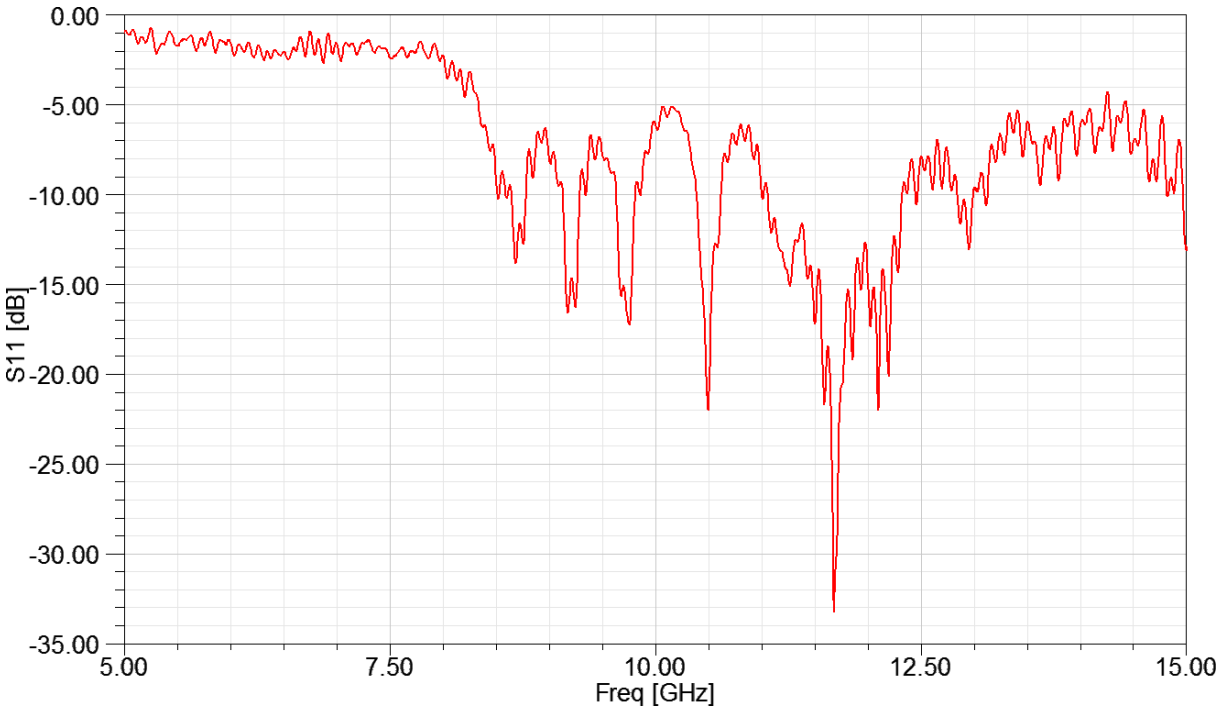


Figura C.2 – Perda de retorno da antena 9135A2.

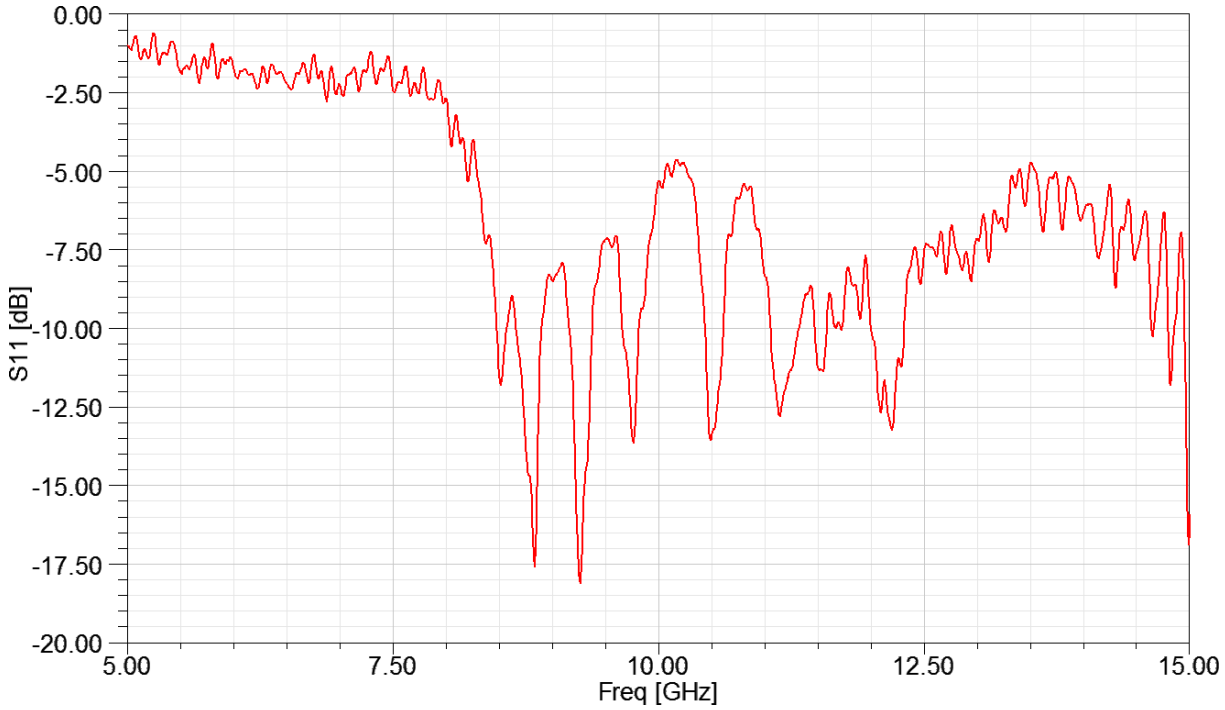


Figura C.3 – Perda de retorno da antena 9135EBA1.

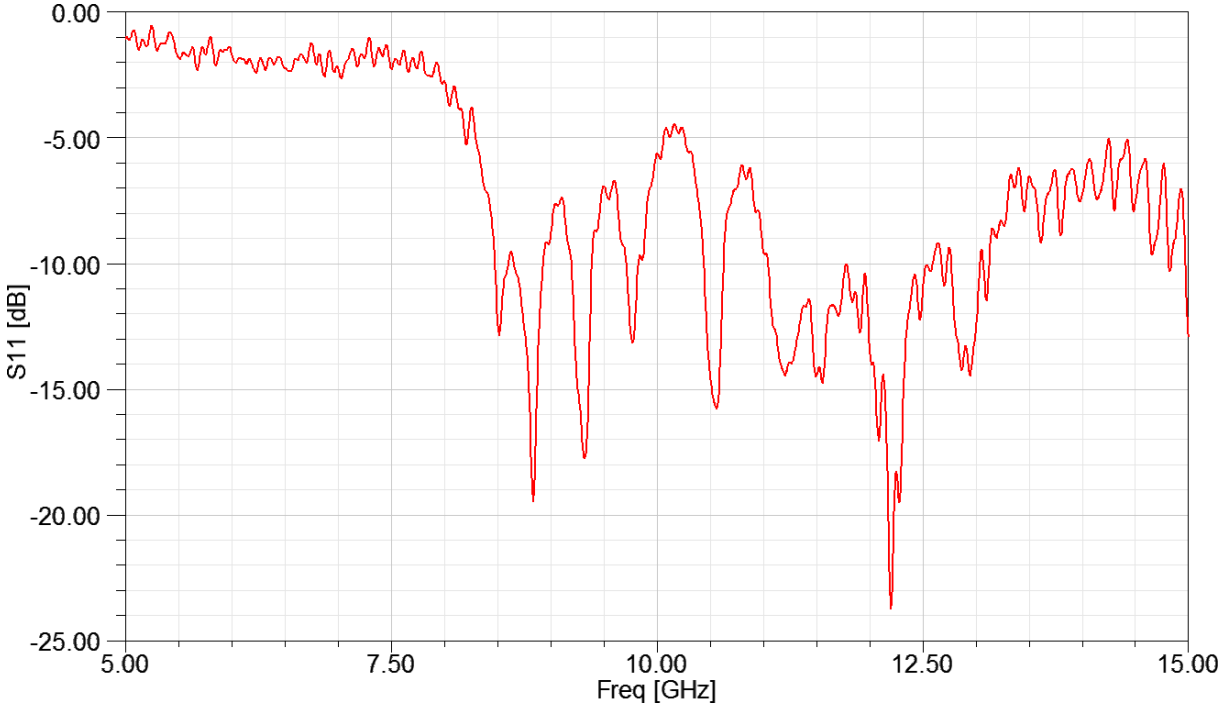


Figura C.4 – Perda de retorno da antena 9135EBA2.

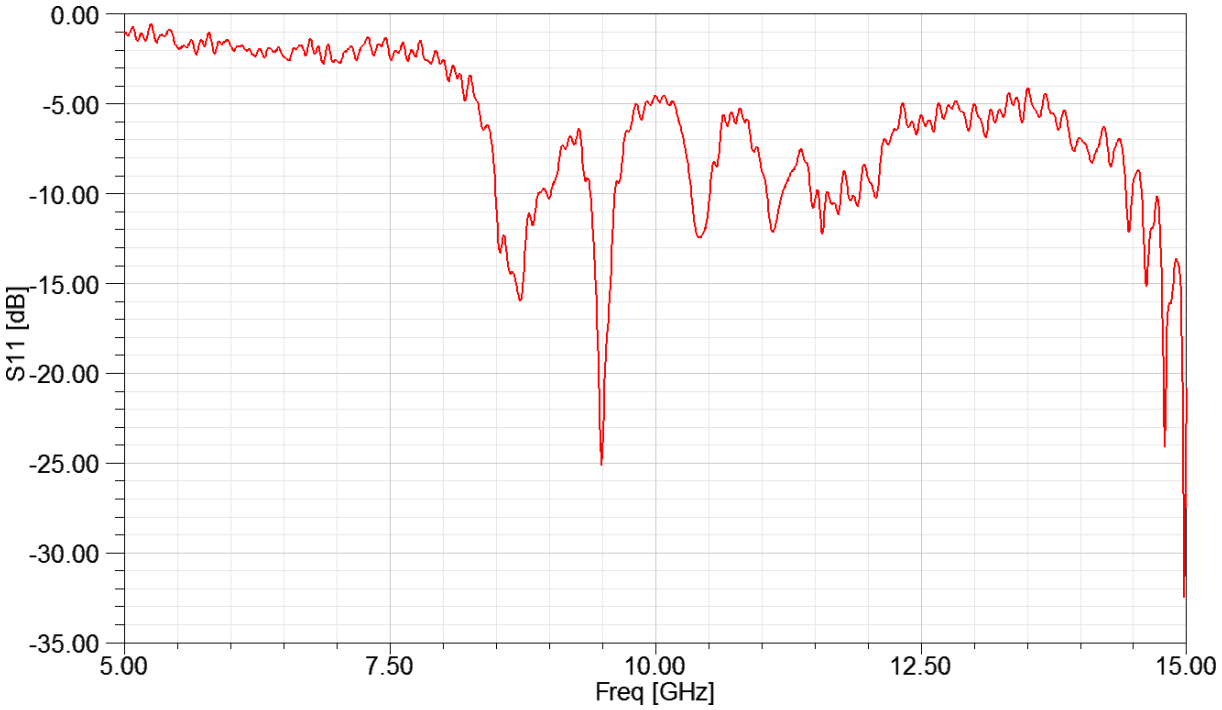


Figura C.5 – Perda de retorno da antena 9135BMA1.

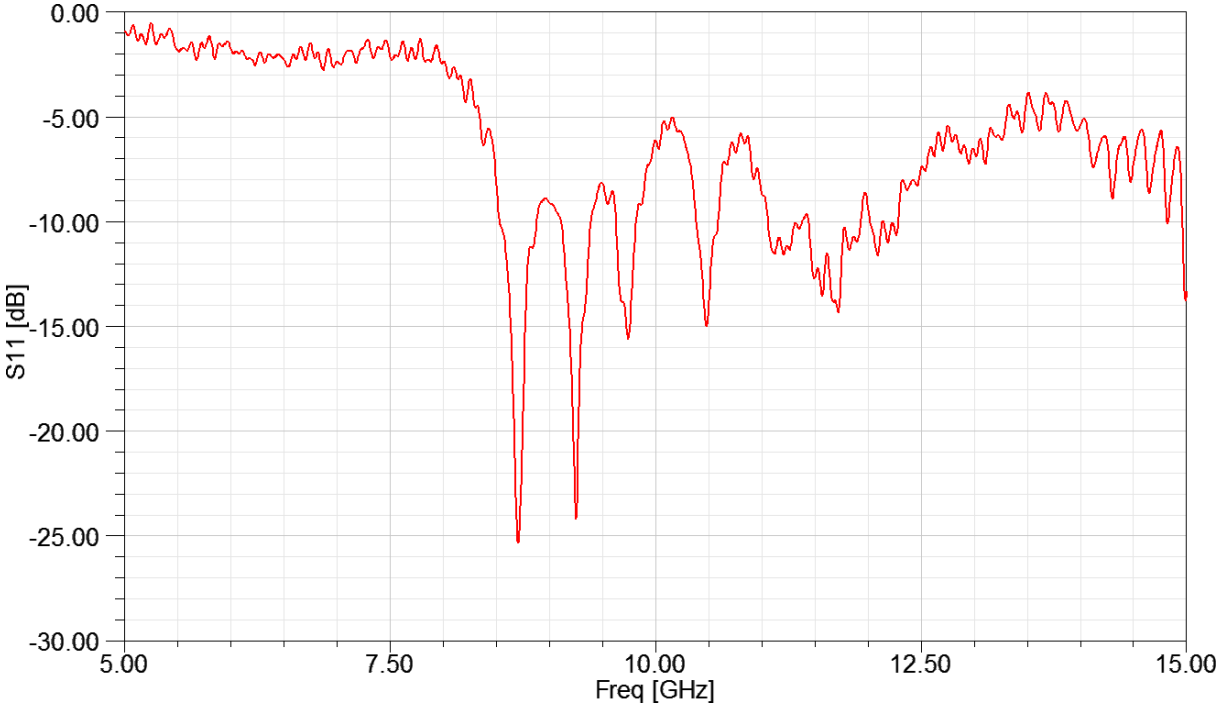


Figura C.6 – Perda de retorno da antena 9135BMA2.

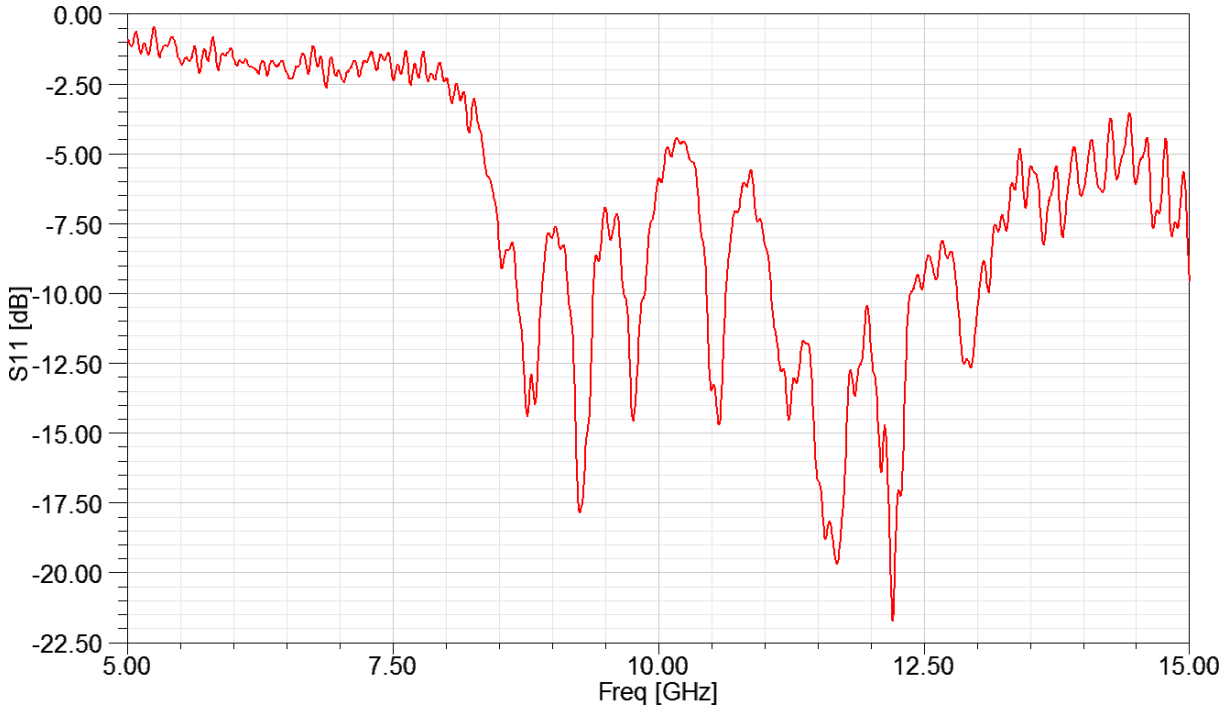


Figura C.7 – Perda de retorno da antena 9BMA1.

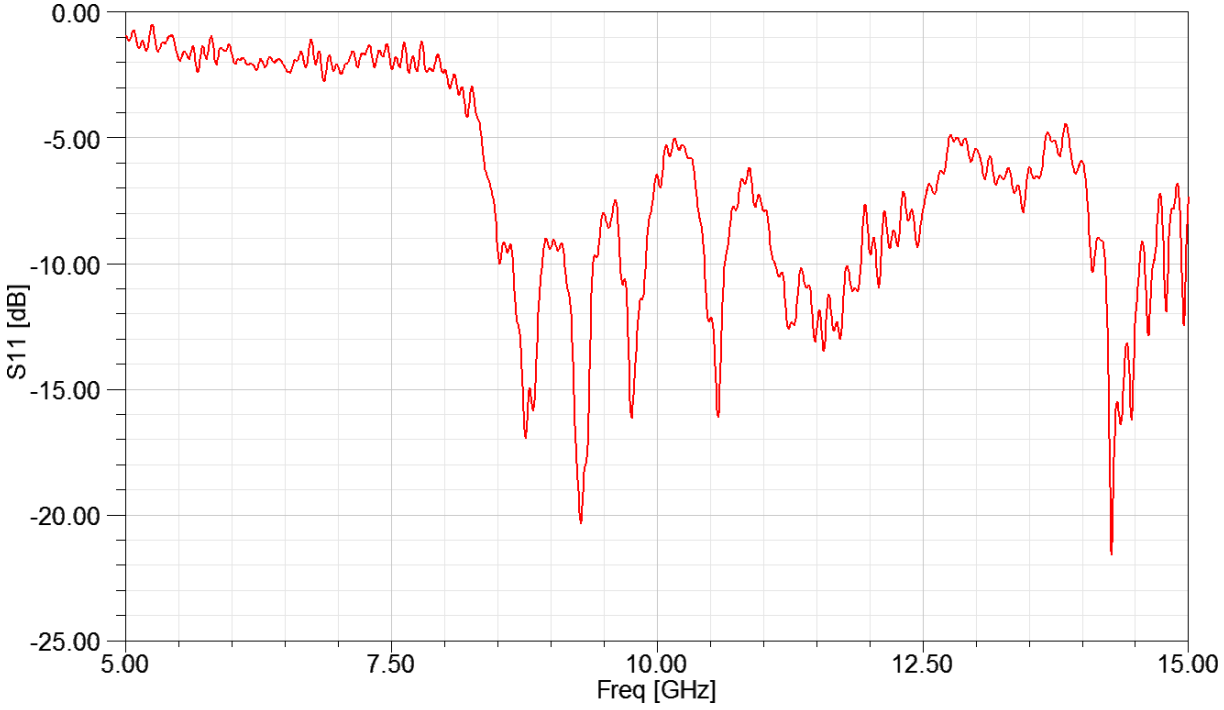


Figura C.8 – Perda de retorno da antena 9BMA2.

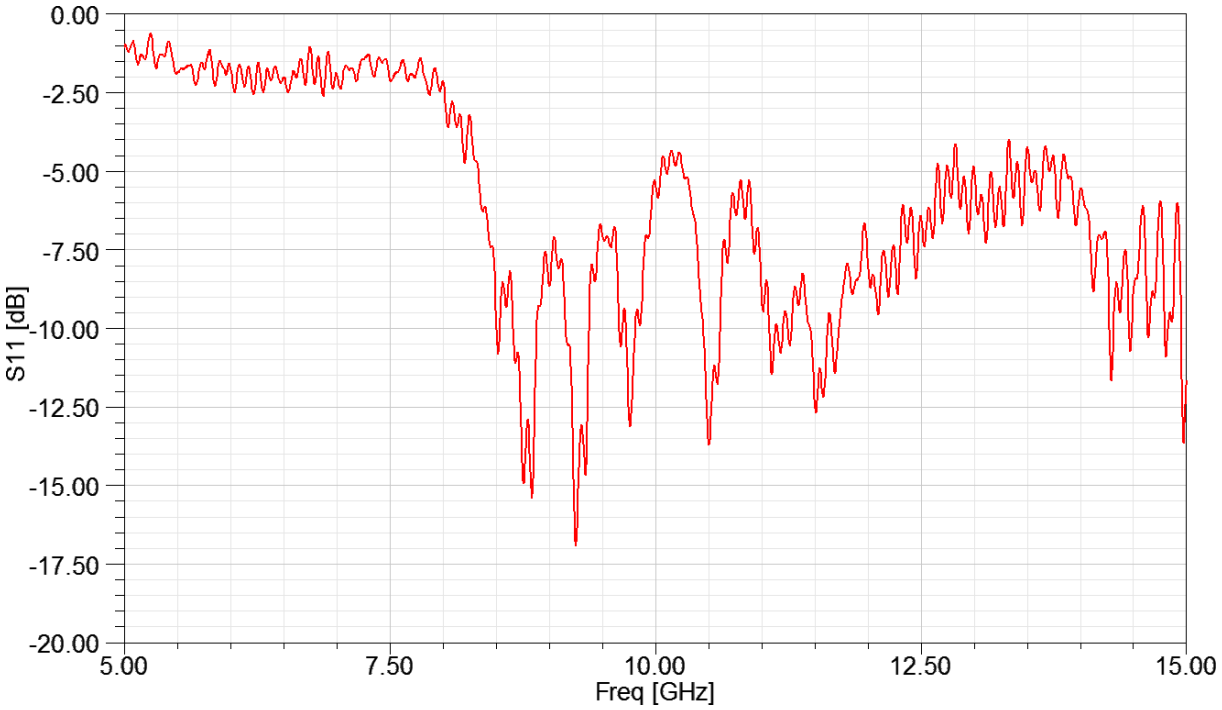


Figura C.9 – Perda de retorno da antena 5BMA1.

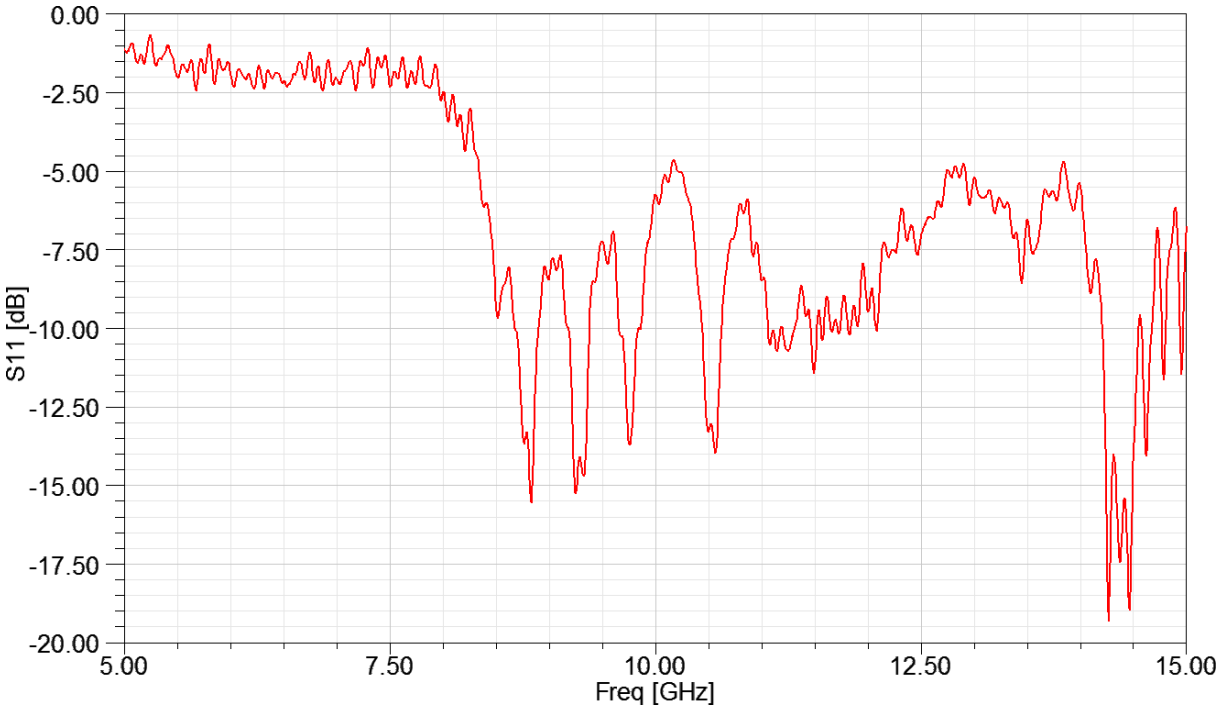


Figura C.10 – Perda de retorno da antena 5BMA2.

A Tabela C.1 concatena os valores de perda de retorno das frequências de operação. A Tabela C.2, por sua vez, apresenta os valores de desvio de frequência sofridos pelos impulsos recebidos.

Antena	Frequência	Perda de Retorno
9135A1	9,6687 GHz	-12,8705 dB
9135A2	9,7587 GHz	-17,2255 dB
9135EBA1	9,7688 GHz	-13,6702 dB
9135EBA2	9,7750 GHz	-13,1755 dB
9135BMA1	9,4975 GHz	-25,1216 dB
9135BMA2	9,7500 GHz	-15,6039 dB
9BMA1	9,7662 GHz	-14,5583 dB
9BMA2	9,7650 GHz	-16,1433 dB
5BMA1	9,7662 GHz	-13,1399 dB
5BMA2	9,7625 GHz	-13,7288 dB

Tabela C.1 – Perda de retorno das antenas fabricadas do segundo protótipo.

Antena	Desvio de frequência
9135A1	313,3 MHz
9135A2	241,3 MHz
9135EBA1	231,2 MHz
9135EBA2	225 MHz
9135BMA1	502,5 MHz
9135BMA2	250 MHz
9BMA1	233,8 MHz
9BMA2	235 MHz
5BMA1	233,8 MHz
5BMA2	237,5 MHz

Tabela C.2 – Desvio de frequência das antenas fabricadas do segundo protótipo.

APÊNDICE D – Diagrama de Irradiação dos Protótipos Fabricados

As figuras D.1 a D.10 apresentam os diagramas de irradiação dos protótipos usando o gerador de sinais do kit do LabVolt.

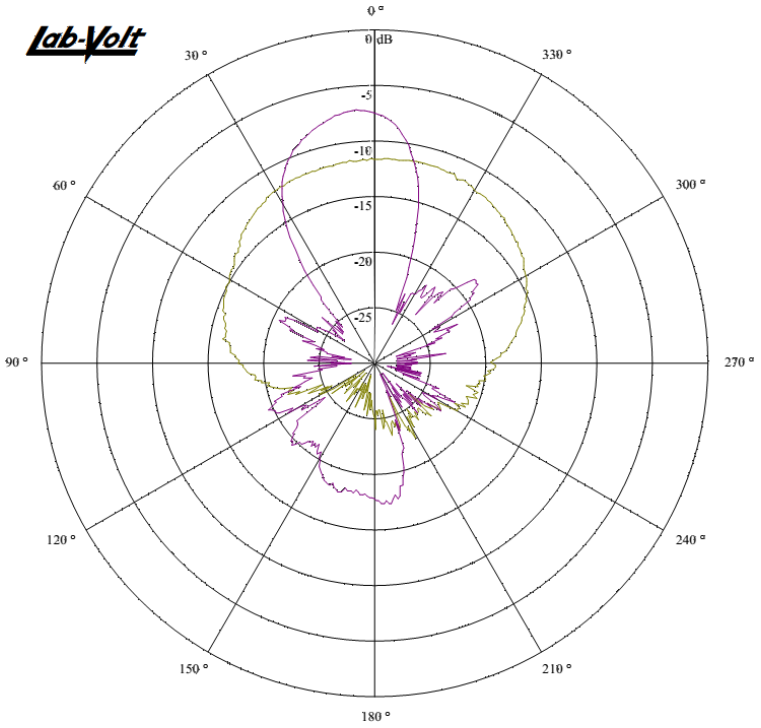


Figura D.1 – Diagrama de irradiação da antena 9135A1 com o gerador do LAbVolt.

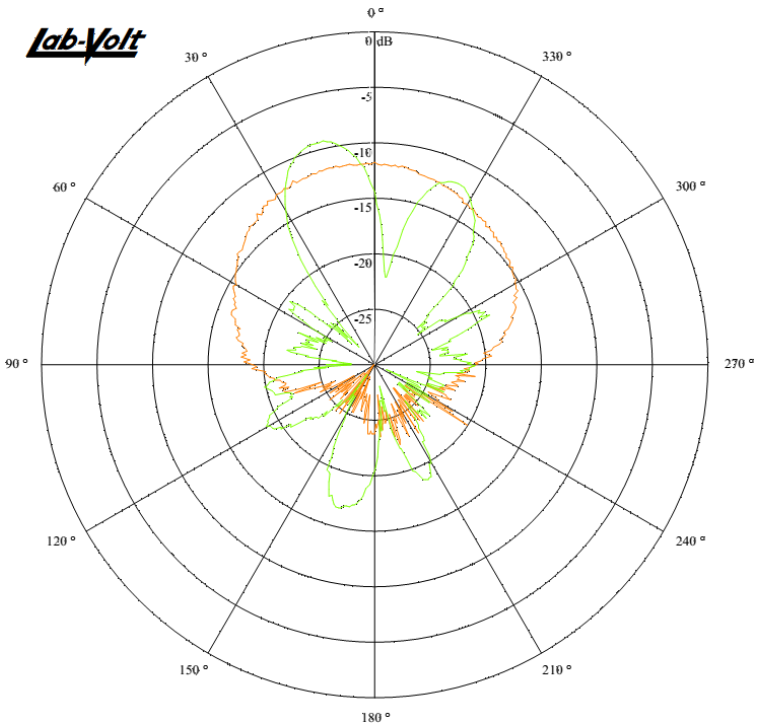


Figura D.2 – Diagrama de irradiação da antena 9135A2 com o gerador do LAbVolt.

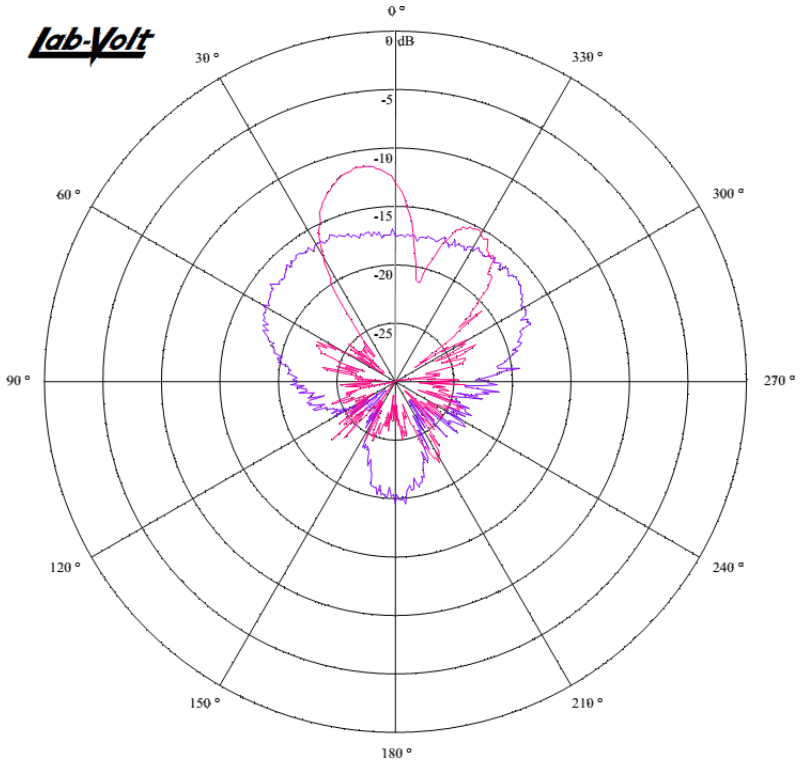


Figura D.3 – Diagrama de irradiação da antena 9135EBA1 com o gerador do LAbVolt.

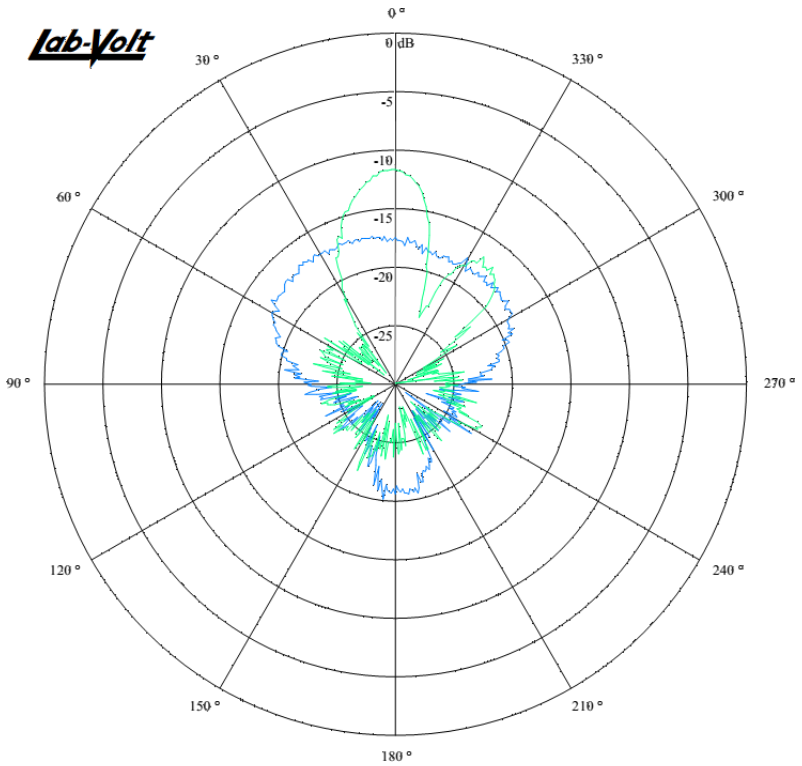


Figura D.4 – Diagrama de irradiação da antena 9135EBA2 com o gerador do LAbVolt.

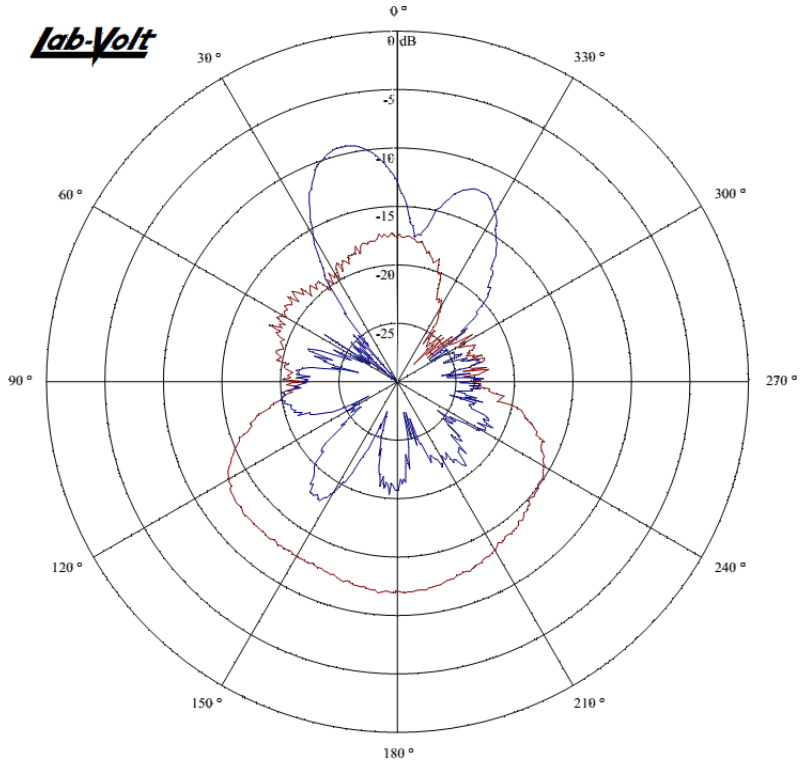


Figura D.5 – Diagrama de irradiação da antena 9135BMA1 com o gerador do LAbVolt.

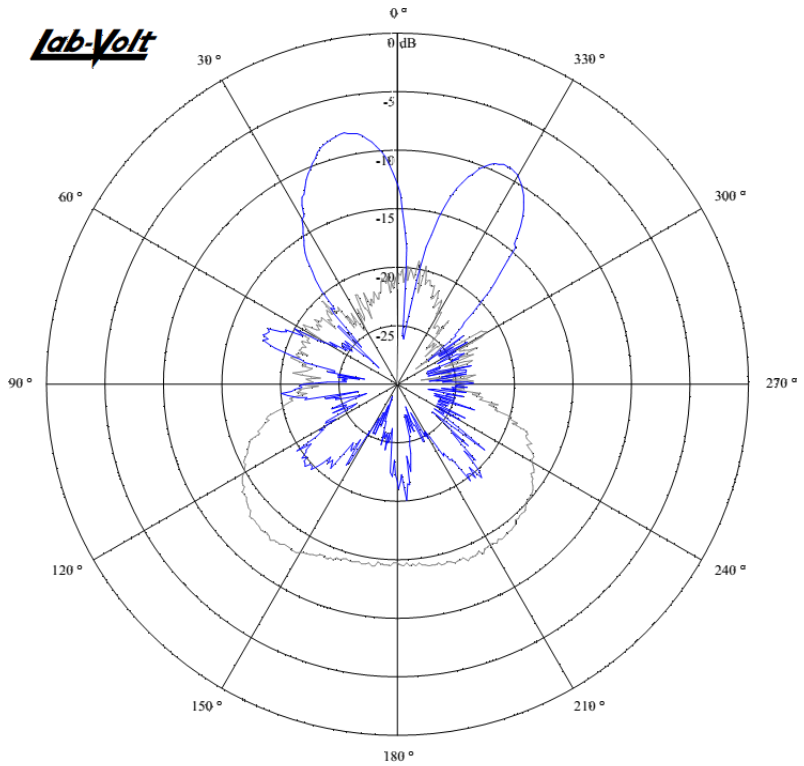


Figura D.6 – Diagrama de irradiação da antena 9135BMA2 com o gerador do LAbVolt.

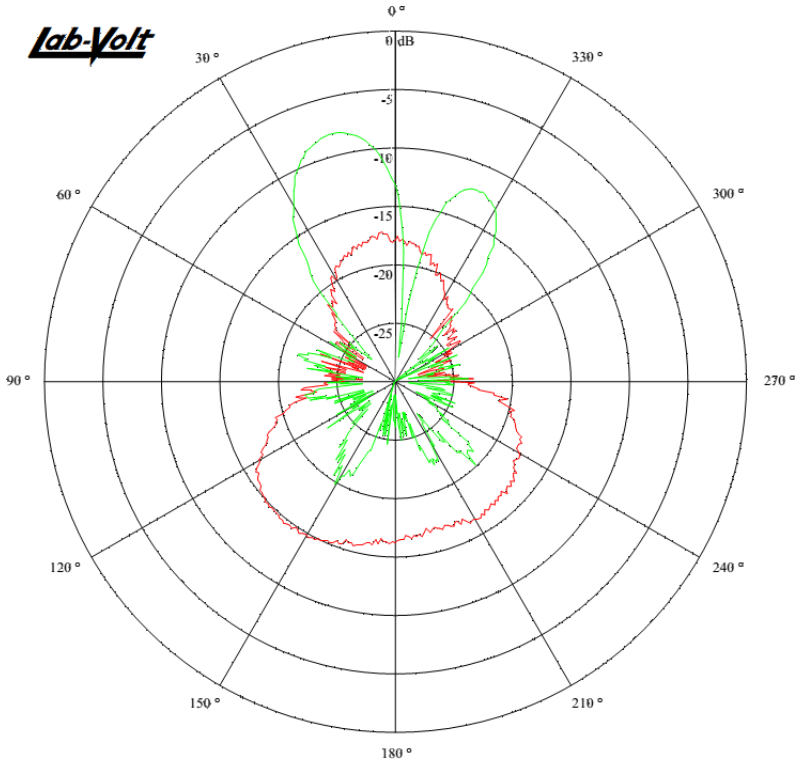


Figura D.7 – Diagrama de irradiação da antena 9BMA1 com o gerador do LAbVolt.

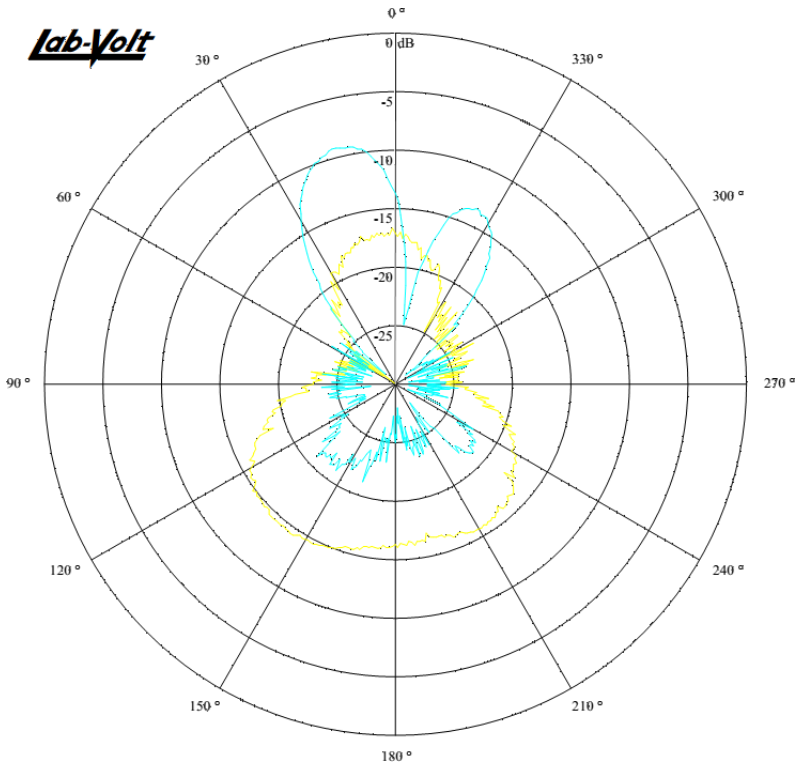


Figura D.8 – Diagrama de irradiação da antena 9BMA2 com o gerador do LAbVolt.

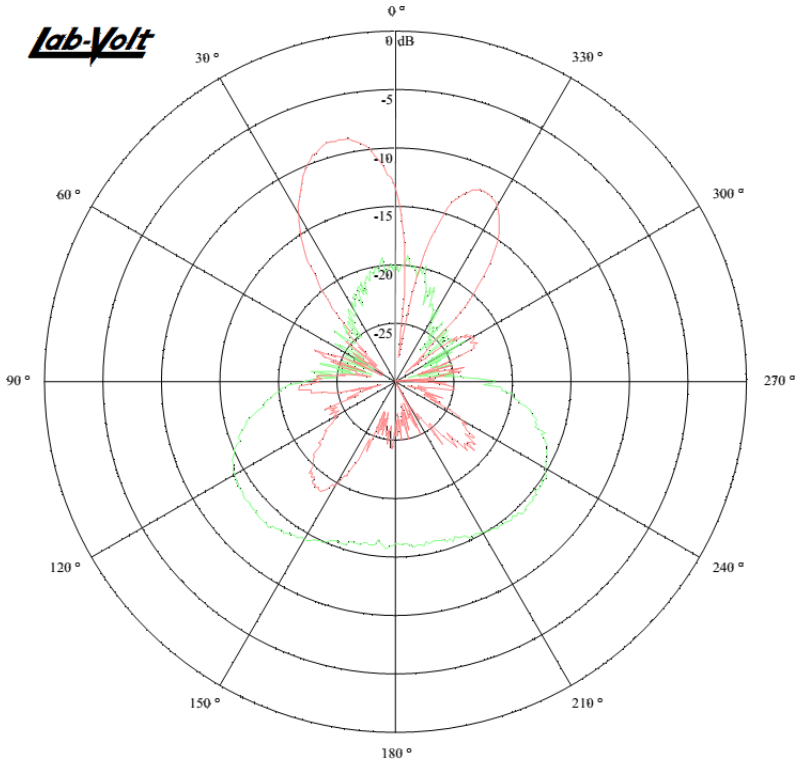


Figura D.9 – Diagrama de irradiação da antena 5BMA1 com o gerador do LAbVolt.

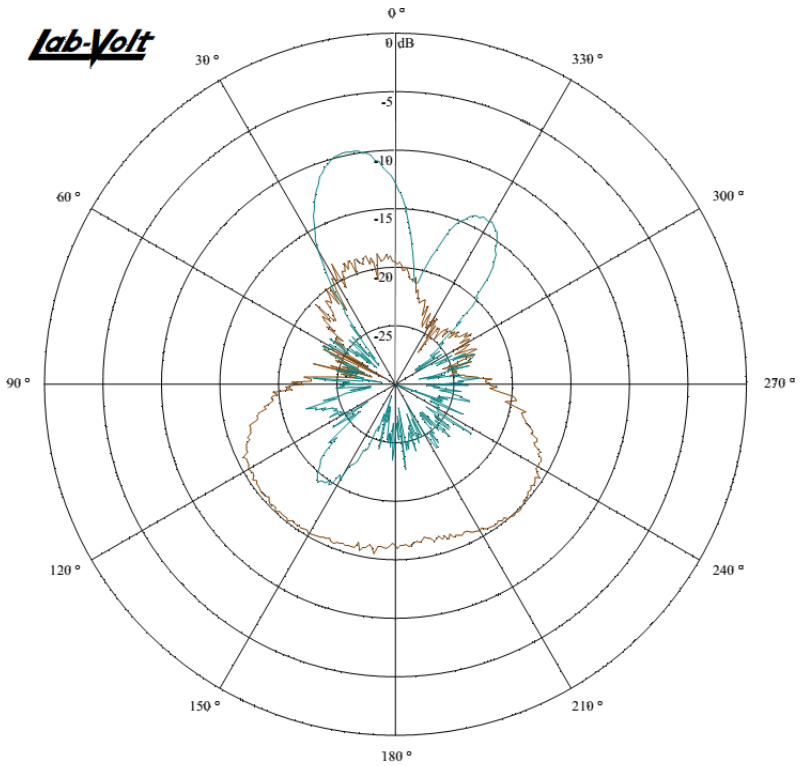


Figura D.10 – Diagrama de irradiação da antena 5BMA2 com o gerador do LAbVolt.

Como o gerador do LAbVolt gera ondas fixas de 10,125 GHz, o sinal é recebido pela antena fora da frequência de operação da mesma. Na antena 9135A1, a frequência de operação coincidiu de ser próxima ao valor de frequência do gerador. Nesse caso, é possível ver que o diagrama de irradiação foi próximo ao esperado. Nos outros casos, formaram-se dois lóbulos "principais". Isto ocorre porque, fora da frequência de operação, as fendas começam a agir como antenas separadas, uma vez que o tamanho das fendas é projetado de acordo com a frequência da onda guiada, que é, consequentemente, a frequência da onda transmitida/recebida.

Na tentativa de solucionar esse problema, utilizou-se um gerador externo, gerando ondas na exata frequência de operação de cada protótipo fabricado.

As figuras D.11 a D.20 apresentam os diagramas de irradiação dos protótipos usando o gerador de sinais externo.

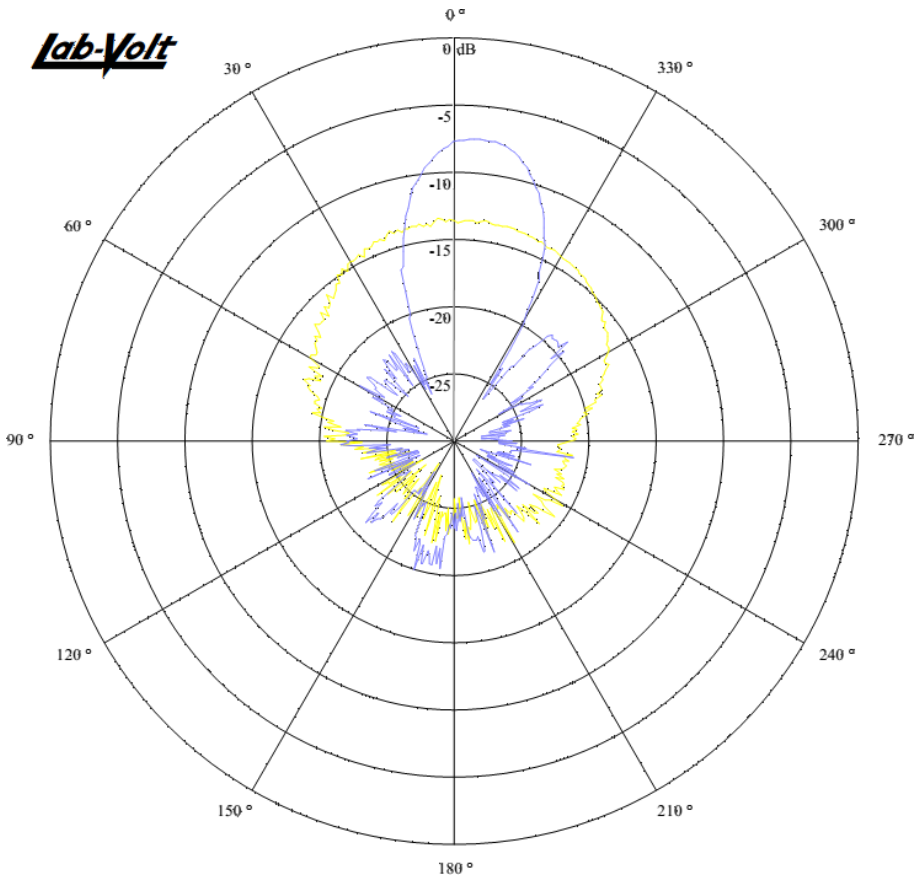


Figura D.11 – Diagrama de irradiação da antena 9135A1 com o gerador externo.

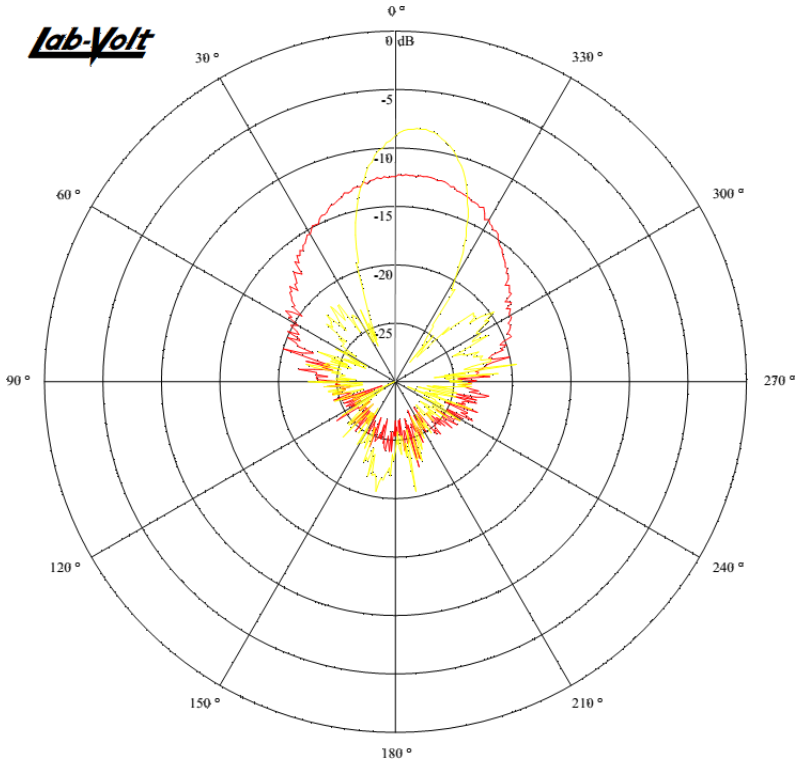


Figura D.12 – Diagrama de irradiação da antena 9135A2 com o gerador externo.

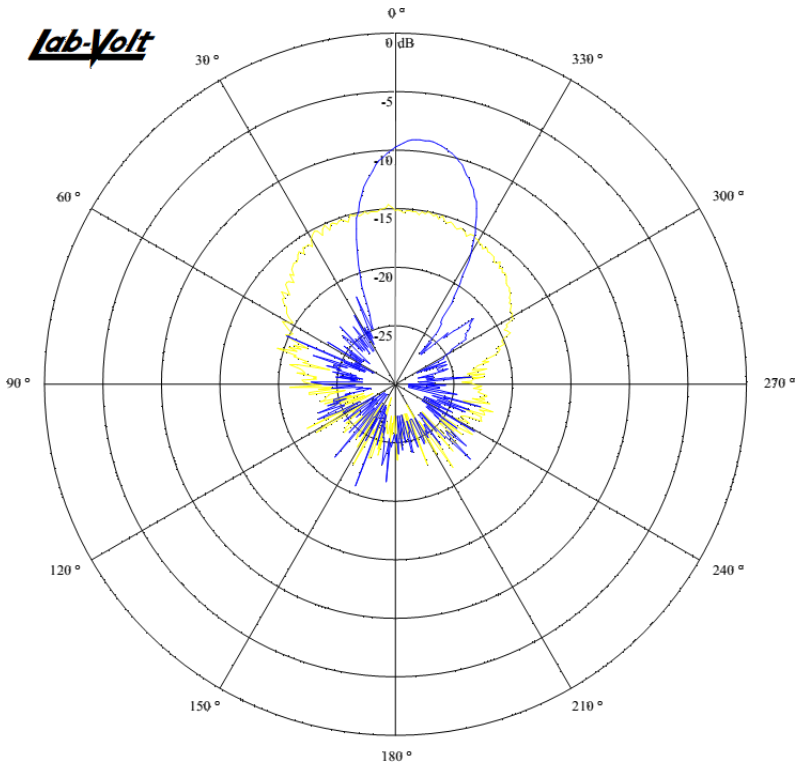


Figura D.13 – Diagrama de irradiação da antena 9135EBA1 com o gerador externo.

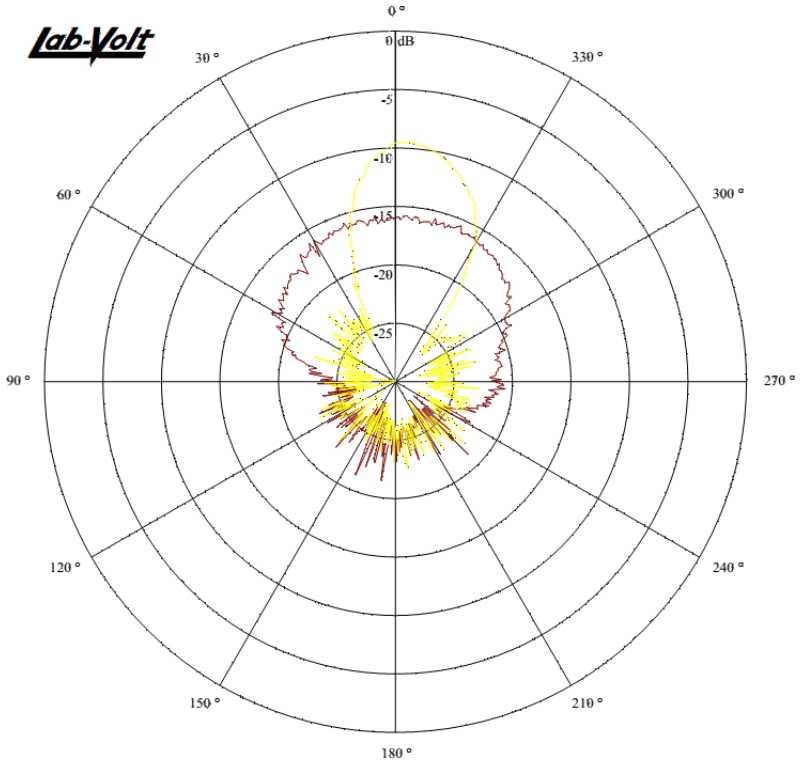


Figura D.14 – Diagrama de irradiação da antena 9135EBA2 com o gerador externo.

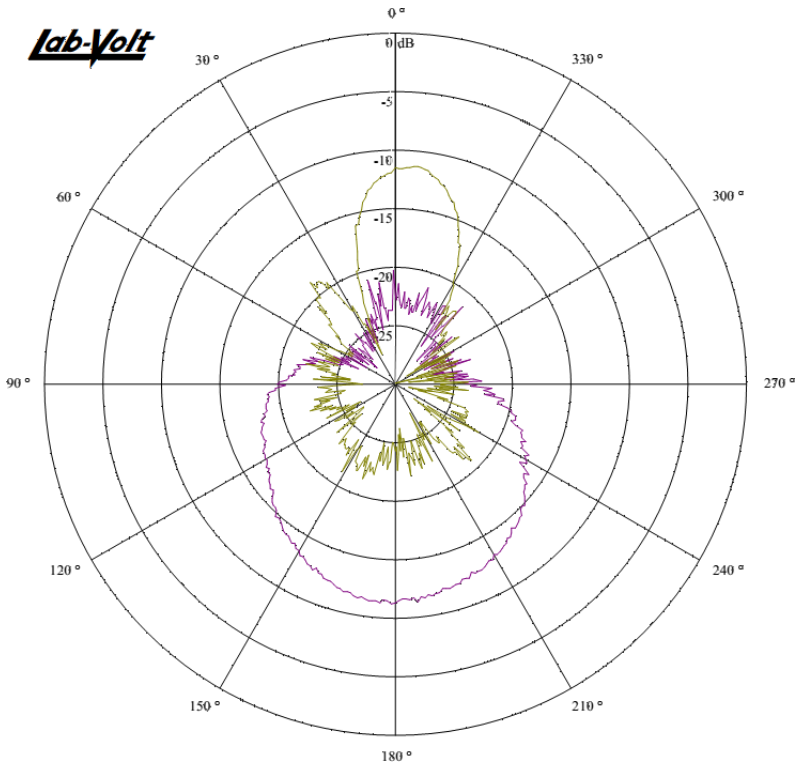


Figura D.15 – Diagrama de irradiação da antena 9135BMA1 com o gerador externo.

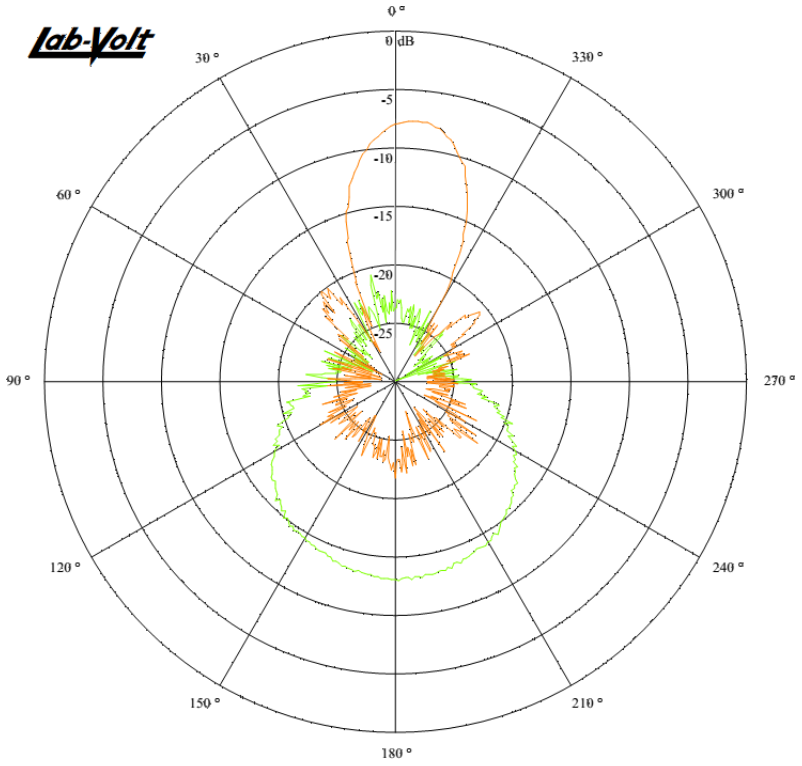


Figura D.16 – Diagrama de irradiação da antena 9135BMA2 com o gerador externo.

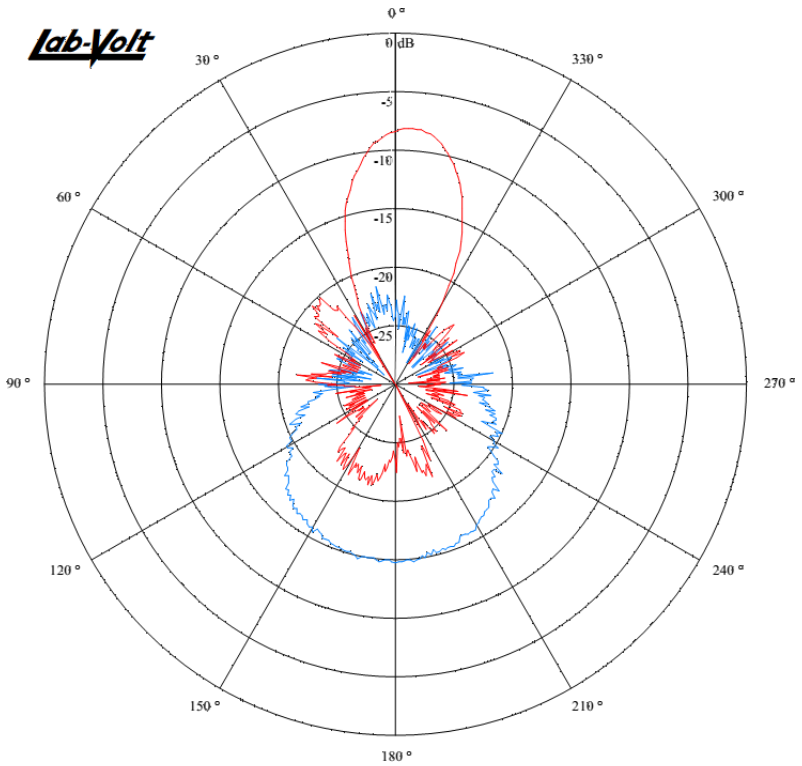


Figura D.17 – Diagrama de irradiação da antena 9BMA1 com o gerador externo.

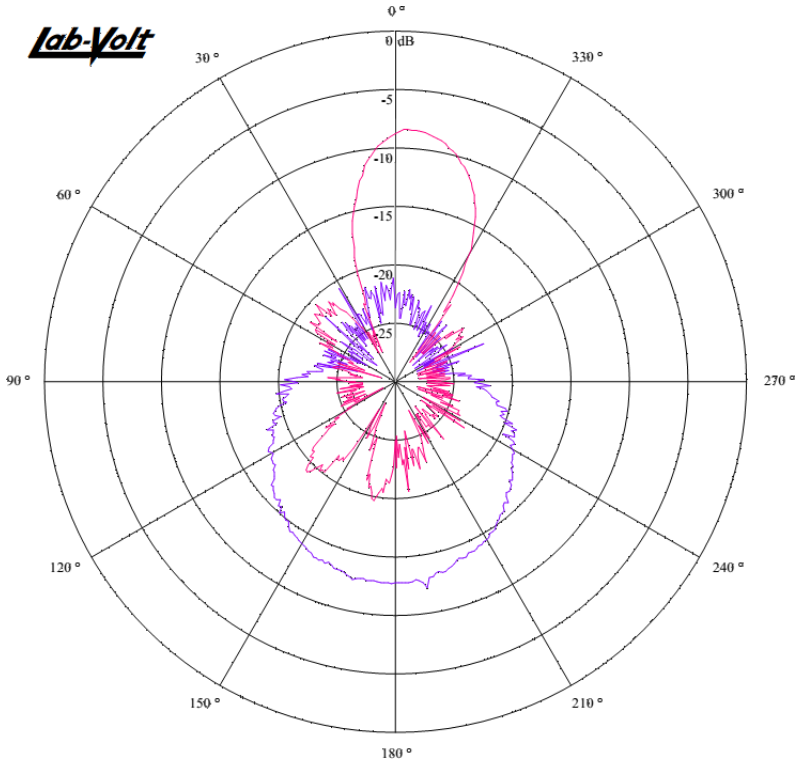


Figura D.18 – Diagrama de irradiação da antena 9BMA2 com o gerador externo.

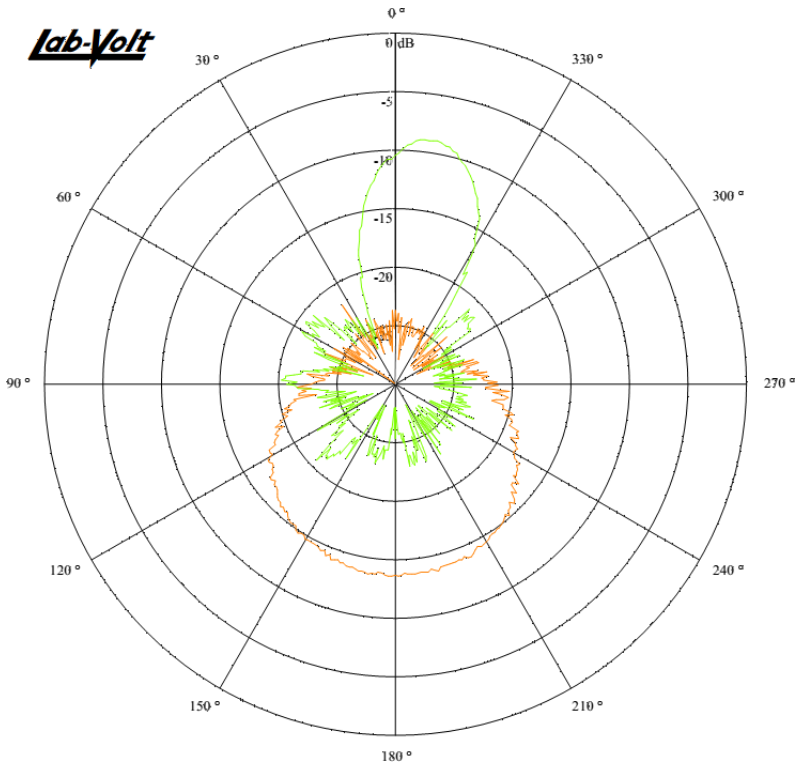


Figura D.19 – Diagrama de irradiação da antena 5BMA1 com o gerador externo.

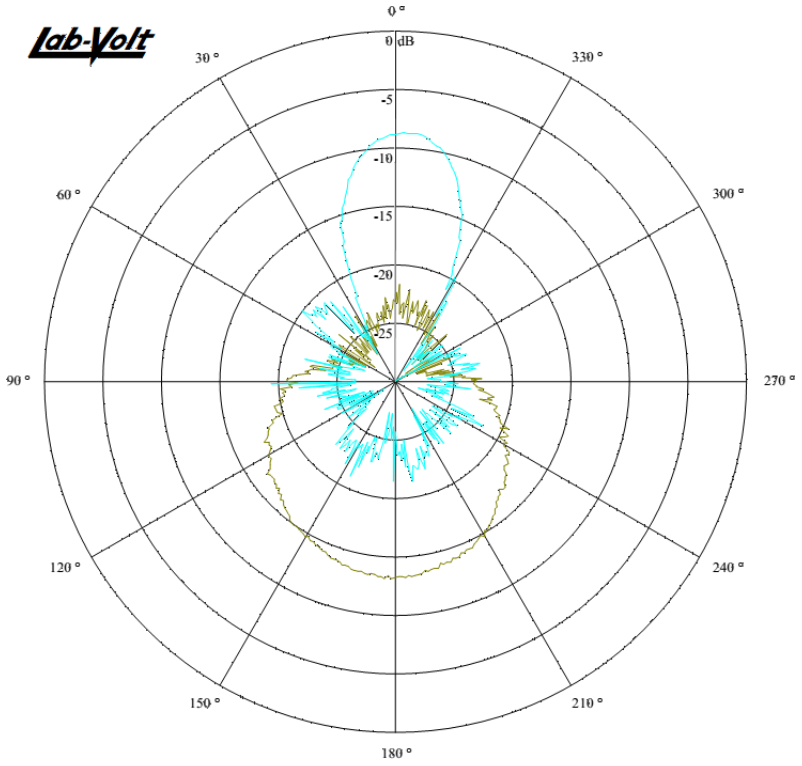


Figura D.20 – Diagrama de irradiação da antena 5BMA1 com o gerador externo.