



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
PRÓ-REITORIA DE GRADUAÇÃO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIAS
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

LUIS GUSTAVO FERREIRA LOPES

**INFLUÊNCIA DA GEOMETRIA DO *TAPER* CÔNICO E DO PROCESSO DE
FABRICAÇÃO NO DESEMPENHO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DO TIPO *CPW*
*GROUND***

CARAÚBAS

2025

LUIS GUSTAVO FERREIRA LOPES

**INFLUÊNCIA DA GEOMETRIA DO *TAPER* CÔNICO E DO PROCESSO DE
FABRICAÇÃO NO DESEMPENHO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DO TIPO *CPW*
*GROUND***

Monografia apresentada a Universidade Federal Rural do Semi-Árido como requisito para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Francisco de Assis Brito Filho.

Co-orientador: Prof. Dr. José Garibaldi Duarte Júnior.

CARAÚBAS

2025

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

L864i Lopes, Luis Gustavo Ferreira.
 Influência da geometria do taper cônico e do
 processo de fabricação no desempenho de linhas de
 transmissão do tipo cpw ground / Luis Gustavo
 Ferreira Lopes. - 2025.
 82 f. : il.

 Orientador: Francisco de Assis Brito Filho.
 Coorientador: José Garibaldi Duarte Júnior.
 Monografia (graduação) - Universidade Federal
 Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia
 Elétrica, 2025.

 1. cpw-ground. 2. taper cônico. 3. parâmetros s.
 I. Brito Filho, Francisco de Assis, orient. II.
 Duarte Júnior, José Garibaldi, co-orient. III.
 Título.

Ficha catalográfica elaborada por sistema gerador automático em conformidade
com AACR2 e os dados fornecidos pelo(a) autor(a).
Biblioteca Campus Caraúbas
Bibliotecária: Sarah Freire Bezerra
CRB: 15/1052

O serviço de Geração Automática de Ficha Catalográfica para Trabalhos de Conclusão de Curso (TCC's) foi desenvolvido pelo Instituto de Ciências Matemáticas e de Computação da Universidade de São Paulo (USP) e gentilmente cedido para o Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido (SISBI-UFERSA), sendo customizado pela Superintendência de Tecnologia da Informação e Comunicação (SUTIC) sob orientação dos bibliotecários da instituição para ser adaptado às necessidades dos alunos dos Cursos de Graduação e Programas de Pós-Graduação da Universidade.

LUIS GUSTAVO FERREIRA LOPES

**INFLUÊNCIA DA GEOMETRIA DO *TAPER* CÔNICO E DO PROCESSO DE
FABRICAÇÃO NO DESEMPENHO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DO TIPO *CPW*
*GROUND***

Monografia apresentada a Universidade
Federal Rural do Semi-Árido como requisito
para obtenção do título de Bacharel em
Engenharia Elétrica.

Defendida em: 17 / 12 / 2025.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Francisco de Assis Brito Filho
Presidente

Prof. Dr. José Garibaldi Duarte Júnior
Membro Examinador

Édney Matheus Viana Freitas
Membro Examinador

DEDICATÓRIA

*Aos meus pais, que são minha base, minha força e meu porto seguro.
Obrigado por cada palavra de incentivo, sacrifício e por nunca deixarem
que eu desistisse dos meus sonhos. Esta vitória é, antes de tudo, de vocês.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por me dar força nos momentos de cansaço, por renovar minhas esperanças a cada etapa desta caminhada e por iluminar meus passos quando eles pareciam incertos. Sem Sua presença, esta conquista não teria sido possível.

Aos meus pais, Anaci e Lusimar, deixo minha gratidão mais sincera. Obrigado pelo amor incondicional, pelas palavras de apoio, pelos sacrifícios silenciosos e por acreditarem em mim mesmo quando eu não conseguia enxergar meu próprio potencial. Tudo o que conquisto carrega a marca do esforço e da dedicação de vocês.

As minhas tias e meu tio, Leda, Fátima e Neto, agradeço profundamente não apenas pelo carinho e incentivo, mas também pelo apoio financeiro que me permitiu seguir firme nos estudos. Vocês foram fundamentais para que esta etapa da minha vida se tornasse possível, e guardo por vocês uma gratidão que levo para sempre.

À minha noiva Alice, que acompanhou de perto cada passo desta trajetória, agradeço por sua paciência, pela compreensão nos dias mais difíceis, pelas palavras que me levantaram e pelo amor que me deu equilíbrio. Sua presença foi essencial para que eu permanecesse firme.

Aos meus amigos Joilson, Nadson e Mariane, agradeço pela amizade verdadeira, pela parceria de sempre, pelas conversas que aliviaram o peso da rotina e pelas risadas que renovaram minhas forças. Vocês tornaram este caminho mais leve, mais suportável e muito mais especial.

E ao meu orientador e coorientador, Professor Brito e Professor Garibaldi, registro meu profundo agradecimento. Obrigado pela orientação, pela confiança no meu trabalho e pela dedicação em cada etapa. Suas exigências e apoio foram fundamentais para o desenvolvimento deste TCC.

Agradeço ao técnico de laboratório Charles pelo auxílio prestado ao longo das disciplinas, sempre solícito no suporte às atividades práticas. Sua contribuição foi essencial, especialmente ao me orientar e ensinar a correta utilização do analisador vetorial de redes, o que teve papel importante no desenvolvimento deste trabalho.

A todos vocês, minha eterna gratidão. Este trabalho é fruto não apenas do meu esforço, mas também do amor, da paciência e do apoio de cada um.

RESUMO

Este trabalho investiga a influência da geometria do *taper* cônico linear e dos processos de fabricação no desempenho de linhas de transmissão do tipo *Coplanar Waveguide with Ground* (*CPW-Ground*), operando em 2,45 GHz. Foram analisados dois substratos amplamente utilizados em projetos de RF (FR-4 e Rogers 04350B) e dois métodos de fabricação: usinagem CNC e corrosão química. Para cada combinação de substrato, *taper* (10 mm e 20 mm) e processo produtivo, foram fabricados protótipos experimentais cujos parâmetros de espalhamento (S_{11} e S_{21}) foram medidos por meio de um analisador vetorial de redes e posteriormente os dados recolhidos foram processados no MATLAB. Os resultados evidenciaram que a precisão geométrica associada ao processo de fabricação exerce influência direta no desempenho das linhas *CPW-Ground*. A usinagem CNC apresentou limitações relacionadas ao desgaste e à quebra das fresas, o que resultou em variações no *gap* e na largura das trilhas; ainda assim, mostrou comportamento mais regular e consistente ao longo da banda de frequência, com menores deslocamentos dos mínimos de S_{11} . A corrosão química, por sua vez, proporcionou maior fidelidade dimensional em determinadas protótipos, refletindo em valores de S_{11} mais profundos, embora com maior dispersão entre protótipos. Em relação aos materiais, o substrato Rogers 04350B apresentou desempenho superior ao FR-4, caracterizado por menores perdas e maior estabilidade na faixa de operação analisada. Observou-se ainda que, contrariamente ao previsto teoricamente, o *taper* de 10 mm obteve, em vários cenários, melhor desempenho que o *taper* de 20 mm, evidenciando a forte influência das tolerâncias de fabricação. Os resultados obtidos demonstram a importância de considerar simultaneamente substrato, geometria e processo de fabricação no desenvolvimento de linhas *CPW-Ground*. Além disso, é importante considerar o setup utilizado nas medições, pois este pode influenciar e mascarar o verdadeiro desempenho das LT's. Por fim, o estudo contribui para aprimorar o entendimento dessas estruturas e abre perspectivas para investigações futuras envolvendo vias de aterramento, perfis de *taper* alternativos, simulações e métodos de fabricação de maior precisão.

Palavras-chave: *cpw-ground*; *taper* cônico; parâmetros s.

ABSTRACT

This work investigates the influence of linear taper geometry and manufacturing processes on the performance of Coplanar Waveguide with Ground (*CPW-Ground*) transmission lines operating at 2.45 GHz. Two widely used RF substrates (FR-4 and Rogers 04350B) and two manufacturing methods were analyzed: CNC machining and chemical etching. For each combination of substrate, taper (10 mm and 20 mm), and manufacturing process, experimental samples were fabricated whose scattering parameters (S_{11} and S_{21}) were measured using a vector network analyzer, and the collected data were subsequently processed in MATLAB. The results showed that the geometric precision associated with the manufacturing process directly influences the performance of *CPW-Ground* lines. CNC machining presented limitations related to wear and breakage of the milling cutters, resulting in variations in the gap and track width; however, it showed more regular and consistent behavior across the frequency band, with smaller displacements of the S_{11} minima. Chemical corrosion, in turn, provided greater dimensional accuracy in certain samples, reflecting in deeper S_{11} values, although with greater dispersion among prototypes. Regarding materials, the Rogers 04350B substrate showed superior performance to FR-4, characterized by lower losses and greater stability in the analyzed operating range. It was also observed that, contrary to what was theoretically predicted, the 10 mm taper obtained, in several scenarios, better performance than the 20 mm taper, highlighting the strong influence of manufacturing tolerances. The results obtained demonstrate the importance of simultaneously considering substrate, geometry, and manufacturing process in the development of *CPW-Ground* lines. Furthermore, it is important to consider the setup used in the measurements, as this can influence and mask the true performance of the transmission lines. Finally, the study contributes to improving the understanding of these structures and opens perspectives for future investigations involving grounding paths, alternative taper profiles, simulations, and more precise manufacturing methods.

Keywords: *cpw-ground*; tapered conical; s parameters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Estruturas Coplanares.	19
Figura 2 - Rede de duas portas ilustrando as ondas de tensão utilizadas para calcular os parâmetros S.	21
Figura 3 - LiteVNA.	24
Figura 4 - Interface do <i>TXLINE</i>	28
Figura 5 - Interface do KiCad.	29
Figura 6 - Interface do software FlatCAM.	30
Figura 7 - Interface do software GrblControl.	31
Figura 8 - Fluxograma da pesquisa.	32
Figura 9 - Parâmetros de entrada utilizados no software <i>TXLINE</i> para o dimensionamento das linhas <i>CPW-Ground</i> com Substrato FR-4.	34
Figura 10 - Parâmetros de entrada utilizados no software <i>TXLINE</i> para o dimensionamento das linhas <i>CPW-Ground</i> com Substrato Rogers 04350B.	36
Figura 11 - Criação de um novo projeto no KiCad.	38
Figura 12 - Esquemático contendo os conectores SMA, GNDs e suas ligações elétricas.	39
Figura 13 - Layout da PCB com conectores SMA.	39
Figura 14 - Layout da PCB com conectores SMA.	40
Figura 15 - Janela de configuração das classes de rede (Netclasses), mostrando a definição dos parâmetros de folga e largura da trilha.	41
Figura 16 - Resultado do preenchimento da camada de cobre.	42
Figura 17 - Tela de configuração para a geração dos arquivos Gerber.	43
Figura 18 - Tela de configuração para configuração do arquivo (layout) G-code.	44
Figura 19 - Tela de configuração para configuração do Create CNC Job para o layout da placa.	45
Figura 20 - Tela de configuração para configuração do arquivo (borda da PCB) G-code.	46
Figura 21 - Tela de configuração para configuração do Create CNC Job do corte da borda da placa.	46
Figura 22 - Nivelamento da placa.	47
Figura 23 - Calibração do eixo Z utilizando multímetro na escala de continuidade.	47
Figura 24 - Interface do software GrblControl com o arquivo do layout carregado e pronto para o início da fresagem da PCB.	48
Figura 25 - Interface do software GrblControl com o arquivo da borda carregado e pronto para o início do corte da PCB.	49

Figura 26 - Processo de confecção da placa por método de corrosão.	50
Figura 27 - Linha de transmissão com conectores SMAs soldados.	52
Figura 28 - Interface de calibração do NanoVNA-App V1.1.208.	54
Figura 29 - Procedimentos para Calibração.	54
Figura 30 - Ensaio de uma das oito linhas de transmissão no VNA.	55
Figura 31 - Interface do NanoVNA-App com limites de varredura e número de pontos.	56
Figura 32 - Resposta dos parâmetros S_{11} e S_{21} do cabo de teste medida diretamente no software do VNA.	58
Figura 33 - Gráfico dos parâmetros S_{11} e S_{21} do cabo de teste gerado no MATLAB a partir dos dados do VNA.	58
Figura 34 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha <i>CPW-Ground</i> fabricada em FR-4 por usinagem CNC, com <i>taper</i> cônico linear de 10 mm.	60
Figura 35 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha <i>CPW-Ground</i> fabricada em Rogers 04350B por usinagem CNC, com <i>taper</i> cônico linear de 10 mm.	60
Figura 36 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha <i>CPW-Ground</i> fabricada em FR-4 por usinagem CNC, com <i>taper</i> cônico linear de 20 mm.	62
Figura 37 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha <i>CPW-Ground</i> fabricada em Rogers 04350B por usinagem CNC, com <i>taper</i> cônico linear de 20 mm.	62
Figura 38 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha <i>CPW-Ground</i> fabricada em FR-4 por corrosão química, com <i>taper</i> cônico linear de 10 mm.	64
Figura 39 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha <i>CPW-Ground</i> fabricada em Rogers 04350B por corrosão química, com <i>taper</i> cônico linear de 10 mm.	65
Figura 40 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha <i>CPW-Ground</i> fabricada em FR-4 por corrosão química, com <i>taper</i> cônico linear de 20 mm.	66
Figura 41 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha <i>CPW-Ground</i> fabricada em Rogers 04350B por corrosão química, com <i>taper</i> cônico linear de 20 mm.	66
Figura 42 - $ S_{11} $ para <i>CPW-Ground</i> em FR-4 e Rogers 04350B (CNC, <i>taper</i> 10 mm/20 mm).	68
Figura 43 - $ S_{11} $ para <i>CPW-Ground</i> em FR-4 e Rogers 04350B (Corrosão, <i>taper</i> 10 mm/20 mm).	69
Figura 44 - $ S_{21} $ para <i>CPW-Ground</i> em FR-4 e Rogers 04350B (CNC, <i>taper</i> 10 mm/20 mm).	72
Figura 45 - $ S_{21} $ para <i>CPW-Ground</i> em FR-4 e Rogers 04350B (Corrosão, <i>taper</i> 10 mm/20 mm).	73

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros dielétricos e físicos utilizados no dimensionamento das linhas <i>CPW-Ground</i> para o substrato FR-4.	34
Tabela 2 - Parâmetros dielétricos e físicos utilizados no dimensionamento das linhas <i>CPW-Ground</i> para o substrato Rogers 04350B.	35
Tabela 3 - Parâmetros para dimensionamento dos <i>tapers</i>	37
Tabela 4 - Resultados do parâmetro S_{11}	70
Tabela 5 - Resultados do parâmetro S_{21}	74
Tabela 6 - Comparativo entre os valores esperados e os resultados medidos de S_{11} operando em 2,45 GHz.	76

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

RF	Radiofrequência
PCB	Placa de circuito impresso
<i>CPW-Ground</i>	<i>Coplanar Waveguide with Ground</i>
VNA	Analisador vetorial de redes
DUT	Dispositivo sob teste
LT	Linha de transmissão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	15
1.1	Problemática	15
1.2	Objetivos.....	16
1.2.1	Objetivos Geral	16
1.2.2	Objetivos específicos	16
2	REFERENCIAL TEÓRICO.....	18
2.1	Linhas de Transmissão em Micro-ondas.....	18
2.1.1	Estrutura <i>Coplanar Waveguide with Ground (CPW-Ground)</i>	18
2.2	Reflexões em Linhas de Transmissão e Casamento de Impedância	20
2.3	Parâmetros de Espalhamento (Parâmetros S) e Medição com VNA.....	20
2.3.1	Parâmetros S	20
2.3.2	Analisador Vetorial de Redes (VNA)	23
2.4	<i>Tapers</i> de Casamento de Impedância	24
2.4.1	<i>Taper</i> cônico Linear	24
2.4.2	<i>Taper</i> cônico exponencial	25
2.4.3	<i>Taper</i> cônico de Klopfenstein.....	26
2.5	Influência dos Substratos no Desempenho das Linhas <i>CPW-Ground</i>	26
2.6	Softwares	27
2.6.1	<i>TXLINE</i>	27
2.6.2	<i>KiCad</i>	28
2.6.3	<i>FlatCAM</i>	29
2.6.4	<i>GrblControl</i>	30
3	METODOLOGIA	32
3.1	Dimensionamento das linhas <i>CPW-Ground</i>	33
3.1.1	Dimensionamento para o substrato FR-4.....	33
3.1.2	Dimensionamento para o substrato Rogers 04350B	35
3.2	Dimensionamento do <i>taper</i> cônico.....	36
3.3	Projeto dos <i>layouts</i>	38
3.4	Processos de fabricação.....	42
3.4.1	Usinagem CNC	42
3.4.2	Corrosão química	49

3.5	Montagem e preparação dos protótipos	52
3.5.1	Soldagem dos conectores SMA nas placas	52
3.6	Procedimento de medição	53
3.6.1	Calibração do Analisador vetorial de redes (VNA)	53
3.6.2	Medição dos protótipos e registro dos parâmetros S	55
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	57
4.1	Condições de medição	57
4.2	Usinagem CNC: resultados conjuntos (FR-4 × Rogers; 10 × 20 mm)	59
4.2.1	Resultados usinagem CNC, FR-4 x Rogers com <i>taper</i> cônico linear de 10 mm.....	59
4.2.2	Resultados usinagem CNC, FR-4 x Rogers com <i>taper</i> cônico linear de 20 mm.....	61
4.3	Corrosão química: resultados conjuntos (FR-4 × Rogers; 10 × 20 mm)	63
4.3.1	Resultados corrosão química, FR-4 x Rogers com <i>taper</i> cônico linear de 10 mm..	64
4.3.2	Resultados corrosão química, FR-4 x Rogers com <i>taper</i> cônico linear de 20 mm..	65
4.4	Visão geral dos resultados.....	67
4.4.1	Resultados do parâmetro S_{11}	68
4.4.2	Resultados do parâmetro S_{21}	72
4.4.3	Valores obtidos x valores esperados	75
4.5	Comparação com trabalhos correlatos.....	77
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	79
	REFERÊNCIAS	81

1 INTRODUÇÃO

As tecnologias de comunicação sem fio, como Wi-Fi, Bluetooth e sistemas IoT, operam em frequências cada vez mais elevadas, exigindo projetos de circuitos de radiofrequência (RF) que assegurem eficiência, baixo nível de perdas e confiabilidade (POZAR, 2012). Nesse contexto, as linhas de transmissão em placa de circuito impresso (PCB) desempenham papel essencial, pois são responsáveis por guiar sinais de alta frequência com impedância controlada.

Entre as diferentes geometrias de linhas de transmissão disponíveis, a *Coplanar Waveguide with Ground* (CPW-Ground) destaca-se por oferecer bom confinamento de campo, facilidade de integração em placas de circuito impresso e desempenho consistente em aplicações de micro-ondas (COLLIN, 2001; ROSU, 2010).

Apesar de suas vantagens, a CPW-Ground apresenta desafios relacionados ao casamento de impedância, sobretudo nas transições entre conectores e trilhas. Para lidar com esse problema, técnicas como o uso de *tapers* vêm sendo amplamente estudadas (SANGAM; KSHETRIMAYUM, 2018), considerando também os efeitos de substratos e das tolerâncias de fabricação.

Uma das soluções clássicas para suavizar essa descontinuidade é o uso do *taper* cônico, uma variação gradual da largura da linha que realiza o casamento de impedâncias de maneira mais eficiente do que uma transição abrupta (SANGAM; KSHETRIMAYUM, 2018). O desempenho dessa técnica, contudo, depende tanto da geometria escolhida como comprimento e perfil do *taper*, quanto da precisão do processo de fabricação, uniformidade do *gap* e variações do dielétrico.

1.1 Problemática

A eficiência de linhas de transmissão em alta frequência depende do casamento de impedância entre os diferentes elementos do circuito, especialmente nas transições entre conectores e trilhas em PCBs. No caso da topologia CPW-Ground, por exemplo, a diferença de dimensões entre o pad do conector SMA e uma linha de $50\ \Omega$ pode gerar descontinuidades que aumentam o coeficiente de reflexão, reduzem o ganho e provocam perdas adicionais. Além disso, o processo de fabricação da placa torna-se outro fator determinante, pois os diferentes métodos (usinagem CNC, corrosão química) implicam variações dimensionais e tolerâncias que podem intensificar ou atenuar tais efeitos.

Essa combinação de variáveis (geometria do *taper*, processo de fabricação e escolha de substrato) demanda investigação por duas razões: primeiro, porque o material do substrato (como os usados neste estudo: FR-4 e Rogers 04350B) possui características elétricas distintas (ex: constante dielétrica, perdas) que afetam diretamente o desempenho em RF. Segundo, porque, especialmente em frequências de operação como 2,45 GHz, garantir baixa reflexão e alta transmissão é essencial para aplicações práticas em comunicações sem fio. Assim, torna-se relevante estudar como esses fatores interagem, oferecendo base técnica para projetos mais confiáveis e econômicos.

Diante disso, formula-se a questão que orienta este trabalho: de que forma a geometria do *taper* cônico e as tolerâncias dos processos de fabricação influenciam o desempenho de linhas *CPW-Ground* em 2,45 GHz, considerando os substratos de natureza distinta (FR-4 e Rogers 04350B)?

Ao longo deste trabalho, essa questão será devidamente analisada e investigada, com a apresentação dos métodos, resultados e discussões que permitirão compreender de forma sistemática como geometria de *taper*, substrato e processo de fabricação interagem no desempenho das linhas *CPW-Ground*.

1.2 Objetivos

1.2.1 Objetivos Geral

O presente trabalho tem como objetivo geral investigar de que forma a geometria do *taper* cônico e as tolerâncias associadas aos processos de fabricação influenciam o desempenho de linhas de transmissão do tipo *CPW-Ground* operando em 2,45 GHz, considerando substratos de naturezas distintas, como o FR-4 e o Rogers 04350B.

1.2.2 Objetivos específicos

- Fazer o levantamento bibliográfico por meio de livros, artigos, TCC's e relatórios;
- Fazer a construção dos protótipos de acordo com os seus respectivos dimensionamentos e *tapers* cônicos lineares;
- Realizar as medições utilizando o LiteVNA operando via *NanoVNA-App*;

- Avaliar o efeito do comprimento dos *taper* cônicos de 10 mm e 20 mm no coeficiente de reflexão e no coeficiente de transmissão de linhas do tipo *CPW-Ground* em 2,45 GHz;
- Comparar o desempenho de linhas *CPW-Ground* fabricadas em dois substratos distintos (FR-4 e Rogers 04350B), utilizando os mesmos comprimentos de *taper* e condições de fabricação;
- Investigar como dois processos de fabricação (usinagem CNC e corrosão química) afetam as tolerâncias geométricas (largura da trilha, *gap*, uniformidade) e, consequentemente, o desempenho em S_{11} e S_{21} .

2 REFERENCIAL TEÓRICO

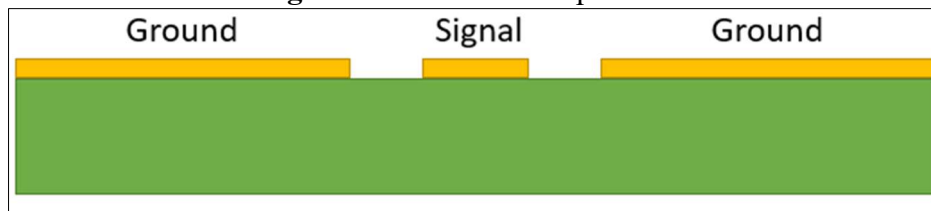
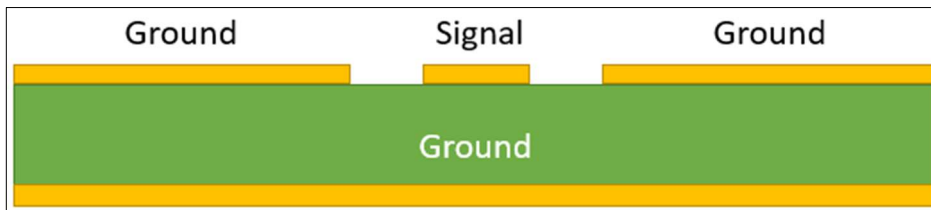
Este capítulo apresenta os fundamentos teóricos que sustentam o presente estudo. Primeiramente aborda-se o comportamento das linhas de transmissão em altas frequências, com ênfase na estrutura central investigada: a *Coplanar Waveguide with Ground (CPW-Ground)*. Em sequência, discute-se o desafio do casamento de impedância — fator crítico para a redução de reflexões de sinal, em especial nas transições entre conectores SMA e trilhas de PCB e apresenta-se a técnica dos *tapers* de adaptação, explorando diferentes perfis geométricos, como o linear. Em complemento, o capítulo descreve os parâmetros de espalhamento (S-parâmetros), detalhando o significado dos coeficientes S_{11} e S_{21} , bem como o uso de analisadores vetoriais de redes (VNA) na caracterização experimental. Por fim, discute-se a influência dos materiais de substrato, destacando o FR-4 e o Rogers 04350B e os softwares de projeto e fabricação utilizadas neste estudo (*TXLINE*, *KiCad*, *FlatCAM* e *GrblControl*).

2.1 Linhas de Transmissão em Micro-ondas

O estudo de linhas de transmissão é essencial em sistemas de RF e microondas, já que, em altas frequências, os condutores não podem mais ser tratados como simples fios, mas sim como guias de onda com parâmetros distribuídos. Entre as diversas geometrias utilizadas em PCBs, a *Coplanar Waveguide with Ground (CPW-Ground)* tem se destacado. Diferente da *CPW* convencional, a *CPW-Ground* inclui um plano de terra inferior contínuo, além dos planos laterais, proporcionando melhor confinamento de campo e menor radiação indesejada (COLLIN, 2001; ROSU, 2010).

2.1.1 Estrutura *Coplanar Waveguide with Ground (CPW-Ground)*

Diferentemente da estrutura *CPW* convencional, proposta por C. P. Wen (1969), que consiste em uma tira condutora central ladeada por planos de aterramento coplanares separados por um *gap* no mesmo plano do substrato, a configuração *CPW-Ground* apresenta uma trilha de sinal central igualmente flanqueada por planos de terra laterais, porém acompanhada por um plano de aterramento adicional na face inferior do substrato (SIMONS, 2001). A Figura 1 ilustra ambas as configurações, evidenciando suas respectivas diferenças estruturais.

Figura 1 - Estruturas Coplanares.(a) Coplanar *Waveguide* Convencional(b) Coplanar *Waveguide* with *Ground*

Fonte: Peterson, (2020).

Conforme ilustrado, a distinção fundamental entre a estrutura *CPW* convencional e a *CPW-Ground* reside na adição do plano de aterramento na face inferior do substrato. Ambas as topologias apresentam características distintas de desempenho e fabricação, devendo a escolha por uma delas basear-se nos requisitos específicos do projeto, como isolamento, impedância e perdas.

Em termos de parâmetros elétricos, as principais diferenças entre a estrutura Coplanar *Waveguide* convencional (*CPW*) e a *CPW with Ground* (*CPW-Ground*) decorrem da alteração na distribuição dos campos eletromagnéticos causada pela adição do plano de terra na face inferior do substrato. Na *CPW* convencional, as linhas de campo elétrico se fecham predominantemente entre o condutor central e os planos de terra coplanares na superfície, com grande fração desse campo propagando-se no ar, o que resulta em uma constante dielétrica efetiva menor, maior velocidade de propagação e, em geral, menores perdas dielétricas, embora com maior suscetibilidade à radiação e a descontinuidades laterais (PETERSON, 2020).

Já na *CPW-Ground*, a presença de um plano de terra adicional na face inferior do substrato faz com que parte significativa do fluxo de campo se estenda também em direção a esse plano, aumentando a participação do dielétrico, elevando a constante dielétrica efetiva e a atenuação associada, mas proporcionando melhor confinamento dos campos e menor sensibilidade a efeitos de radiação, o que pode ser vantajoso em aplicações de alta frequência que exigem maior isolamento e controle de perdas (PETERSON, 2020).

2.2 Reflexões em Linhas de Transmissão e Casamento de Impedância

O casamento de impedância é um aspecto essencial no projeto de linhas de transmissão, pois garante a integridade do sinal e a eficiência na transferência de potência entre os diferentes estágios de um circuito. Quando a impedância da linha e da carga são iguais, reduzem-se as reflexões que podem provocar distorções e comprometer o desempenho do sistema, resultando em uma transmissão mais estável e com menores perdas (WENTWORTH, 2008).

Em aplicações de radiofrequência (RF), além de se buscar condições de mínimas perdas, é altamente desejável que o máximo de potência seja transferido do gerador para a carga e que o mínimo possível seja dissipado na linha. Para isso, a linha deve estar adequadamente casada, de modo que a taxa de onda estacionária seja igual ou o mais próxima possível de 1. O descasamento de impedâncias causa reflexões de sinal, que distorcem a informação transmitida e degradam a qualidade da comunicação (PISSOLATO FILHO, 2012).

Nas linhas *CPW-Ground*, essas descontinuidades ocorrem com frequência, especialmente na transição entre os conectores coaxiais SMA e a trilha de sinal. A diferença entre as dimensões do pad do conector e da linha *CPW* pode gerar desajustes de impedância, afetando diretamente parâmetros importantes como o a perda de retorno (S_{11}) e a perda de inserção (S_{21}), e, conseqüentemente, o desempenho global do circuito.

Uma das soluções eficaz para esse problema é o uso de *tapers* cônicos, que promovem uma adaptação gradual entre diferentes larguras de linha. Contudo, o desempenho do *taper* depende diretamente da geometria adotada, da frequência de operação e das propriedades dielétricas do substrato (SANGAM; KSHETRIMAYUM, 2018).

2.3 Parâmetros de Espalhamento (Parâmetros S) e Medição com VNA

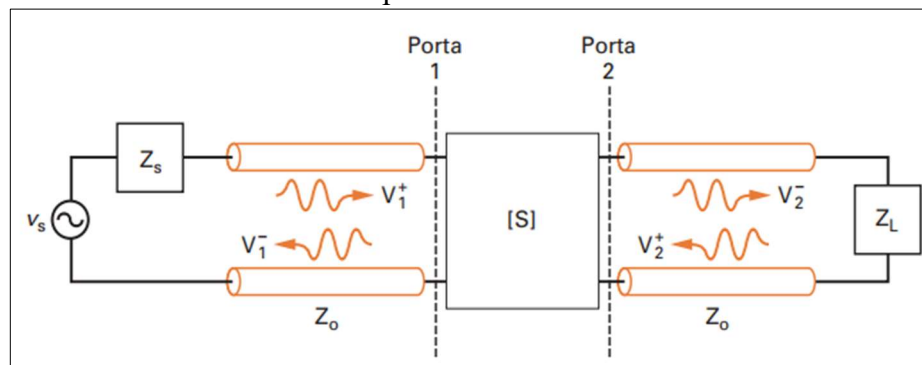
2.3.1 Parâmetros S

Segundo Matthews (1955), em frequências de micro-ondas, a aplicação das técnicas convencionais de análise de circuitos de baixa frequência torna-se limitada. Isso ocorre porque, à medida que as dimensões físicas dos circuitos passam a ser comparáveis ao comprimento de onda do sinal, as correntes e tensões medidas em diferentes pontos de um mesmo elemento não mantêm mais a mesma magnitude nem a mesma fase. Nessas condições, torna-se difícil definir de forma precisa a diferença de potencial entre dois terminais, fazendo com que o conceito clássico de impedância perca clareza e se torne ambíguo. Assim, descrever as propriedades de

uma rede de micro-ondas por meio de impedâncias ou admitâncias torna-se um processo complexo e pouco prático em altas frequências. Além de exigir análises extensas, esse método acaba mascarando os aspectos mais relevantes do comportamento do circuito entre expressões matemáticas longas e pouco intuitivas (MATTHEWS, 1955). Diante disso, surge a necessidade de técnicas de análise mais simples e eficazes, sendo a representação por parâmetros de espalhamento (parâmetros S) uma alternativa natural e precisa para a análise de circuitos de micro-ondas (MATTHEWS, 1955).

A caracterização de dispositivos de RF e micro-ondas, portanto, é comumente realizada por meio dos parâmetros de espalhamento (parâmetros S), que descrevem o comportamento de uma rede em função das ondas de tensão incidentes (V^+) e refletidas (V^-) em suas portas (WENTWORTH, 2008). A Figura 2 ilustra essa relação em uma rede de duas portas, onde as ondas entram e saem através de linhas de transmissão com impedância característica Z_0 .

Figura 2 - Rede de duas portas ilustrando as ondas de tensão utilizadas para calcular os parâmetros S.



Fonte: Wentworth, (2008).

Conforme a Figura 2, à esquerda, uma fonte de sinal com impedância interna Z_s envia energia por uma linha de transmissão de impedância característica Z_0 até a Porta 1 da rede. Nessa linha surgem duas componentes de onda: a onda incidente V_1^+ , que segue em direção à rede, e a onda refletida V_1^- , que retorna à fonte quando existe algum descasamento de impedância. No centro, a rede de duas portas é representada pela matriz $[S]$, responsável por relacionar as ondas incidentes e refletidas em cada porta. Após atravessar a rede, a energia chega à Porta 2, onde novamente se formam uma onda incidente V_2^+ e uma onda refletida V_2^- , agora determinadas pela impedância de carga Z_L . Cada interação — reflexão ou transmissão — é quantificada pelos coeficientes S: S_{11} descreve a reflexão na Porta 1, S_{21} a transmissão da Porta 1 para a Porta 2, S_{12} a transmissão inversa e S_{22} a reflexão na Porta 2. Assim, o diagrama

sintetiza o comportamento de qualquer dispositivo de RF em termos de ondas incidentes e refletidas, permitindo caracterizar seu desempenho de maneira objetiva e diretamente mensurável (WENTWORTH, 2008).

Os parâmetros S são normalmente organizados em uma matriz de espalhamento (S), que relaciona matematicamente as ondas refletidas com as ondas incidentes. Para um dispositivo de duas portas, essa relação é expressa matricialmente pela Equação (1):

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \quad (1)$$

De acordo com Fonseca (2023), a análise de linhas de transmissão do tipo *CPW* por meio de um analisador vetorial de redes (VNA) possibilita verificar de forma prática o desempenho de casamento de impedância e as perdas associadas ao substrato. Para o caso de linhas de transmissão de dois terminais simétricas, destacam-se os parâmetros de avaliação S_{11} e S_{21} .

O parâmetro S_{11} representa a perda de retorno. Matematicamente, o parâmetro S_{11} é definido como a razão entre a onda de tensão refletida na porta 1 (V_1^-) e a onda incidente na porta 1 (V_1^+), assumindo que a porta 2 esteja terminada em uma carga casada, o que implica que não há reflexão retornando da porta 2 ($V_2^+ = 0$) (WENTWORTH, 2008). Essa relação é dada pela Equação (2):

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+=0} \quad (2)$$

Fisicamente, definir $V_2^+ = 0$ equivale a terminar a linha em uma carga casada ($Z_L = Z_0$). Nesse caso, S_{11} é exatamente o coeficiente de reflexão visto na entrada, indicando o quanto da onda incidente é refletida de volta devido a desadaptações de impedância (WENTWORTH, 2008).

Já o S_{21} corresponde ao parâmetro de transmissão, medindo a quantidade de energia que é transmitida através da linha, diretamente relacionado às perdas de inserção. Na matriz, ele representa a fração da onda de tensão que sai na porta 2 (V_2^-) em relação à onda que entra na porta 1 (V_1^+) (WENTWORTH, 2008).

Cada elemento dessa matriz é representado por S_{ij} , em que o índice "j" indica a porta de entrada (onde o sinal é aplicado) e o índice "i" indica a porta de saída (onde o sinal é medido)

(WENTWORTH, 2008) (FONSECA, 2023). Em geral, para uma rede multiporta, temos a seguinte equação:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0, k \neq j} \quad (3)$$

Assim, pode-se considerar a j -ésima porta como a fonte da tensão e a i -ésima porta como o destino da tensão (WENTWORTH, 2008).

2.3.2 Analisador Vetorial de Redes (VNA)

A caracterização de componentes em projetos de radiofrequência (RF) e micro-ondas é fundamentalmente realizada através de Analisadores de Redes Vetoriais (VNA). Segundo Brunfeldt e Mukherjee (1994, *apud* BRITO, 2018), esses instrumentos funcionam excitando o Dispositivo Sob Teste (DUT) com sinais de teste e monitorando a resposta obtida nas portas de saída. Ao analisar as alterações de amplitude e fase impostas pelo componente ao sinal, o equipamento permite o cálculo preciso de parâmetros essenciais, como ganho, reflexão e transmissão.

No entanto, para assegurar a precisão dessas aferições, Fonseca (2023) destaca a criticidade do equilíbrio térmico do sistema. Visto que a temperatura influencia diretamente as propriedades elétricas do DUT, incluindo sua impedância, resposta em frequência e perda de inserção, é imperativo manter a temperatura ambiente estável e aguardar o tempo necessário para a estabilização térmica do conjunto antes de iniciar os testes. Além dos fatores térmicos, a integridade dos dados de S_{11} e S_{21} depende de um acoplamento adequado entre o dispositivo e o sistema de medição, sendo recomendada a execução de rotinas de validação para confirmar a qualidade da calibração e das conexões (FONSECA, 2023). Neste trabalho, as medições experimentais seguiram esses critérios e foram realizadas utilizando o analisador portátil LiteVNA, conforme ilustrado na Figura 3.

Figura 3 - LiteVNA.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

2.4 *Tapers* de Casamento de Impedância

O casamento de impedância é uma técnica essencial em sistemas de radiofrequência (RF) e micro-ondas, pois garante a máxima transferência de potência entre componentes e minimiza reflexões indesejadas. Quando há uma transição entre duas linhas ou dispositivos de impedâncias distintas, ocorre um desajuste que provoca o retorno de parte da onda para a fonte, degradando o desempenho do circuito (WENTWORTH, 2008).

Uma forma eficiente de reduzir esse problema é por meio do uso de *tapers* de casamento de impedância, que consistem em seções de linha com largura gradualmente variável, responsáveis por realizar a adaptação de modo contínuo entre duas impedâncias diferentes. Essa variação progressiva da geometria faz com que a energia seja transferida de maneira mais suave, evitando descontinuidades abruptas e minimizando o coeficiente de reflexão (SANGAM; KSHETRIMAYUM, 2018). Nas próximas subseções serão comentadas sobre alguns tipos de *tapers*.

2.4.1 *Taper* cônico Linear

Segundo Sangam e Kshetrimayum (2018), o *taper linear* consiste em uma seção de linha cuja impedância característica varia linearmente entre valores distintos, proporcionando um casamento gradual entre eles. Essa variação contínua reduz o coeficiente de reflexão causado

por transições abruptas, permitindo uma melhor transferência de potência e menor perda de sinal.

Os autores desenvolveram uma análise teórica baseada na teoria das pequenas reflexões, aplicando-a a uma linha de transmissão em que a impedância $Z(z)$ muda linearmente ao longo do comprimento L . O modelo permite calcular a resposta em frequência e o coeficiente de reflexão $\Gamma(\theta)$ do sistema, mostrando que o perfil linear apresenta reflexões distribuídas de baixa magnitude e comportamento previsível em banda larga (SANGAM; KSHETRIMAYUM, 2018).

De acordo com Sangam e Kshetrimayum (2018) o *taper linear* fornece um casamento de impedância eficiente para uma ampla faixa de frequências, com baixo nível de perda de inserção e estabilidade no retorno de sinal, sendo uma estrutura de fácil implementação em tecnologias microstrip e coplanares (CPW). Devido à sua simplicidade geométrica e boa performance, esse tipo de *taper* é indicado para transições curtas e econômicas em circuitos impressos de alta frequência. A função que descreva a impedância desse tipo de *taper* é descrito na equação (4):

$$Z(z) = Z_0 + (Z_L - Z_0)\left(\frac{z}{L}\right) \quad (4)$$

Portanto, a Equação (4) define a variação da impedância ao longo do comprimento L do *taper*, onde Z_0 e Z_L representam, respectivamente, as impedâncias inicial e final da linha de transmissão.

2.4.2 *Taper* cônico exponencial

De acordo com Pozar (2012), o *taper exponencial* é um tipo de linha de transmissão cuja impedância característica varia de forma exponencial ao longo de seu comprimento. Esse perfil é projetado para reduzir gradualmente as reflexões, oferecendo transição mais suave entre duas impedâncias distintas em comparação com o perfil linear.

O autor descreve a relação matemática da impedância como:

$$Z(z) = Z_0 e^{az} \quad (5)$$

$$a = \frac{1}{L} \ln \left(\frac{Z_L}{Z_0} \right) \quad (6)$$

Onde Z_0 e Z_L são as impedâncias inicial e final, e L é o comprimento do *taper*. Essa função contínua permite distribuir as reflexões ao longo da linha, resultando em baixo coeficiente de reflexão e melhor desempenho em banda larga (POZAR, 2012).

2.4.3 *Taper* cônico de Klopfenstein

O *taper de Klopfenstein*, também descrito por Pozar (2012), é uma estrutura otimizada matematicamente para minimizar a reflexão máxima possível entre duas impedâncias, dentro de um determinado comprimento físico. Ele é derivado das funções de Tchebycheff e oferece a melhor resposta de casamento para uma linha de impedância variável.

A impedância ao longo do *taper* é expressa por uma função que envolve o Bessel modificado de primeira espécie I_0 , cuja forma garante uma resposta de reflexão quase uniforme em banda (POZAR, 2012).

Nesse trabalho, foi utilizado o *taper* cônico linear, por se tratar de uma geometria simples, amplamente adotada em projetos de RF e capaz de promover uma transição gradual de impedância e facilidade de fabricação.

2.5 Influência dos Substratos no Desempenho das Linhas *CPW-Ground*

Os substratos de circuito impresso agem como materiais dielétricos que isolam camadas condutoras de cobre e desempenham papel decisivo na integridade do sinal e no desempenho elétrico da placa. Eles influenciam fenômenos como atenuação, diafonia e radiação eletromagnética, especialmente em altas frequências. Por exemplo, materiais com constante dielétrica baixa, como o Rogers 04350B, apresentam menores perdas em comparação ao FR-4 em frequências elevadas (MITTAL, 2022).

A constante dielétrica de um substrato exerce grande influência sobre o comportamento do sinal que se propaga em um circuito de alta frequência. Isso acontece porque o campo eletromagnético não fica totalmente restrito à trilha condutora — parte dele atravessa o material dielétrico — o que pode afetar a integridade do sinal, principalmente em frequências mais elevadas (MITTAL, 2022).

A velocidade de propagação de uma onda eletromagnética está relacionada à constante dielétrica do material: quanto menor o valor de D_k , maior é a velocidade do sinal e menores são as perdas durante a transmissão. Materiais com baixo D_k também ajudam a reduzir o *crosstalk* entre trilhas próximas, minimizam o acoplamento capacitivo e diminuem os efeitos de desbalanceamento em redes paralelas (MITTAL, 2022).

Apesar dessas vantagens, substratos de baixo D_k ainda sofrem com dispersão dielétrica, o que pode causar pequenas distorções em sinais digitais. Além disso, costumam ser mais caros que o tradicional FR-4 e exigem condições mais rigorosas de temperatura e pressão durante a fabricação, aumentando o custo do processo. Entre os principais materiais usados em projetos de alta velocidade estão o Rogers 04350B, o RT Duroid 5880 e o Isola I-Speed (MITTAL, 2022).

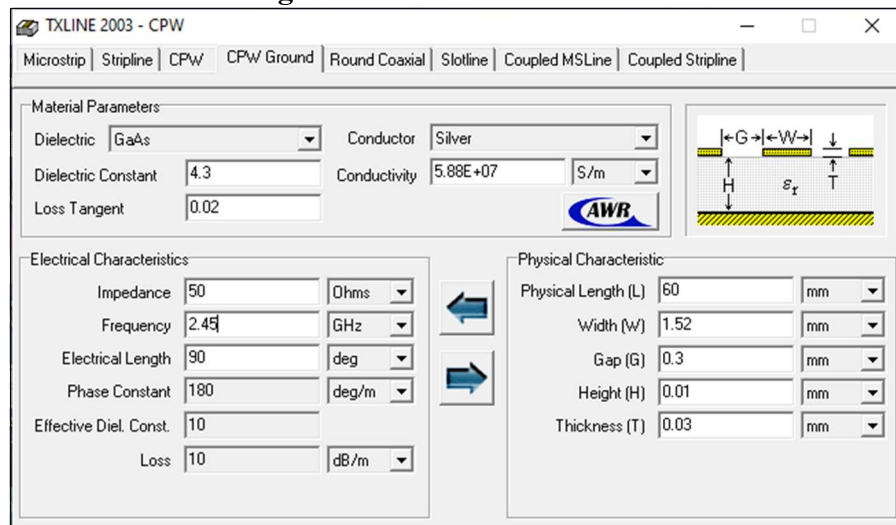
2.6 Softwares

O desenvolvimento deste projeto contou com o uso de diversas ferramentas computacionais, que desempenharam papéis fundamentais em diferentes etapas do processo. Essas ferramentas foram utilizadas desde o cálculo dos parâmetros elétricos específicos de cada tipo de substrato, passando pelo desenvolvimento e *layout* das placas de circuito impresso (PCB), até a confecção final das placas, realizada por meio de dois métodos distintos de fabricação. Para isso, foram utilizados alguns softwares que serão mostrados nas seções abaixo.

2.6.1 TXLINE

O *TXLINE* é um software voltado para o projeto e análise de linhas de transmissão em radiofrequência. Ele permite calcular parâmetros como impedância característica, constante de propagação, perdas dielétricas e condutivas, além de estimar a largura e o espaçamento das trilhas em diferentes tipos de substratos. Por ser uma ferramenta de interface simples e precisa, o *TXLINE* é amplamente utilizado na etapa inicial de dimensionamento de linhas microfita e coplanares, auxiliando no casamento de impedância e na otimização do desempenho de circuitos de RF. A Figura 4 mostra a interface do software.

Figura 4 - Interface do *TXLINE*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

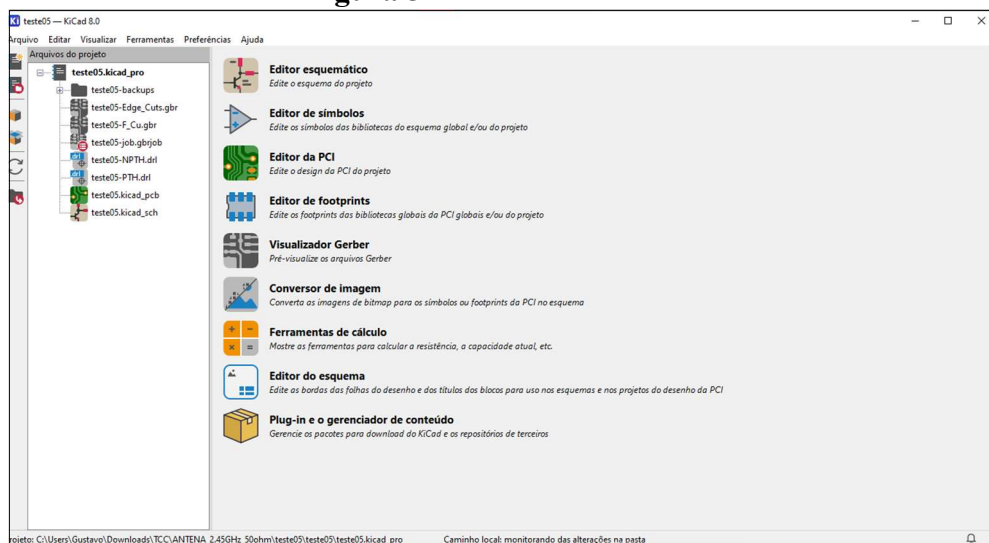
Conforme observado na Figura 4, o software apresenta uma interface intuitiva, na qual é possível selecionar o tipo de projeto a ser desenvolvido (*Microstrip*, *CPW*, entre outros), bem como definir os parâmetros dos materiais utilizados e as características elétricas e físicas. Esses valores podem ser ajustados de acordo com as especificações do projeto em desenvolvimento.

2.6.2 *KiCad*

O *KiCad* é um software de automação de projetos eletrônicos (EDA) totalmente gratuito e de código aberto, amplamente utilizado no desenvolvimento de placas de circuito impresso (PCB). A ferramenta permite realizar desde a captura de esquemáticos e a simulação de circuitos até o roteamento e a renderização 3D da placa final (*KICAD*, 2025).

Além disso, o *KiCad* disponibiliza uma extensa biblioteca de componentes, contendo símbolos e modelos tridimensionais de alta qualidade, o que facilita o processo de design. Por ser multiplataforma, o programa pode ser executado em Linux, Windows e macOS, com requisitos de sistema relativamente modestos (*KICAD*, 2025). Na Figura 5 é exibido a interface inicial do software.

Figura 5 - Interface do KiCad.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

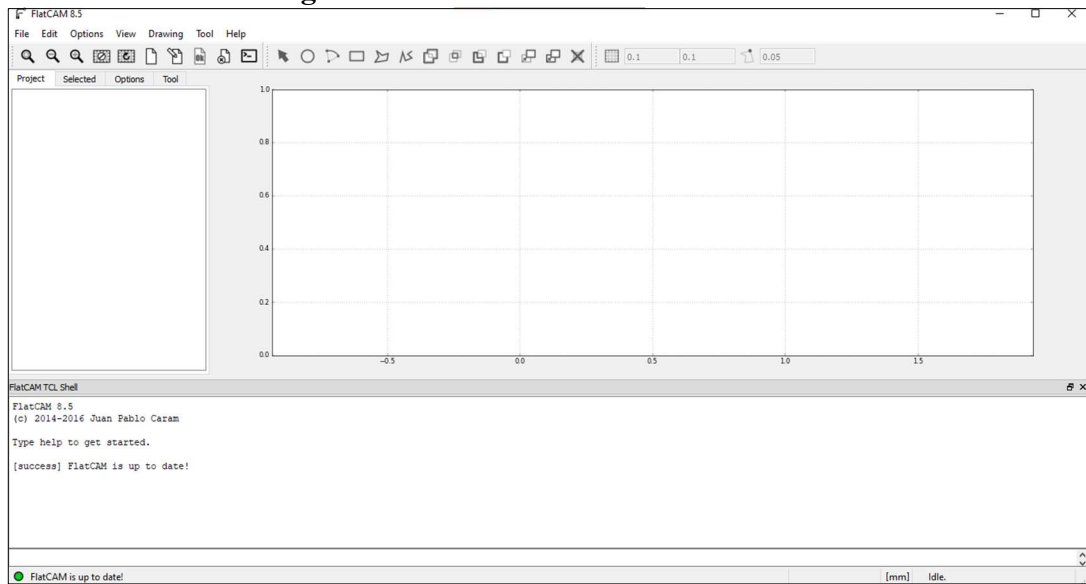
A interface principal do *KiCad* é organizada de forma intuitiva, reunindo todas as ferramentas essenciais para o desenvolvimento de projetos eletrônicos em um único ambiente. No painel lateral esquerdo, são exibidos os arquivos que compõem o projeto, como esquemáticos, *layout* da placa, arquivos Gerber e bibliotecas associadas. Já no painel central, o programa apresenta os módulos principais disponíveis, cada um voltado para uma etapa específica do processo de projeto.

Entre os módulos, destacam-se o Editor Esquemático, utilizado para a criação e edição de diagramas elétricos; o Editor de PCB, onde é feito o roteamento e o posicionamento dos componentes na placa; e o Visualizador Gerber, empregado na verificação dos arquivos de fabricação. O software também conta com o Editor de Símbolos e o Editor de Footprints, que permitem criar e gerenciar bibliotecas personalizadas, além de ferramentas complementares como o Conversor de Imagens e os Cálculos Elétricos, úteis para estimar resistência, capacitância e outros parâmetros de projeto.

2.6.3 FlatCAM

O *FlatCAM* é um software voltado para a preparação de arquivos de fabricação de placas de circuito impresso (PCB) utilizando máquinas CNC. Ele permite importar arquivos Gerber gerados por programas de projeto eletrônico (CAD) e convertê-los em códigos G, que são usados para o roteamento de isolamento e outras operações de usinagem necessárias à confecção da placa (*FLATCAM*, 2025). A Figura 6 exibe a interface do software.

Figura 6 - Interface do software FlatCAM.



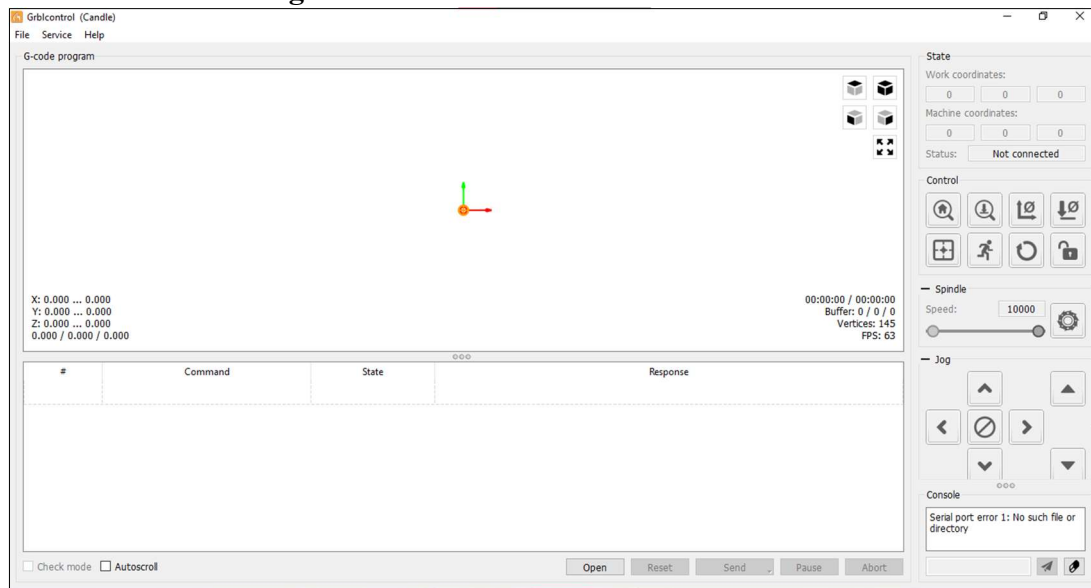
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 6 apresenta a interface principal do software *FlatCAM*. Na parte superior, estão localizadas as abas de ferramentas (File, Edit, Options, entre outras), que reúnem os principais comandos do programa. À esquerda, encontra-se o painel de projetos, onde são listados os arquivos e operações carregadas. Ao centro, está a área gráfica, utilizada para a visualização dos arquivos Gerber e das trajetórias de usinagem. Na parte inferior, o terminal de comandos (TCL Shell) exibe mensagens do sistema.

2.6.4 *GrblControl*

O *GrblControl* é um software de código aberto desenvolvido para operar em microcontroladores Arduino, com o objetivo de oferecer uma solução acessível e flexível para o controle de máquinas CNC. O programa atua como um tradutor entre a máquina e os comandos em código G emitidos pelo usuário, convertendo essas instruções digitais em movimentos precisos dos motores. Dessa forma, permite realizar operações de fresagem, entalhe ou corte em diferentes materiais com elevado grau de precisão (PAL, 2024). A Figura 7 ilustra a interface principal do software.

Figura 7 - Interface do software GrblControl.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

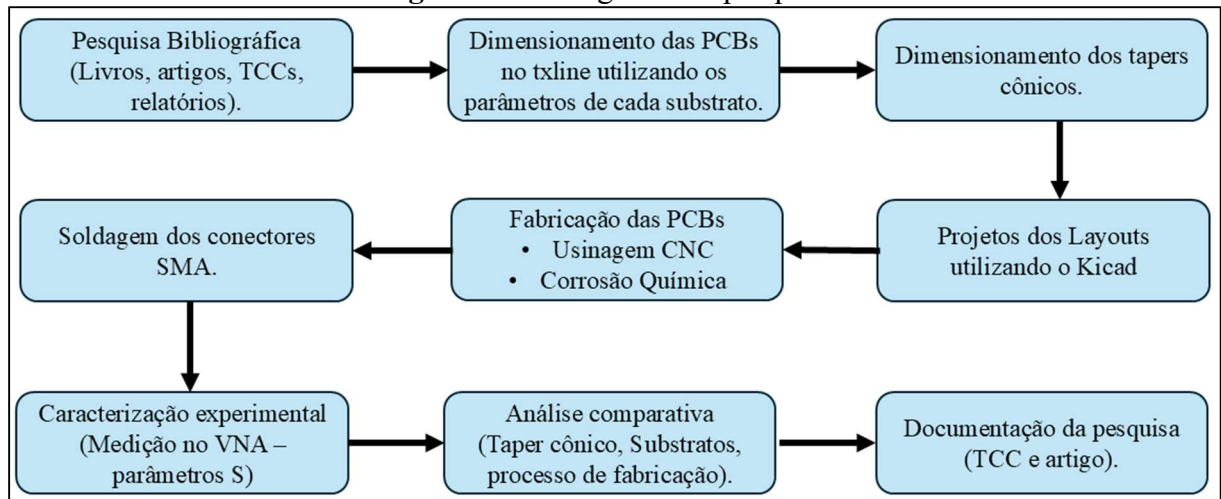
Na Figura 7, é possível observar a interface inicial do *GrblControl* (Candle). No painel central é mostrado o espaço de visualização do percurso das ferramentas (trajetória do G-code). À direita, encontram-se os controles principais, como movimentação dos eixos (Jog), ajustes do spindle e parâmetros de estado da máquina. Na parte inferior está o console de comunicação serial, responsável por exibir mensagens e respostas trocadas com o microcontrolador. A mensagem “Serial port error: No such file or directory” indica que o software ainda não está conectado à porta serial do Arduino, etapa necessária para o envio dos comandos de usinagem.

3 METODOLOGIA

A metodologia empregada neste trabalho caracteriza-se como um estudo experimental comparativo, estruturado em etapas complementares que visam avaliar a influência da geometria do *taper* cônico, do processo de fabricação e do tipo de substrato no desempenho de linhas de transmissão do tipo *CPW-Ground*.

Inicialmente, realizou-se uma pesquisa bibliográfica com o objetivo de reunir fundamentos teóricos sobre linhas de transmissão *CPW-Ground*, princípios de casamento de impedância e influência dos substratos dielétricos. Também foram analisadas referências relacionadas aos métodos de fabricação de placas de RF, com ênfase nas limitações impostas pelos processos de usinagem CNC e corrosão química. Com o embasamento teórico consolidado, iniciou-se a etapa experimental, envolvendo a fabricação de linhas *CPW-Ground* em dois tipos de substratos (FR-4 e Rogers 04350B), utilizando-se dois processos distintos: usinagem CNC e corrosão química. A Figura 8 ilustra o fluxograma geral das etapas desenvolvidas neste trabalho.

Figura 8 - Fluxograma da pesquisa.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Conforme ilustrado na Figura 8, o desenvolvimento deste trabalho foi estruturado em etapas sequenciais, que compreendem desde o estudo teórico inicial até a análise experimental dos resultados e documentação da pesquisa. A primeira etapa consistiu em uma revisão bibliográfica voltada à compreensão do problema e à consolidação dos fundamentos teóricos necessários ao desenvolvimento do estudo. Com o embasamento teórico consolidado, a etapa seguinte consistiu no dimensionamento das linhas de transmissão utilizando o software

TXLINE, considerando os parâmetros dielétricos e físicos de cada substrato empregado e a largura do pad do conector SMA. A partir desses resultados, foi realizado o dimensionamento dos *tapers* cônicos com base em uma Tabela auxiliar derivada da solução integral do perfil linear de variação da impedância, com o objetivo de minimizar o coeficiente de reflexão ao longo da transição entre o pad do conector SMA e a linha *CPW*.

Em seguida, foram elaborados os *layouts* das PCBs no software *KiCad*, respeitando as dimensões obtidas no dimensionamento teórico. Posteriormente, procedeu-se à fabricação das PCBs por meio de dois métodos distintos: usinagem em CNC e corrosão química. Após a fabricação, foram soldados conectores SMA nas extremidades das linhas e, em seguida, realizaram-se as medições experimentais utilizando um analisador vetorial de redes (VNA), obtendo-se os parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} . Por fim, os resultados obtidos foram analisados comparativamente, de modo a avaliar a influência de cada variável investigada sobre o desempenho das linhas de transmissão e posteriormente foi feita sua documentação. As próximas seções detalham os processos descrito.

3.1 Dimensionamento das linhas *CPW-Ground*

Para o dimensionamento das linhas de transmissão do tipo *CPW-Ground*, foi utilizado o software *TXLINE*. Nesse ambiente, foram inseridos os parâmetros dielétricos e físicos de cada substrato, como constante dielétrica relativa (ϵ_r), espessura do dielétrica, espessura do condutor, entre outros. A partir desses dados, o programa calcula as dimensões necessárias, ou seja, largura da trilha de sinal e espaçamento (*gap*) entre os planos de terra para que a linha apresente impedância característica de 50Ω (impedância usualmente utilizada em projetos desse tipo). As subseções seguintes detalham como foi feito o dimensionamento das linhas de transmissão.

3.1.1 Dimensionamento para o substrato FR-4

O dimensionamento da largura da trilha e do espaçamento (*gap*) para o substrato FR-4 foi realizado com base nos parâmetros dielétricos e físicos detalhados na Tabela 1.

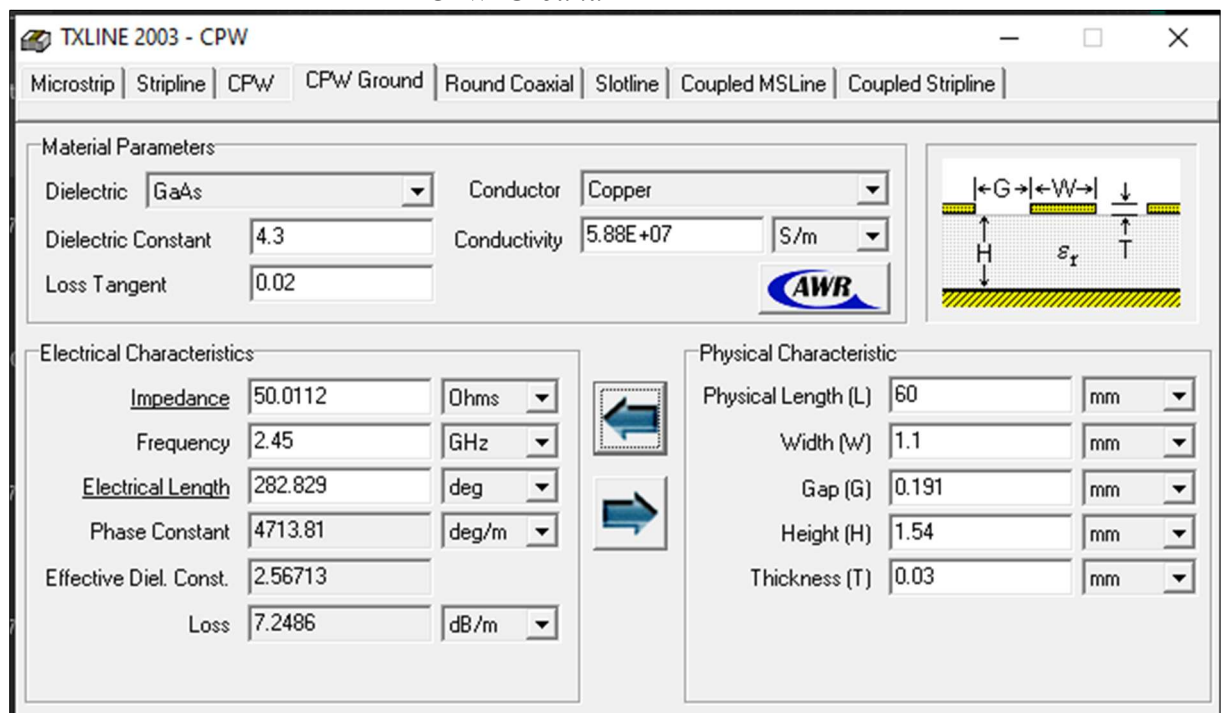
Tabela 1 - Parâmetros dielétricos e físicos utilizados no dimensionamento das linhas *CPW-Ground* para o substrato FR-4.

<i>FR-4</i>	
Constante Dielétrica	4,3
Tangente de perdas	0,02
Condutor	cobre
Largura da trilha (mm)	1,1
Largura do gap (mm)	0,191
Espessura do substrato (mm)	1,54
Espessura do condutor (mm)	0,03
Comprimento físico da PCB (mm)	60
Largura física da PCB (mm)	30

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Esses parâmetros estão apresentados na Figura 9, que ilustra as características dielétricas e físicas consideradas para o dimensionamento das linhas de transmissão (LT).

Figura 9 - Parâmetros de entrada utilizados no software *TXLINE* para o dimensionamento das linhas *CPW-Ground* com Substrato FR-4.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Como mostrado na Figura 9, para os parâmetros descritos anteriormente foi obtida uma impedância característica de 50,0112 Ω , valor este muito próximo de 50 Ω . Esse resultado

confirma que os parâmetros adotados são adequados ao projeto proposto. Com esse dimensionamento da LT utilizando FR-4 finalizado, iniciou-se o dimensionamento utilizando o substrato Rogers 04350B.

3.1.2 Dimensionamento para o substrato Rogers 04350B

Analogamente, para o substrato Rogers 04350B, utilizaram-se as propriedades físicas e dielétricas listadas na Tabela 2.

Tabela 2 - Parâmetros dielétricos e físicos utilizados no dimensionamento das linhas *CPW-Ground* para o substrato Rogers 04350B.

<i>Rogers 04350B</i>	
Constante Dielétrica	3,48
Tangente de perdas	0,0037
Condutor	cobre
Largura da trilha (mm)	1,37
Largura do gap (mm)	0,191
Espessura do substrato (mm)	1,52
Espessura do condutor (mm)	0,035
Comprimento físico da PCB (mm)	60
Largura física da PCB (mm)	30

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 10 corrobora o dimensionamento para o Rogers 04350B, exibindo a interface do *TXLINE* preenchida com os parâmetros da Tabela 2.

Figura 10 - Parâmetros de entrada utilizados no software *TXLINE* para o dimensionamento das linhas *CPW-Ground* com Substrato Rogers 04350B.

The screenshot shows the TXLINE 2003 - CPW software interface. The 'CPW Ground' tab is selected. The 'Material Parameters' section includes: Dielectric (GaAs), Dielectric Constant (3.48), Loss Tangent (0.0037), Conductor (Copper), and Conductivity (5.88E+07 S/m). The 'Electrical Characteristics' section shows: Impedance (50.1288 Ohms), Frequency (2.45 GHz), Electrical Length (261.284 deg), Phase Constant (4354.74 deg/m), Effective Diel. Const. (2.19093), and Loss (2.30112 dB/m). The 'Physical Characteristic' section shows: Physical Length (L) (60 mm), Width (W) (1.37 mm), Gap (G) (0.191 mm), Height (H) (1.52 mm), and Thickness (T) (0.035 mm). A diagram on the right illustrates the CPW-Ground structure with parameters G, W, H, and T.

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Como ilustrado na Figura 10, o dimensionamento realizado para o substrato Rogers 04350B resultou em uma impedância característica de 50,1288 Ω , indicando excelente concordância com o valor de referência de 50 Ω . Finalizados todos os dimensionamentos das linhas de transmissão, foi dado início ao dimensionamento do *taper* cônico linear.

3.2 Dimensionamento do *taper* cônico

Para o dimensionamento do *taper* cônico, foi utilizada uma planilha desenvolvida no *Excel*¹ e disponibilizada pela *Altium Academy*. Essa ferramenta funciona como uma calculadora que resolve a integral associada ao perfil de variação de impedância, permitindo determinar o coeficiente de reflexão em função do comprimento idealizado do *taper*. Os cálculos foram realizados considerando os parâmetros dielétricos específicos de cada substrato analisado. Assim, para cada substrato, foi obtido um valor para o coeficiente de reflexão.

Foram dimensionados dois comprimentos de *taper* cônico: um *taper* curto, com 10 mm de comprimento, e um *taper* longo, com 20 mm de comprimento. Ambos foram projetados para

¹https://docs.google.com/spreadsheets/d/1Hphs1yOiTUKGYv5DyvL-1vGiEgnl_wzT/edit?usp=sharing&ouid=115621028303100097135&rtpof=true&sd=true

os substratos FR-4 e Rogers 04350B, mantendo as mesmas condições de impedância e transição entre o pad do conector SMA e a linha de transmissão *CPW-Ground*. Os parâmetros utilizados na calculadora foram:

- Espessura da camada de cobre (t);
- Espessura do substrato (h);
- Constante dielétrica (Dk);
- Frequência de operação;
- Comprimento do *taper* cônico (L).

É importante destacar que a espessura da camada de cobre (t) e a espessura do substrato (h) são expressas em metros (m); portanto, é necessário realizar a conversão adequada de unidades para garantir a consistência dos cálculos. Além disso, o comprimento do *taper* cônico (L) é definido em polegadas (in), o que requer a conversão dos valores originalmente obtidos em milímetros (mm). Com base nesses parâmetros, foi possível determinar o coeficiente de reflexão e observar a variação gradual da impedância característica (Z) ao longo do comprimento do *taper*, dentro do intervalo definido para a análise. A Tabela 3 mostra os valores dos parâmetros para os diferentes substratos e com suas respectivas conversões feitas.

Tabela 3 - Parâmetros para dimensionamento dos *tapers*.

PARÂMETROS	Tipo e <i>Taper</i>			
	<i>Substrato FR-4 com taper de 10 mm</i>	<i>Substrato FR-4 com taper de 20 mm</i>	<i>Substrato Rogers 4053B com taper de 10 mm.</i>	<i>Substrato Rogers 4053B com taper de 20 mm.</i>
t (m)	0,00003	0,00003	0,000035	0,000035
h (m)	0,001539997	0,001539997	0,001519997	0,001519997
Dk	4,3	4,3	3,48	3,48
L (inch)	0,3937	0,7874	0,3937	0,7874
Frequency (Hz)	2,45E+09	2,45E+09	2,45E+09	2,45E+09

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

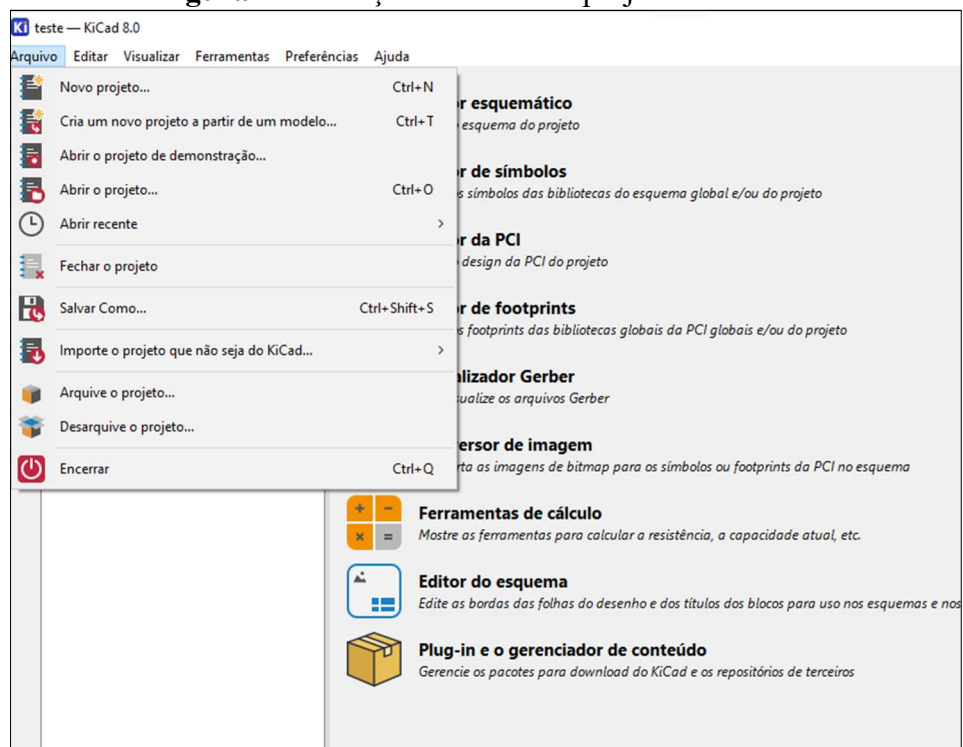
Os valores apresentados na Tabela 3 correspondem às características dielétricas fixas de cada substrato utilizado, sendo o comprimento do *taper* cônico o único parâmetro variável considerado na análise. Com esse dimensionamento feito, passamos para o projeto dos *layouts* das PCBs.

3.3 Projeto dos *layouts*

O projeto dos *layouts* das PCBs foi realizado no software *KiCad*, uma ferramenta de código aberto amplamente utilizada para o desenvolvimento de circuitos impressos. O programa permite configurar com precisão as dimensões e características das linhas de transmissão, garantindo fidelidade ao dimensionamento teórico obtido nas etapas anteriores.

Assim, inicialmente partimos da criação de um novo projeto (Ctrl+N), conforme mostrado na Figura 11.

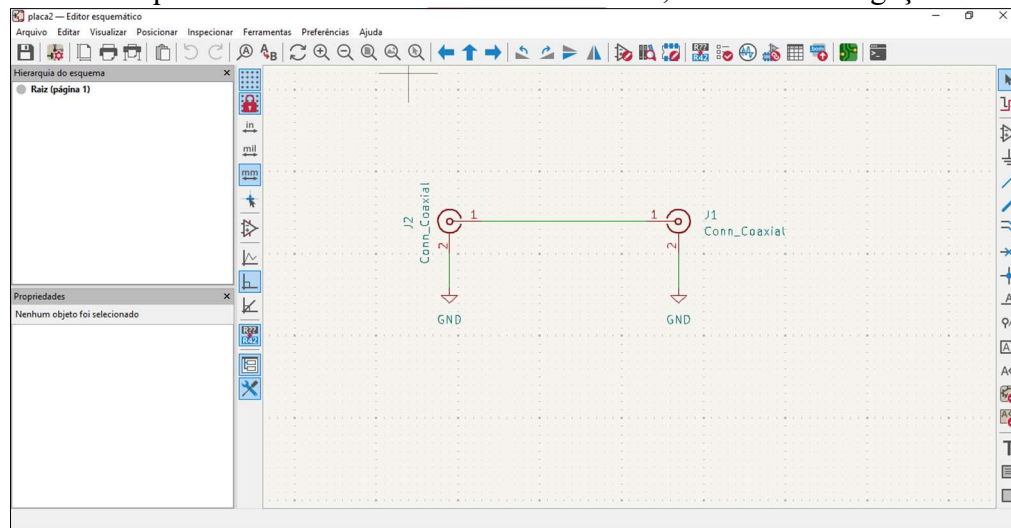
Figura 11 - Criação de um novo projeto no KiCad.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Em seguida, com o projeto criado, foi elaborado o esquemático, isto é, a etapa em que são definidos os componentes e as conexões elétricas do circuito. Nessa fase, foram inseridos os conectores SMA, GNDs e as devidas ligações elétricas. A Figura 12 ilustra essa etapa do processo.

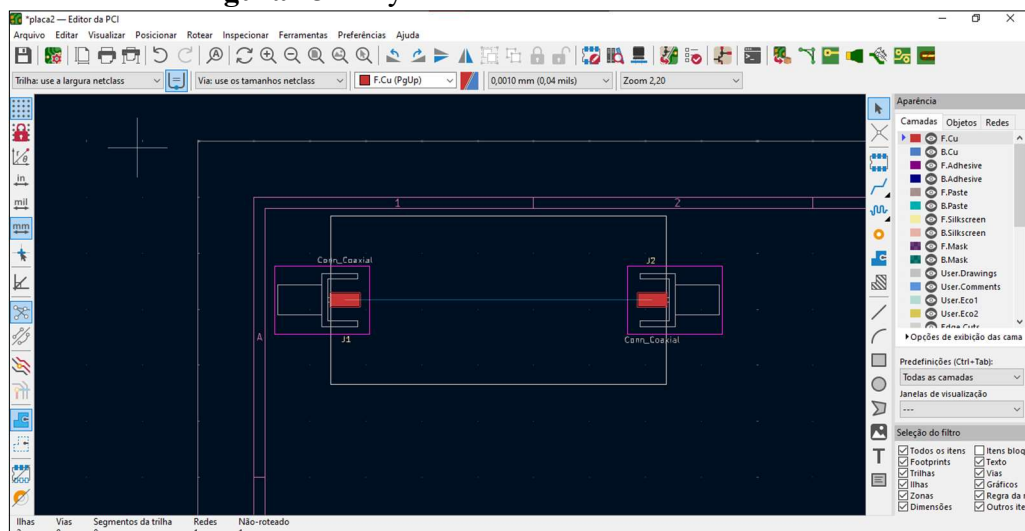
Figura 12 - Esquemático contendo os conectores SMA, GNDs e suas ligações elétricas.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com essa etapa finalizada, deu-se início ao processo de roteamento e elaboração do *layout* da placa. Nessa fase, foram definidas as dimensões físicas da PCB, estabelecidas em 30 mm de largura por 60 mm de comprimento. Em seguida, realizou-se o posicionamento dos conectores SMA de forma alinhada e simétrica, garantindo um caminho de transmissão retilíneo entre as portas de entrada e saída conforme a Figura 13.

Figura 13 - Layout da PCB com conectores SMA.

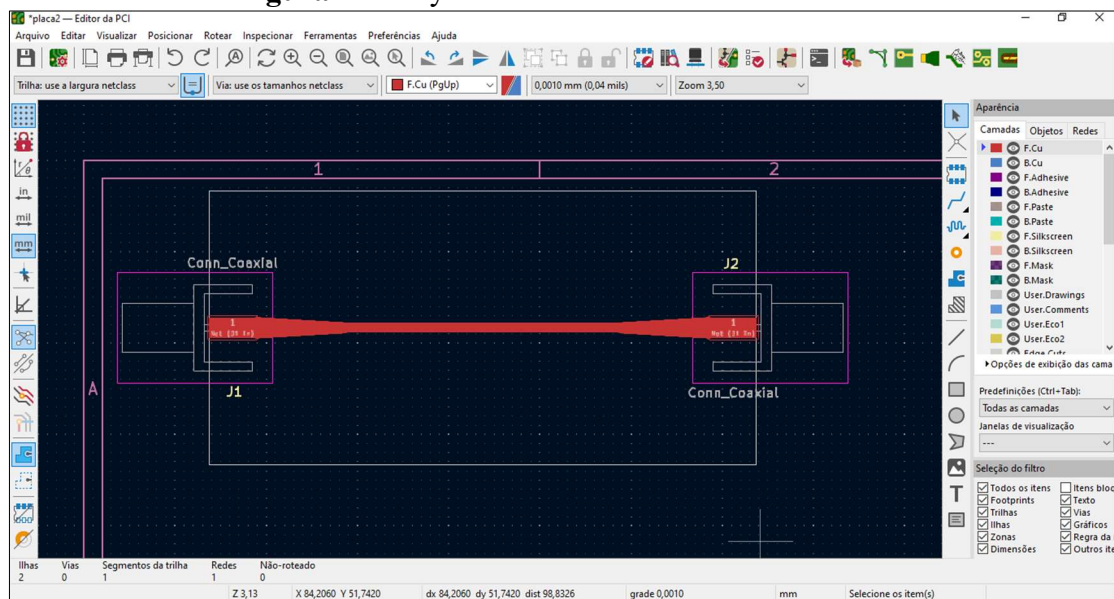


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com os conectores devidamente posicionados, foram inseridos os *tapers* cônicos. Esses *tapers* foram desenvolvidos no software LibreCAD, uma vez que essa ferramenta permite maior precisão geométrica na definição do perfil cônico. A utilização do LibreCAD mostrou-se mais

adequada que o *KiCad* para essa etapa, pois o desenho direto no *KiCad* exigiria múltiplos pontos de referência e ajustes manuais, tornando o processo menos preciso e mais demorado. Assim, após a criação dos *tapers*, com base nos seus parâmetros construtivos, foi realizada a inserção dos arquivos no *KiCad* e efetuados os alinhamentos necessários, garantindo o posicionamento mais preciso possível em relação aos pads dos conectores SMA. Na Figura 14 podemos observar a disposição dos *tapers* cônicos e a trilha de sinal no *layout* desenvolvido.

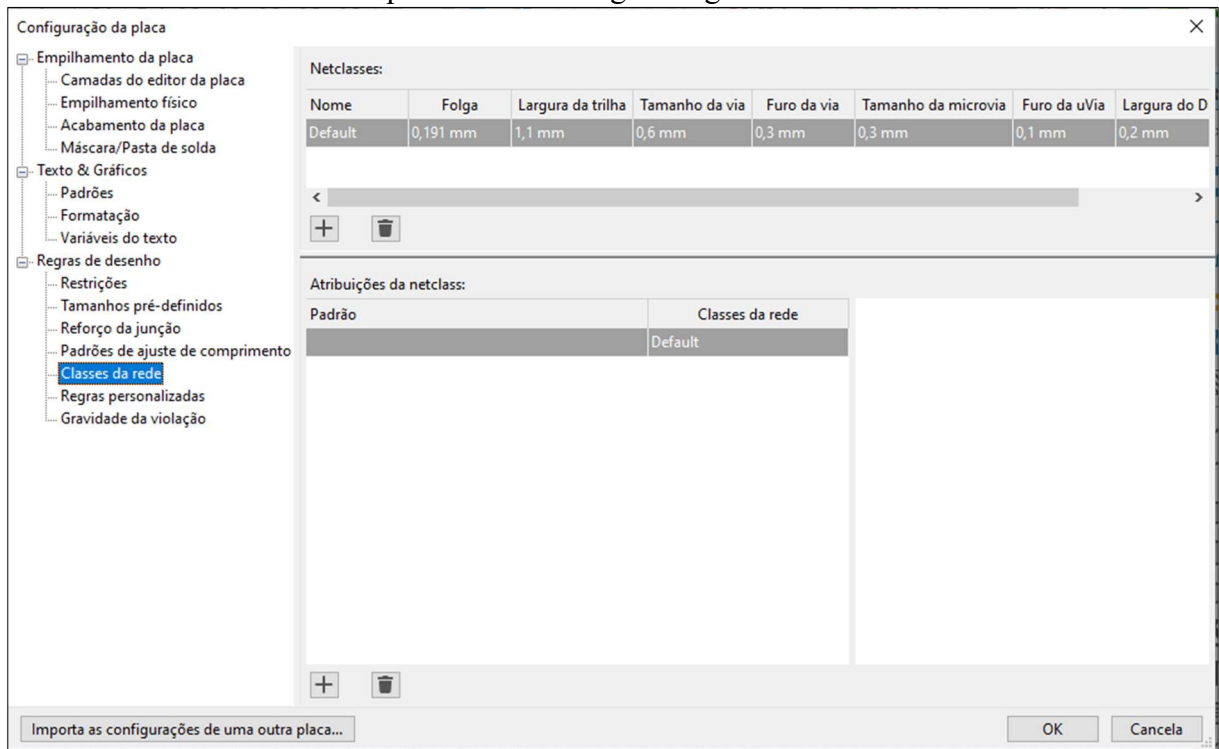
Figura 14 - Layout da PCB com conectores SMA.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com essa etapa concluída, deu-se início ao preenchimento da camada de cobre na superfície da placa. Entretanto, antes dessa operação, foram configuradas a largura da linha de sinal e *gap* entre os planos de terra, conforme os valores obtidos no dimensionamento teórico, a fim de garantir a impedância característica de 50Ω nas linhas de transmissão. Para realizar esse processo seguimos os seguintes passos: Arquivo → configuração da placa → regras de desenho → classe de rede → Netclasses → default. Alteramos o valor da “folga” e a “largura da trilha” de acordo com os valores calculados para cada substrato. A Figura 15 apresenta a interface de configuração das classes de rede no *KiCad*, utilizada para definir os parâmetros geométricos das linhas de transmissão antes da aplicação do plano de cobre.

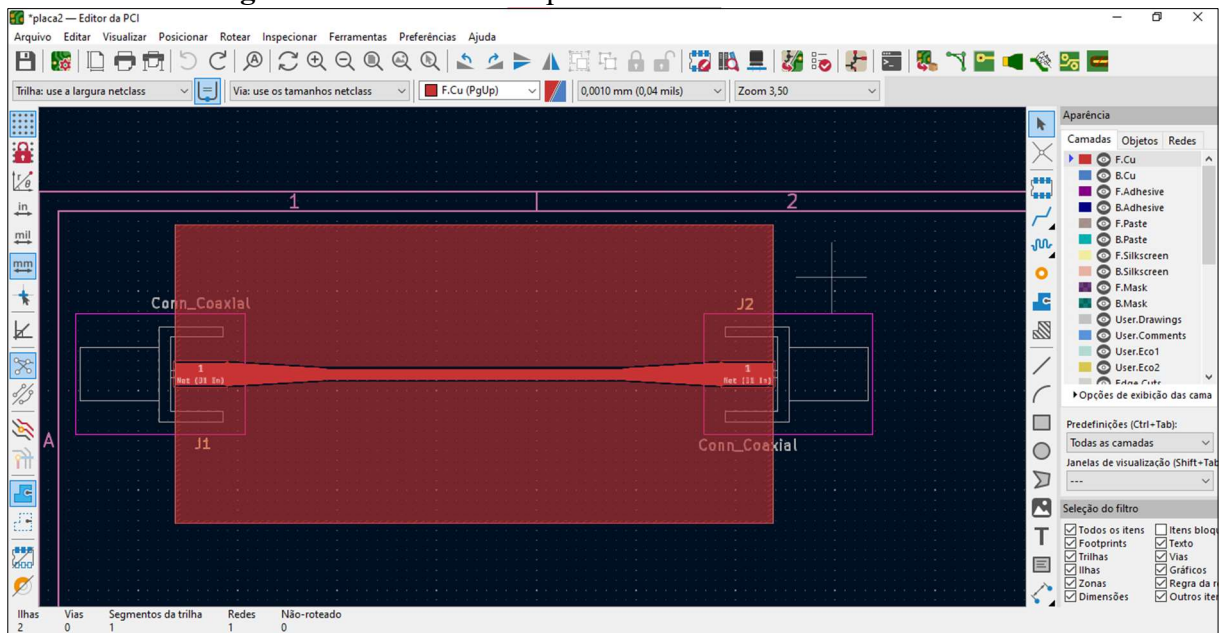
Figura 15 - Janela de configuração das classes de rede (Netclasses), mostrando a definição dos parâmetros de folga e largura da trilha.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com a configuração das dimensões finalizada, iniciou-se o preenchimento da camada de cobre responsável pela formação do plano de terra coplanar. No *KiCad*, o preenchimento foi realizado utilizando a ferramenta “Adicionar zona de cobre”, selecionando a rede GND como referência elétrica. Para essa operação, delimitou-se uma área retangular de 30×60 mm, correspondente às dimensões totais da placa, assegurando que o plano de cobre cobrisse uniformemente toda a região superficial. Em seguida, aplicou-se o comando de preenchimento das zonas, concluindo a criação do plano de terra coplanar (Figura 16).

Figura 16 - Resultado do preenchimento da camada de cobre.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Finalizada essa etapa, encerrou-se o processo de projeto do *layout*, considerando que, nas demais PCBs, os procedimentos adotados foram idênticos. As únicas variações ocorreram no comprimento do *taper* cônico, passando de 10 mm (*taper* curto) para 20 mm (*taper* longo), e na largura da linha de sinal, uma vez que cada substrato apresenta dimensões distintas em função de suas propriedades dielétricas.

3.4 Processos de fabricação

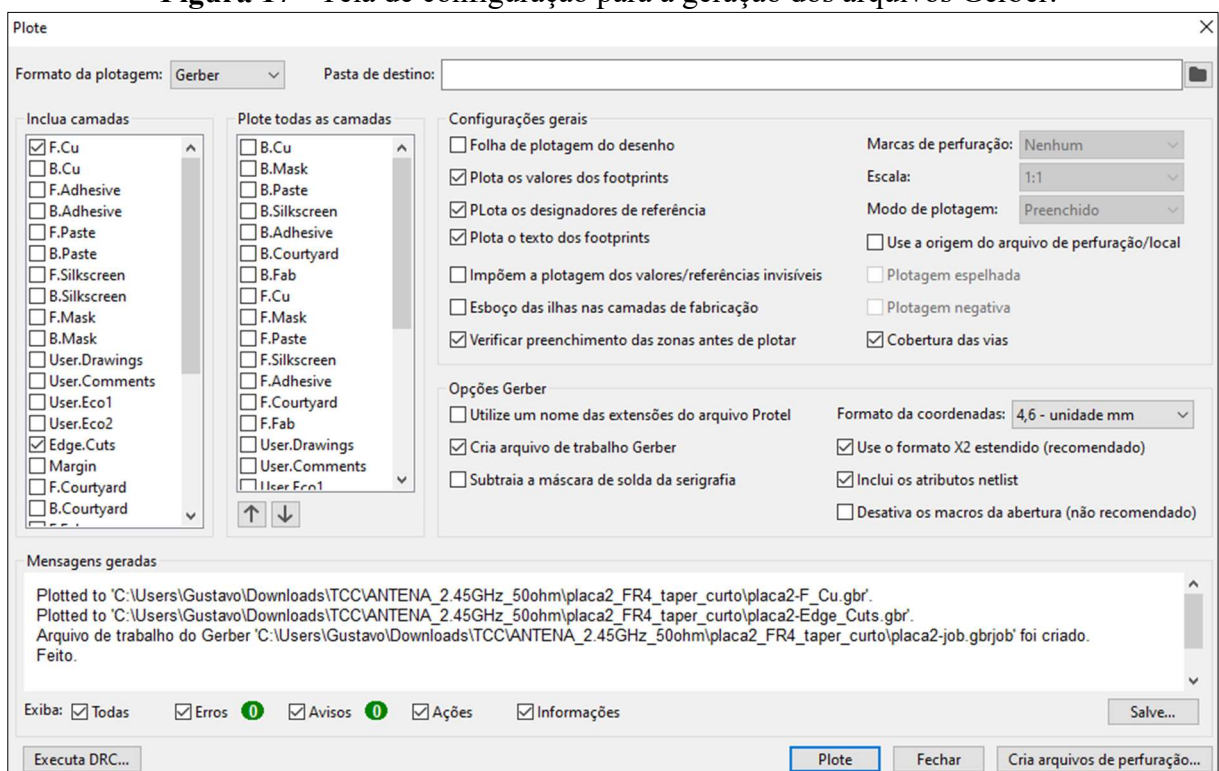
Com os *layouts* projetados, deu-se início ao processo de fabricação das PCBs. Nessa etapa, foram empregados dois métodos distintos: usinagem CNC e corrosão química, com o objetivo de comparar os resultados obtidos e identificar qual processo apresenta melhor desempenho. Os procedimentos de cada método são detalhados nas subseções seguintes.

3.4.1 Usinagem CNC

O processo de usinagem das PCBs por meio de máquina CNC foi realizado com o auxílio de softwares e instrumentos de nivelamento, empregados para garantir a precisão do corte e a uniformidade da remoção do cobre na superfície da placa. Dessa forma, com os *layouts* devidamente finalizados, procedeu-se à geração dos arquivos Gerber no software *KiCad*

(arquivos responsáveis por armazenar as informações gráficas da placa, como trilhas, contornos e áreas de cobre). Para a geração dos arquivos Gerber, seguiu-se o procedimento padrão disponível no software *KiCad*. O processo foi realizado acessando o menu Arquivo → Plotar, selecionando o formato de plotagem Gerber e, em seguida, marcando as camadas desejadas para exportação. Na opção “Todas”, foram incluídas todas as camadas necessárias ao projeto, finalizando o processo com o comando “Plote”. A Figura 17 apresenta a tela de configuração utilizada para a plotagem dos arquivos Gerber no *KiCad*.

Figura 17 - Tela de configuração para a geração dos arquivos Gerber.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

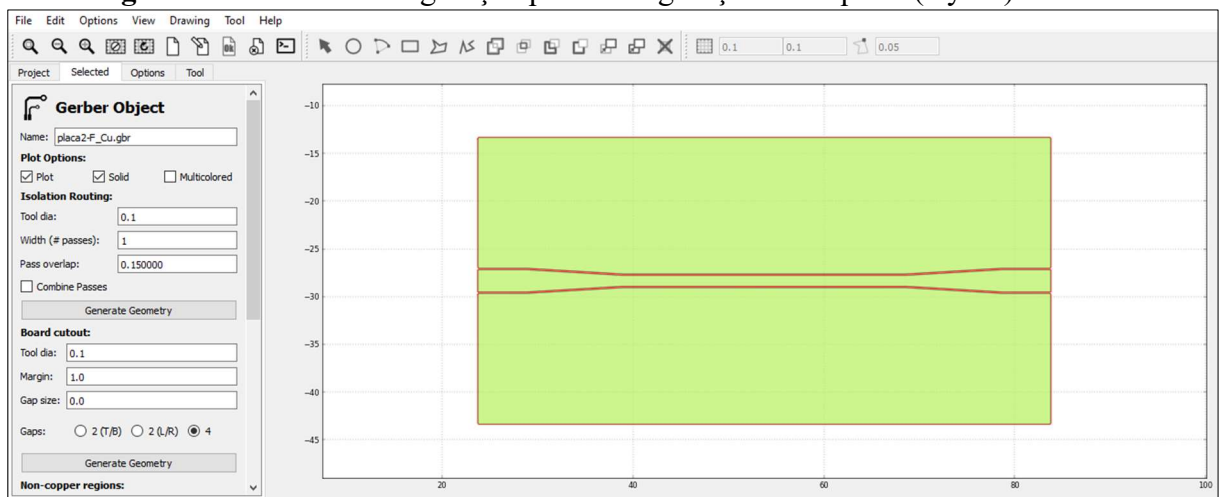
Conforme apresentado na Figura 17, as camadas exportadas no processo de geração dos arquivos Gerber foram a borda da placa (*Edge.Cuts*) e a camada superior de cobre (*F.Cu*), que contém o *layout* da PCB. Dentre essas camadas, apenas a *F.Cu* foi utilizada para a usinagem, uma vez que o contorno da placa foi definido diretamente no *FlatCAM*, com o intuito de simplificar o processo e assegurar maior precisão no corte das bordas.

Após esse procedimento, foi utilizado o software *FlatCAM* para a conversão dos arquivos Gerber em arquivos de coordenadas no formato “G-code”, que definem o percurso da fresa durante a usinagem. Esses arquivos foram posteriormente importados para o software *GrblControl* (ou *Candle*), responsável pelo controle da máquina CNC durante o processo de

fresagem das trilhas. No *FlatCAM*, realizou-se a importação do arquivo Gerber gerado no *KiCad* por meio da opção File → Open Gerber. Após o carregamento do arquivo, o *layout* foi selecionado e, em seguida, foram ajustados os parâmetros disponíveis na aba de configurações, de acordo com as necessidades do processo de usinagem. Essa etapa permitiu definir as condições iniciais de fresagem, garantindo que as trilhas fossem isoladas corretamente e que o contorno da placa fosse interpretado de forma precisa pelo software.

Entre os principais parâmetros configurados, destacam-se: *Tool dia* = 0,1 mm (diâmetro da fresa), *Width* = 1 (número de passadas sobre a trilha) e *Pass overlap* = 0,15 (sobreposição entre passadas). Com as configurações devidamente ajustadas, foi gerado o arquivo *_iso* por meio do comando *Generate Geometry*, o qual contém as coordenadas responsáveis por orientar o movimento da ferramenta durante o processo de usinagem na máquina CNC (Figura 18).

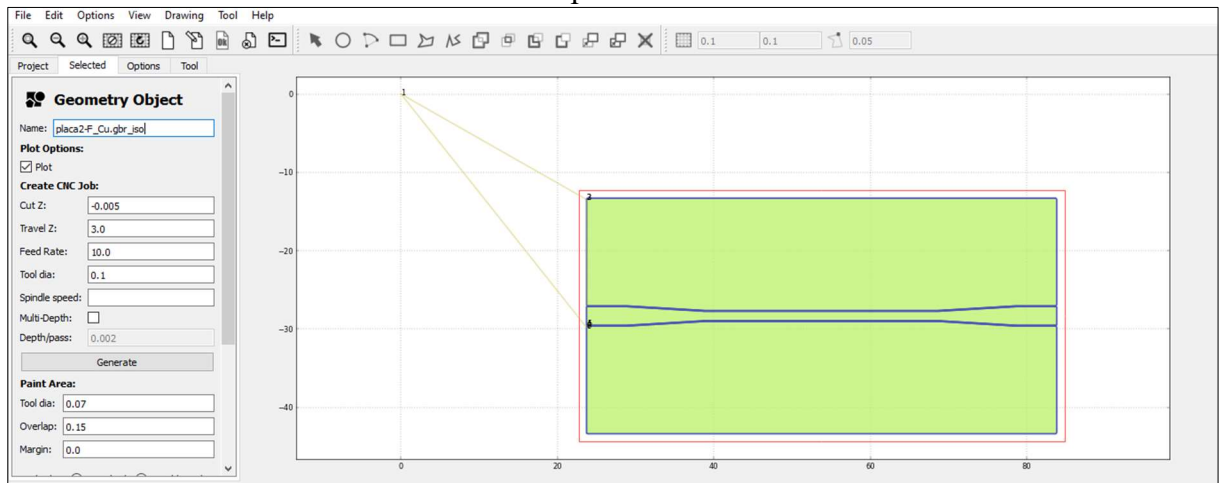
Figura 18 - Tela de configuração para configuração do arquivo (layout) G-code.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Nesse arquivo, foram definidos parâmetros essenciais para o processo de usinagem, como a profundidade de corte da fresa sobre a camada de cobre, a altura de elevação da ferramenta ao término de cada trajetória e a velocidade de avanço durante o percurso de fresagem. A Figura 19 apresenta os principais parâmetros configurados conforme as necessidades do projeto. Na aba *Create CNC Job*, foram definidos os seguintes valores: *Cut Z* = -0,005 mm (profundidade de corte), *Travel Z* = 3 mm (altura de deslocamento da ferramenta), *Feed Rate* = 10 mm/s (velocidade de avanço) e *Tool dia* = 0,1 mm (diâmetro da fresa). Após o ajuste desses parâmetros, foi gerado o arquivo G-code, que contém as instruções de movimentação da ferramenta para o processo de usinagem na máquina CNC.

Figura 19 - Tela de configuração para configuração do Create CNC Job para o layout da placa.

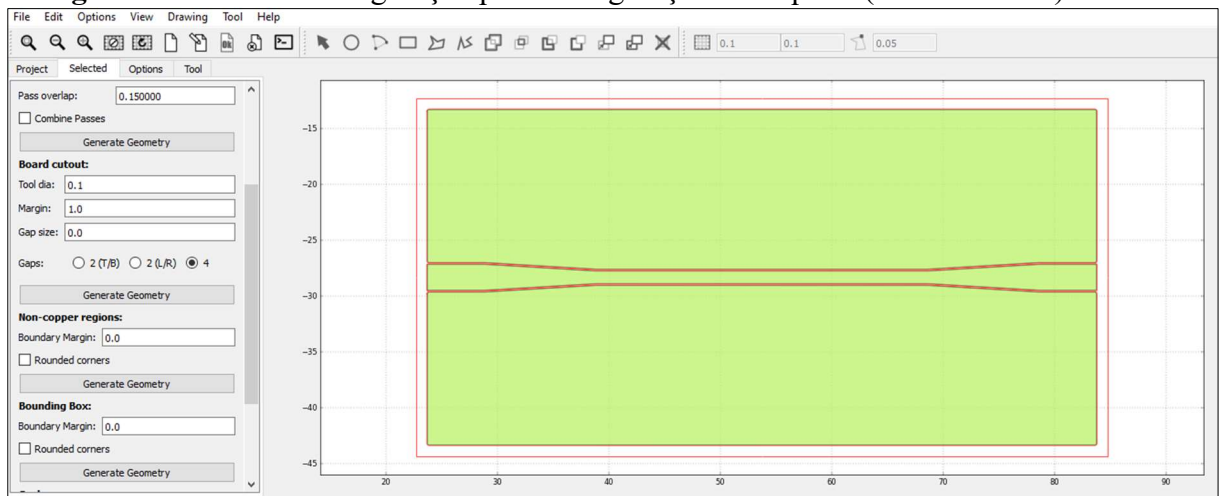


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com essa etapa concluída, foi gerado o arquivo com a extensão *_cnc*, contendo as instruções de usinagem no formato *G-code*. Esse arquivo foi salvo em um diretório específico para posterior utilização no software *GrblControl* (ou *Candle*), responsável pelo controle dos eixos da máquina CNC durante o processo de fresagem.

Para a realização da fresagem do contorno da PCB, acessou-se a opção *Board Cutout*, onde também foram configurados os parâmetros necessários para a geração do arquivo *G-code* responsável pelo recorte da borda da placa. O valor do *Tool dia* foi definido em 0,1 mm, enquanto a margem (*Margin*) foi ajustada para 1 mm, a fim de garantir uma pequena folga que permitisse eventuais ajustes manuais após a usinagem. O parâmetro *Gap size* foi configurado em zero, ou seja, sem aberturas entre o contorno e a área fresada. A Figura 20 ilustra essa etapa do processo.

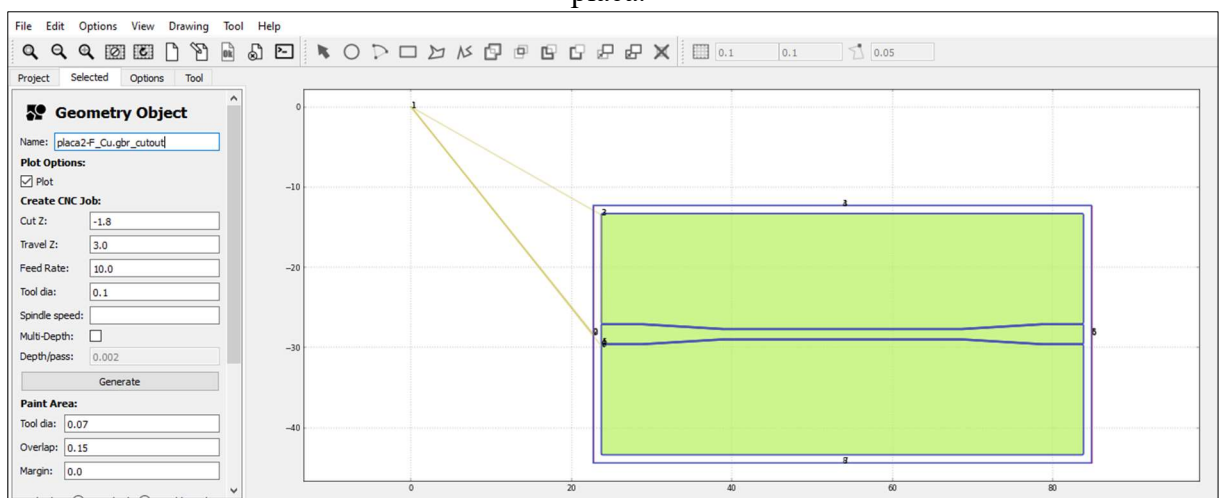
Figura 20 - Tela de configuração para configuração do arquivo (borda da PCB) G-code.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

De forma análoga à etapa anterior, acessou-se a área *Create CNC Job* para definir os parâmetros de corte referentes ao recorte da borda da PCB. Nessa configuração, foram ajustados a profundidade de corte ($Cut\ Z = -1,8\text{ mm}$), a altura de deslocamento da ferramenta ($Travel\ Z = 3\text{ mm}$), a velocidade de avanço ($Feed\ Rate = 10\text{ mm/s}$) e o diâmetro da fresa ($Tool\ dia = 0,1\text{ mm}$) (Figura 21). Com esses parâmetros definidos, foi gerado um arquivo com a extensão “_cnc”, o qual foi salvo em um diretório específico para posterior utilização no software *GrblControl*.

Figura 21 - Tela de configuração para configuração do Create CNC Job do corte da borda da placa.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com essa etapa concluída, deu-se início à fabricação das PCBs utilizando a máquina CNC e dois tipos de substrato: FR-4 e Rogers 04350B. Inicialmente, realizou-se o nivelamento da placa com o auxílio de um nível de bolha (Figura 22), a fim de garantir que não houvesse variações na profundidade do corte e que o processo de usinagem ocorresse de acordo com as dimensões projetadas.

Figura 22 - Nivelamento da placa.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Após o nivelamento, foi realizada a calibração da máquina CNC, procedimento executado com o auxílio de um multímetro ajustado para a escala de continuidade. Nessa etapa, estabeleceu-se o ponto de referência entre a fresa e a lâmina de cobre, garantindo que a ferramenta iniciasse o corte exatamente na superfície do material, evitando tanto a remoção excessiva de cobre quanto a profundidade insuficiente de usinagem (Figura 23).

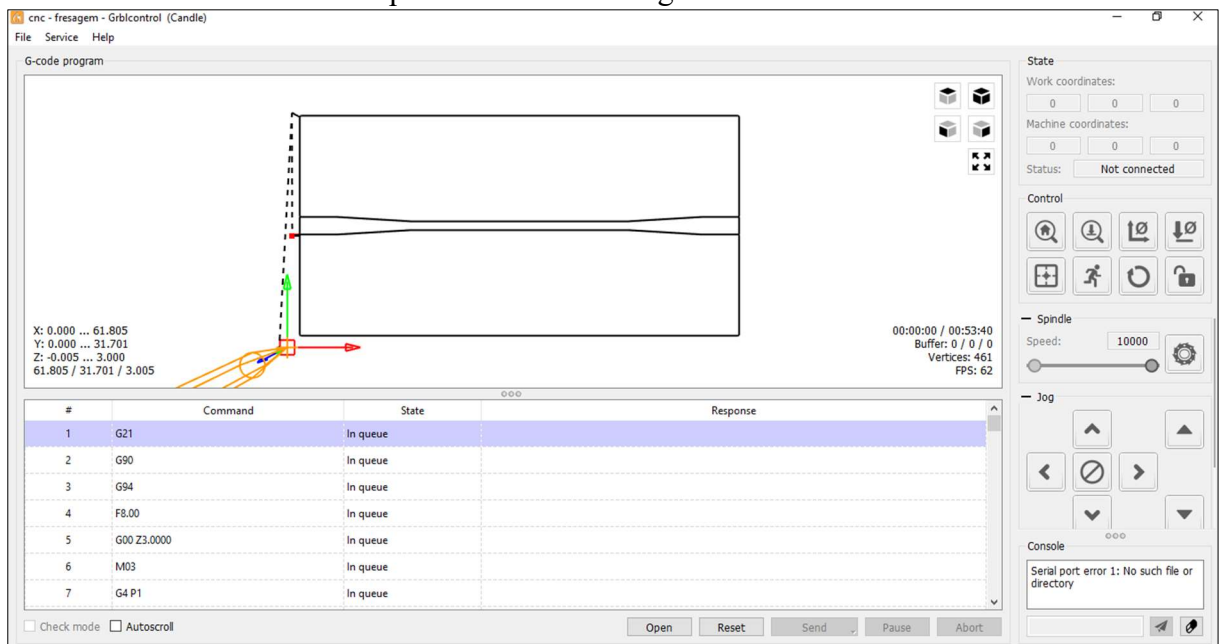
Figura 23 - Calibração do eixo Z utilizando multímetro na escala de continuidade.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com as etapas anteriores concluídas, o software *GrblControl* foi iniciado, e os arquivos previamente preparados no *FlatCAM* correspondentes ao *layout* e à borda da placa foram abertos para execução da usinagem. Inicialmente, carregou-se o arquivo referente apenas ao *layout*, isto é, à região que contém os *gaps* e a linha de sinal. A Figura 24 apresenta a interface do *GrblControl* com o arquivo (*_cnc*) aberto e pronto para o início do processo de fresagem da PCB.

Figura 24 - Interface do software GrblControl com o arquivo do layout carregado e pronto para o início da fresagem da PCB.

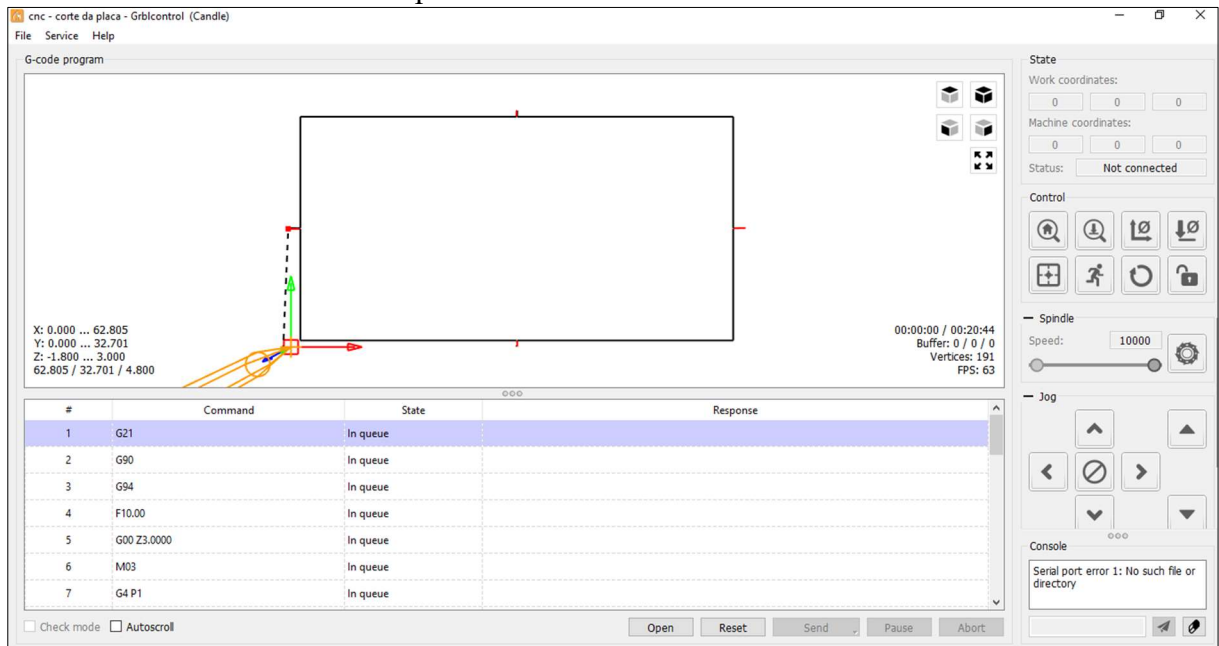


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para iniciar o processo de fresagem, o controlador da máquina CNC — baseado em microcontrolador — foi conectado ao computador por meio de um cabo USB, e o comando *Send* foi acionado no software *GrblControl*, dando início à execução do percurso de usinagem definido no arquivo *_cnc*.

Após essa etapa, o arquivo correspondente ao recorte da borda da placa, foi carregado no software *GrblControl*, e deu-se início ao processo de fresagem do contorno da PCB (Figura 25). E de forma análoga, o comando *Send* foi acionado no software, dando início à execução do percurso do contorno da placa.

Figura 25 - Interface do software GrblControl com o arquivo da borda carregado e pronto para o início do corte da PCB.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

3.4.2 Corrosão química

A fabricação das PCBs pelo método de corrosão química foi realizada utilizando uma solução de perclorato de ferro como agente corrosivo. Esse processo baseia-se na remoção seletiva da camada de cobre das áreas não protegidas por máscara, permitindo a formação das trilhas de sinal conforme o layout projetado.

Inicialmente, realizou-se o recorte prévio das placas com as dimensões estabelecidas no projeto, ou seja, 30×60 mm. Para garantir um perfil de placa bem definido, utilizou-se a máquina CNC exclusivamente para o corte do contorno, seguindo o mesmo procedimento descrito na subseção anterior. A Figura 26 (a) ilustra uma das quatro placas cortadas pela máquina CNC. Observa-se um perfil bem definido, em conformidade com as dimensões projetadas, evidenciando a precisão do processo de corte.

Finalizada essa etapa, procedeu-se ao mascaramento da placa, isto é, à aplicação de uma máscara protetora sobre as regiões que deveriam permanecer cobertas durante o processo de corrosão. A máscara foi gerada no software *KiCad*, por meio da opção de plotagem em formato PDF, e posteriormente impressa em papel fotográfico, o qual se apresenta como uma alternativa de baixo custo para a confecção da máscara utilizada na transferência térmica. Essa máscara

pode ser observada na Figura 26 (b), que apresenta um dos perfis dos layouts das PCBs projetadas.

Com o perfil da placa já recortado e a máscara devidamente preparada, procedeu-se à transferência térmica do layout para a superfície de cobre. Nessa etapa, a máscara foi sobreposta e alinhada manualmente à placa, garantindo o correto posicionamento das trilhas. Em seguida, aplicou-se calor utilizando um ferro elétrico, mantido sobre a superfície por alguns minutos, até que o layout aderisse completamente ao cobre, concluindo assim a transferência da máscara para o perfil da placa. A Figura 26 (c) apresenta a etapa de transferência térmica finalizada, com a máscara devidamente alinhada, garantindo a precisão necessária para a definição das trilhas na etapa de corrosão química.

Após a realização da transferência térmica, procedeu-se à remoção do papel fotográfico por meio da imersão da placa em água. Em seguida, o papel foi delicadamente friccionado até sua completa remoção, tomando-se o cuidado de preservar a integridade da máscara aderida à camada de cobre. A Figura 26 (d) apresenta o resultado final da máscara aplicada sobre a superfície de cobre, evidenciando a boa aderência e o correto alinhamento do layout. Observa-se que o processo de transferência térmica foi executado de forma precisa, garantindo a definição adequada das trilhas e a proteção das regiões condutoras durante a etapa de corrosão química.

Figura 26 - Processo de confecção da placa por método de corrosão.



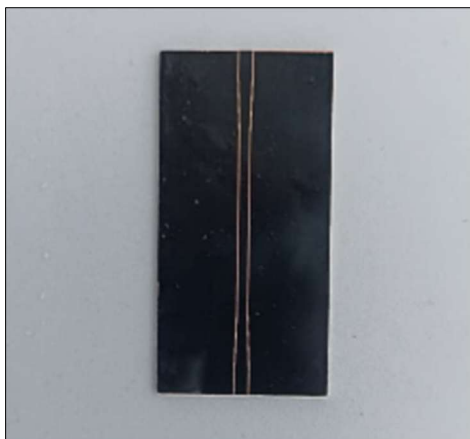
a) placa cortada.



b) Máscara de layout gerada no *KiCad*.



c) Etapa de transferência térmica.



d) Máscara aplicada sobre a superfície de cobre após a transferência térmica

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

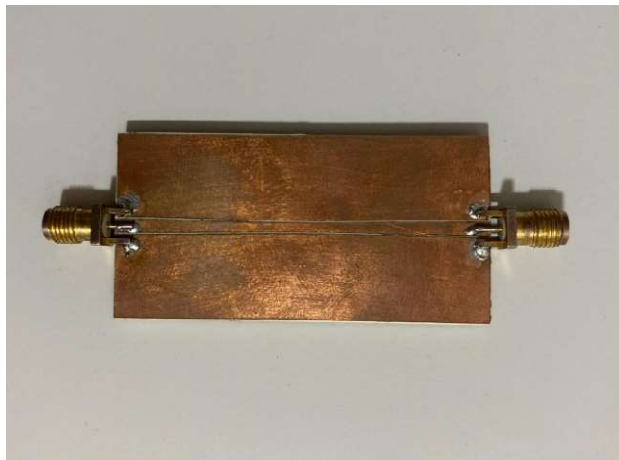
3.5 Montagem e preparação dos protótipos

Com as PCBs finalizadas, sendo quatro fabricadas por usinagem CNC e quatro pelo método de corrosão química, procedeu-se à etapa de soldagem dos conectores SMA nas extremidades das linhas de transmissão.

3.5.1 Soldagem dos conectores SMA nas placas

Para a soldagem dos conectores SMA, foram utilizados fio de estanho, ferro de solda e pasta de contato, assegurando boa condutividade e fixação mecânica. Embora o procedimento seja relativamente simples, foram adotados cuidados específicos para evitar curtos-circuitos entre as trilhas de sinal e os planos de terra durante o processo de soldagem. Na Figura 27, observa-se uma das oito linhas de transmissão já com os conectores SMA devidamente soldados em suas extremidades.

Figura 27 - Linha de transmissão com conectores SMAs soldados.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com todas as linhas de transmissão devidamente confeccionadas e com os conectores SMA soldados, deu-se início à etapa experimental, realizada com o auxílio de um analisador vetorial de redes (VNA). Essa fase teve como objetivo avaliar o desempenho das linhas de transmissão por meio da obtenção dos parâmetros de espalhamento (S-parâmetros), especificamente S_{11} e S_{21} . Entretanto, para que fosse possível avaliar adequadamente o desempenho das linhas de transmissão, foi necessária a calibração do VNA. Na subseção seguinte, apresenta-se o procedimento de calibração adotado para garantir a precisão das medições experimentais.

3.6 Procedimento de medição

A caracterização experimental dos dispositivos desenvolvidos (linhas de transmissão do tipo *CPW-Ground*) fundamentou-se na análise dos Parâmetros de Espalhamento (Parâmetros S). A utilização desta métrica, em detrimento dos parâmetros tradicionais de impedância (Z), justifica-se pelas restrições físicas impostas pela operação em altas frequências.

Enquanto a caracterização de redes em baixa frequência é usualmente realizada através de medições com as portas terminadas em curto-circuito ou circuito aberto, essa abordagem torna-se inviável em faixas de micro-ondas. Nessas frequências, a obtenção de terminações ideais é dificultada pela presença de indutâncias e capacitâncias parasitas, além da influência da própria linha de transmissão. Adicionalmente, a reflexão total da onda incidente, inerente a terminações de curto ou aberto, pode resultar em instabilidade ou até mesmo danos ao dispositivo sob teste (WENTWORTH, 2008).

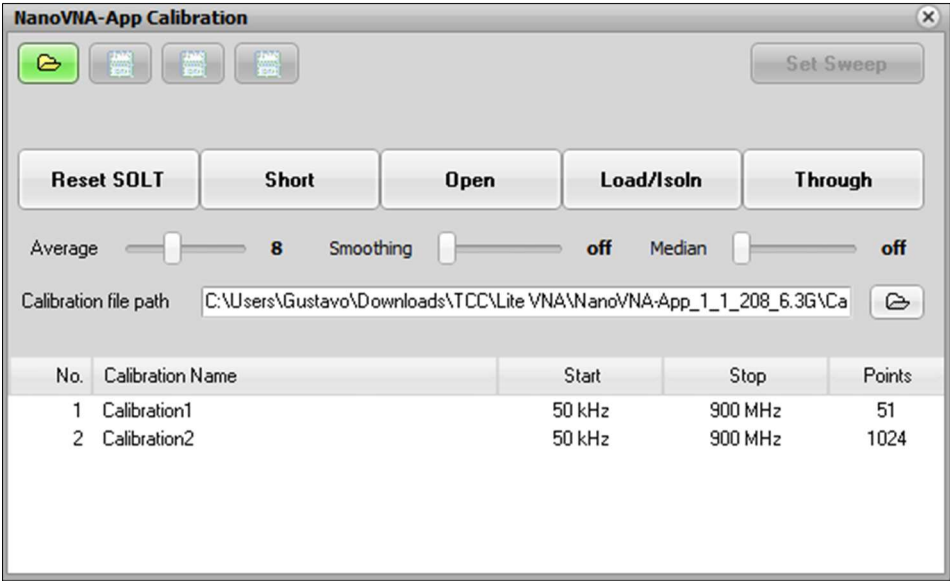
Os Parâmetros S solucionam essas limitações ao caracterizarem a rede de duas portas empregando cargas casadas com a impedância característica do sistema (Z_0), eliminando a necessidade de reflexões totais nas terminações (WENTWORTH, 2008).

Para a obtenção dos parâmetros S, foi utilizado um Analisador de Redes Vetorial (VNA). Esse equipamento é responsável por excitar o circuito e medir a resposta em frequência, fornecendo os dados necessários para a construção dos gráficos de perda de retorno e de inserção. Nas próximas seções, são descritas a forma de calibração do equipamento e a forma de medição de um dos protótipos fabricados.

3.6.1 Calibração do Analisador vetorial de redes (VNA)

A calibração do VNA é processo indispensável e seu principal objetivo é garantir que as medições sejam precisas e confiáveis, isto é, é necessária para remover os erros introduzidos pelos cabos, conectores e outros componentes de medição. Neste trabalho, a calibração foi realizada utilizando o LiteVNA operando via *NanoVNA-App V1.1.208*. A Figura 28 apresenta a interface do software de onde é feita a calibração e as opções utilizadas no procedimento.

Figura 28 - Interface de calibração do NanoVNA-App V1.1.208.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Para a calibração, adotou-se o procedimento de calibração *SOLT* (*Short–Open–Load–Through*), aplicando-se, nessa ordem, os padrões de curto, aberto, carga de 50 Ω e conexão direta entre as portas. A calibração foi realizada com 1024 pontos de varredura, a fim de garantir maior resolução nas medições. Os procedimentos detalhados estão ilustrados na Figura 29.

Figura 29 - Procedimentos para Calibração.



a) Procedimento *Short*.

b) Procedimento *Open*.

c) Procedimento *Load*.d) Procedimento *Through*.

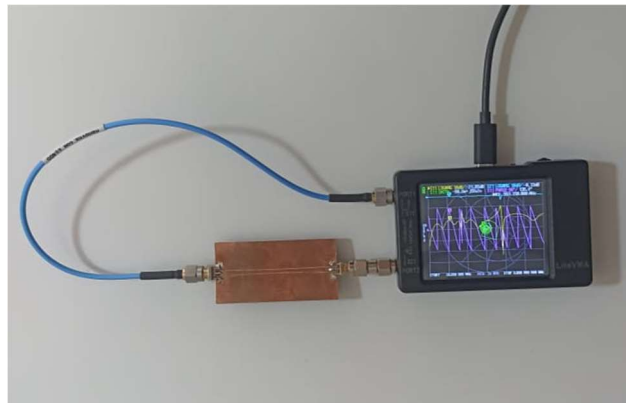
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Conforme ilustra a Figuras 29 (a, b, c e d), a calibração foi realizada com os cabos de teste e o adaptador de transição (SMA–CPW) instalados. Dessa forma, os efeitos do conjunto cabo + adaptador (perdas, atraso e descontinuidades) foram considerados, tornando os resultados mais representativos do dispositivo sob teste. Com a calibração finalizada partimos para os testes e registros dos resultados.

3.6.2 Medição dos protótipos e registro dos parâmetros S

Concluída a calibração, deu-se início à fase de testes. As oito linhas de transmissão fabricadas foram testadas sob condições idênticas, utilizando o mesmo arranjo de medição, cabos e adaptadores. A Figura 30 apresenta um dos protótipos durante o ensaio no VNA.

Figura 30 - Ensaio de uma das oito linhas de transmissão no VNA.

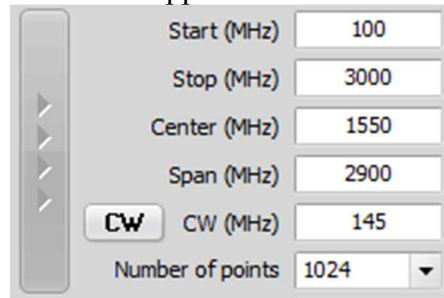


Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A varredura inicial foi configurada no software *NanoVNA-App* (versão 1.1.208) definindo os valores de frequência de início (*Start*) e fim (*Stop*), bem como o número de pontos

(number of points) da varredura. Com esses parâmetros ajustados, a medição foi iniciada por meio do comando *Single Scan*, registrando as curvas dentro da faixa especificada. A interface de configuração utilizada está ilustrada na Figura 31.

Figura 31 - Interface do NanoVNA-App com limites de varredura e número de pontos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Com isso, todas as linhas de transmissão foram testadas e seus resultados obtidos. A próxima seção apresenta a análise detalhada dos parâmetros, permitindo comparar o desempenho entre os diferentes protótipos.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Esta seção apresenta os resultados experimentais dos parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} das oito linhas de transmissão *CPW-Ground*, com o propósito de comparar, de forma sistemática, a influência do:

- (i) Comprimento do *taper* cônico (10 mm vs. 20 mm);
- (ii) Processo de fabricação (usinagem CNC vs. corrosão química) e
- (iii) Tipo de substrato (FR-4 vs. Rogers 04350B).

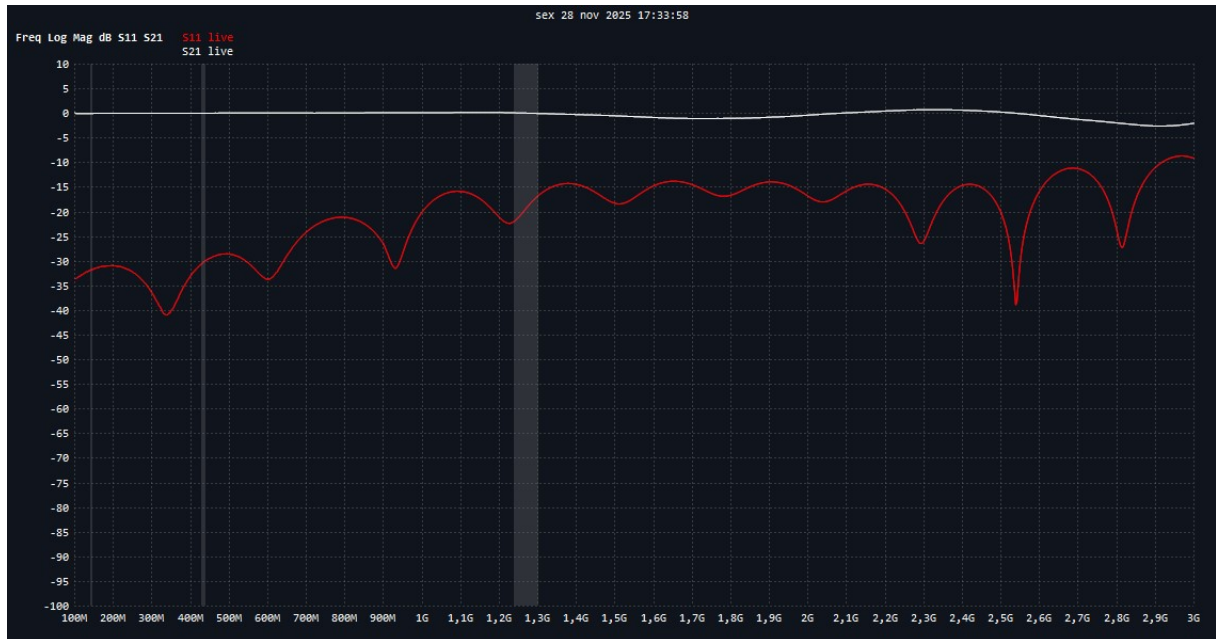
Os dados foram obtidos com o auxílio de um Analisador Vetorial de Redes (VNA) em uma faixa de frequência de 100 MHz até 3 GHz.

4.1 Condições de medição

Todas as medições foram realizadas com um analisador vetorial de redes operado via *LiteVNA*, tendo o plano de referência definido no conector SMA da PCB por meio de calibração *SOLT* (*Short–Open–Load–Through*). A Banda de frequências foi ajustada de 100 MHz a 3 GHz, mantendo-se constantes o arranjo de medição, os cabos coaxiais e o adaptador de transição SMA–*CPW*, previamente inspecionados e reapertados a cada conexão. As medições foram efetuadas em bancada, sob temperatura ambiente estável, e cada amostra foi medida em repetição para verificação de repetibilidade. Os resultados reportados referem-se aos parâmetros S_{11} e S_{21} .

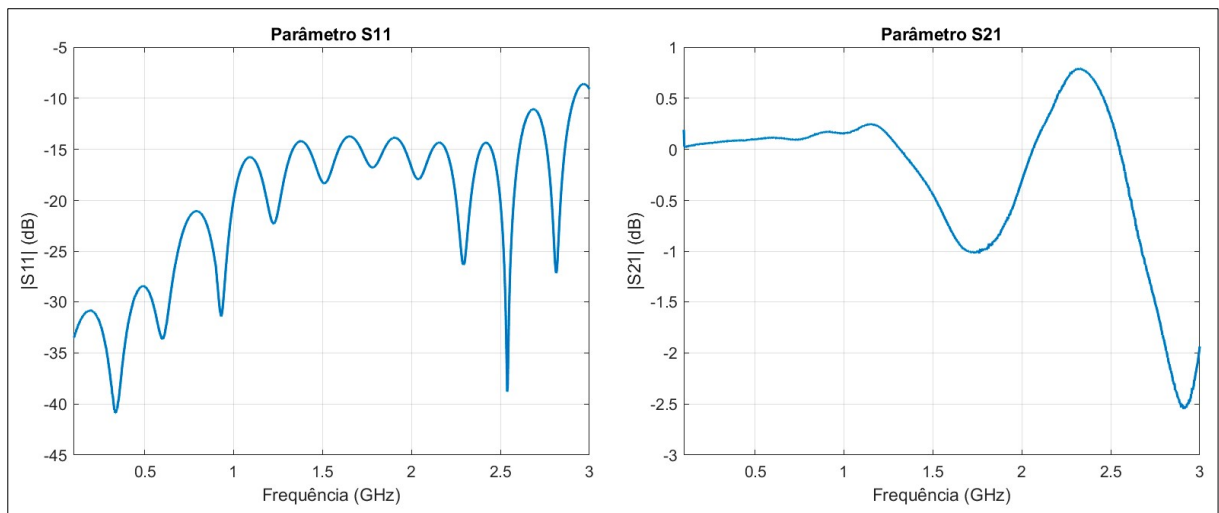
Para evitar qualquer tipo de erro relacionado aos protótipos fabricados, foi feita uma medição apenas com o cabo utilizado durante os testes, a fim de demonstrar qual sua influência real sobre as medições feitas nos protótipos e, dessa forma, verificar se os resultados estão sujeitos a erros devido aos componentes utilizados (o cabo). As Figuras 32 e 33 apresentam esse ensaio complementar, exibindo tanto a resposta capturada diretamente no software do VNA quanto as curvas geradas posteriormente no MATLAB a partir dos dados coletados.

Figura 32 - Resposta dos parâmetros S_{11} e S_{21} do cabo de teste medida diretamente no software do VNA.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 33 - Gráfico dos parâmetros S_{11} e S_{21} do cabo de teste gerado no MATLAB a partir dos dados do VNA.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Analisando o parâmetro S_{11} , observa-se que o cabo apresenta um bom casamento de impedância em grande parte da banda, mantendo-se abaixo de -10 dB na maioria das frequências. No entanto, nota-se um comportamento oscilatório característico, com picos de reflexão que se acentuam próximo a 2,6 GHz e 2,9 GHz.

Já no gráfico do parâmetro S_{21} é possível visualizar a influência direta do setup nas medições de perda. Idealmente, um cabo passivo deveria apresentar uma curva suave de

atenuação (decrecente com a frequência). Contudo, os resultados mostram flutuações significativas. Observa-se uma variação de ganho aparente (valores positivos próximos a +0,8 dB em 2,35 GHz) e ocorre uma queda abrupta de sinal (atenuação acentuada) acima de 2,6 GHz, chegando a -2,5 dB.

Esses dados confirmam a necessidade de considerar a influência do cabo utilizado. As oscilações observadas no parâmetro S_{21} , bem como o comportamento ondulatório verificado no parâmetro S_{11} , sugerem que eventuais picos ou vales de desempenho que venham a ser observados nos protótipos (*CPW-Ground*) nessas mesmas frequências podem não ser características intrínsecas da linha de transmissão, mas sim problemas introduzidos pelo sistema de teste.

As subseções seguintes mostram as comparações, resultados e análises obtidas para cada combinação de substrato, processo de fabricação e comprimento de taper, permitindo identificar padrões de comportamento, diferenças de desempenho e os fatores que mais influenciam a resposta das linhas de transmissão em altas frequências.

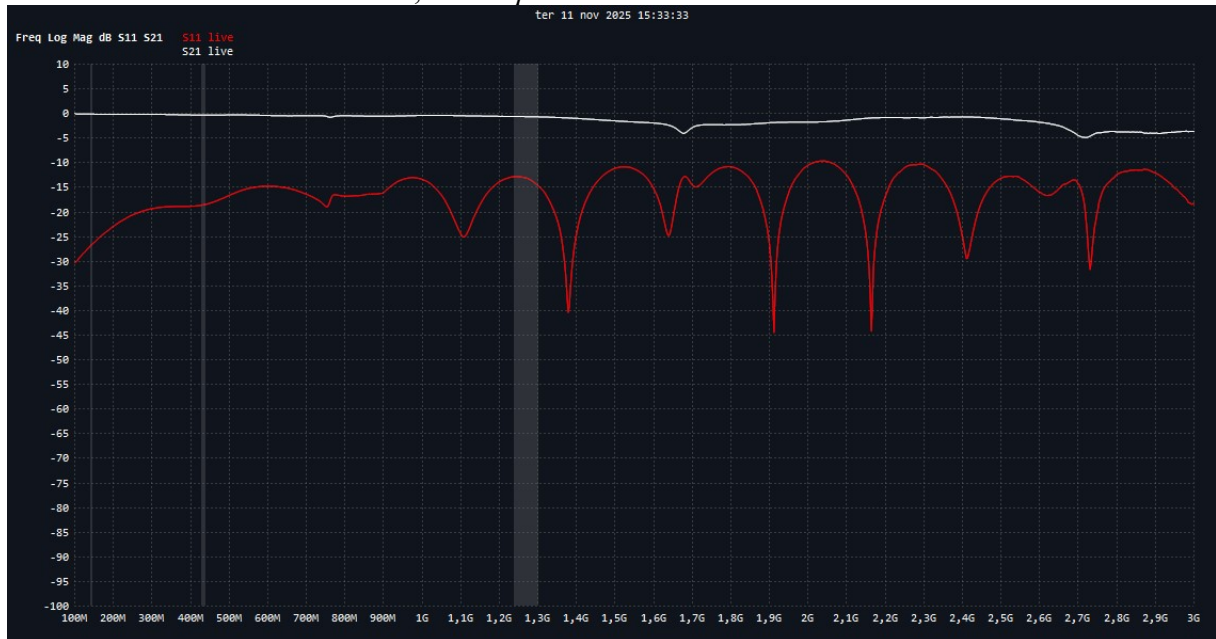
4.2 Usinagem CNC: resultados conjuntos (FR-4 × Rogers; 10 × 20 mm)

As subseções seguintes apresentam os resultados obtidos para as linhas de transmissão confeccionadas por meio do processo de usinagem CNC.

4.2.1 Resultados usinagem CNC, FR-4 x Rogers com *taper* cônico linear de 10 mm

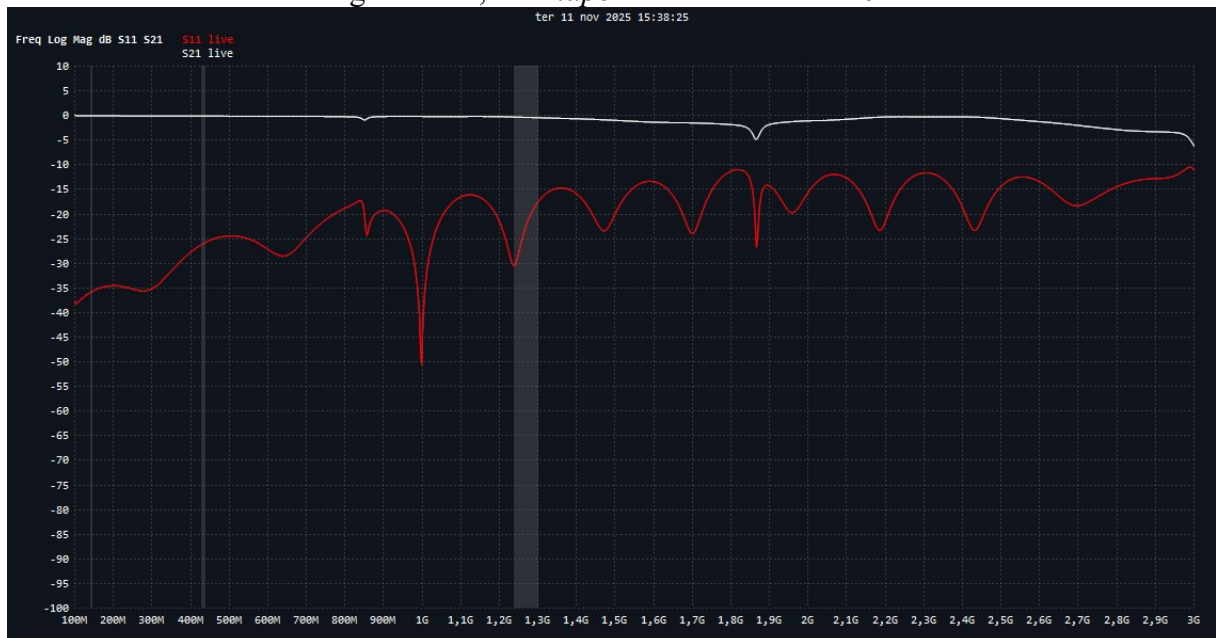
Nesta subseção são apresentados e comparados os resultados obtidos para os protótipos fabricados por usinagem CNC, abrangendo os dois substratos (FR-4 e Rogers) e o comprimento de *taper* cônico linear de 10 mm. O objetivo é avaliar de forma conjunta a influência do material dielétrico e da geometria do *taper* sobre o comportamento dos parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} . As Figuras 34 e 35 apresentam os gráficos correspondentes aos *tapers* cônicos lineares de 10 mm confeccionados em FR-4 e Rogers, respectivamente.

Figura 34 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha *CPW-Ground* fabricada em FR-4 por usinagem CNC, com *taper* cônico linear de 10 mm.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 35 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha *CPW-Ground* fabricada em Rogers 04350B por usinagem CNC, com *taper* cônico linear de 10 mm.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Analisando as Figuras 34 e 35, observa-se que a amostra confeccionada em FR-4 apresenta um comportamento de S_{11} oscilatório, com vales sucessivos entre -10 dB e -45 dB. Esses vales de reflexão (pontos de bom casamento) ocorrem em várias frequências, como 1,9

GHz e 2,18 GHz, onde o S_{11} atinge -45 dB. O Parâmetro S_{21} exibe uma atenuação gradual com a frequência, partindo de cerca de 0 dB e chegando a -5 dB em 3 GHz.

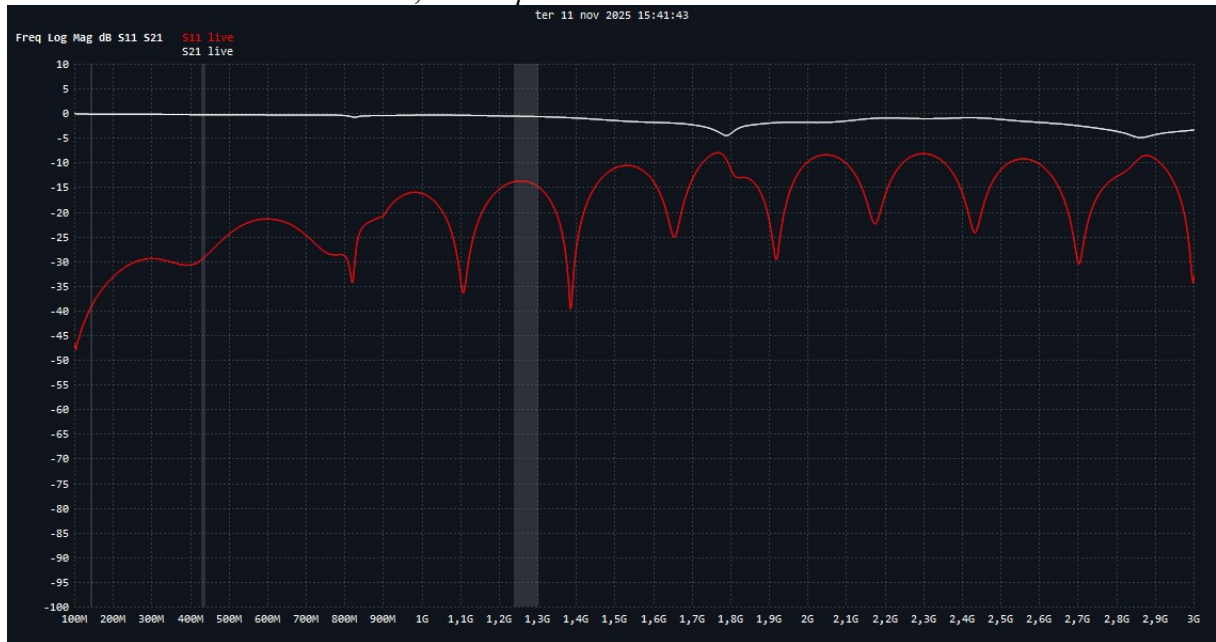
Em contraste, a linha produzida com Rogers 04350B demonstra uma resposta mais uniforme. O S_{11} permanece abaixo de -15 dB em grande parte da faixa, atingindo um mínimo de -50 dB em 1 GHz. A partir de 1,55 GHz, o S_{11} se degrada, ficando próximo de -10 dB. O S_{21} , por sua vez, revela perdas de inserção significativamente menores que o FR-4 em altas frequências, embora apresente vales de atenuação em 1,87 GHz e 3 GHz, onde a perda atinge o valor de -5 dB.

Esses resultados evidenciam que, embora o substrato Rogers garanta menores perdas dielétricas globais e uma resposta mais plana, a geometria de 10 mm no processo CNC apresentou pontos críticos de ressonância na banda superior. Ainda assim, sua performance geral supera a do FR-4, onde as perdas dielétricas do substrato, aparentemente, limitaram a eficiência de transmissão.

4.2.2 Resultados usinagem CNC, FR-4 x Rogers com *taper* cônico linear de 20 mm

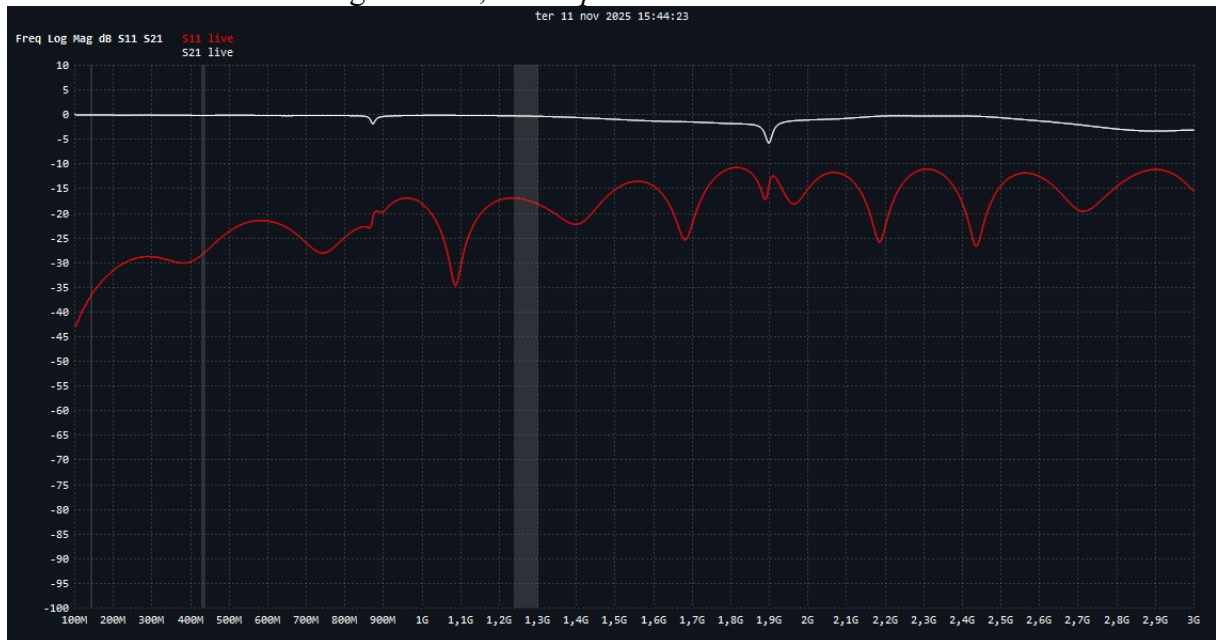
Nesta subseção, são apresentados e analisados os resultados obtidos para os protótipos produzidos por usinagem CNC, considerando os substratos FR-4 e Rogers, bem como o *taper* cônico linear de 20 mm. Nas Figuras 36 e 37 é possível observar os gráficos dos parâmetros a serem considerados (S_{11} e S_{21}).

Figura 36 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha *CPW-Ground* fabricada em FR-4 por usinagem CNC, com *taper* cônico linear de 20 mm.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 37 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha *CPW-Ground* fabricada em Rogers 04350B por usinagem CNC, com *taper* cônico linear de 20 mm.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Conforme pode-se ver na Figura 36, em baixas frequências (100 MHz a 900 MHz), S_{11} mantém-se abaixo de -20 dB, indicando bom casamento de impedância nessa faixa. À medida que a frequência aumenta, ocorre uma elevação gradual dos valores de S_{11} , ultrapassando -20 dB em alguns pontos da banda. Destacam-se pontos de maior reflexão em 1,75 GHz, 2,05 GHz,

2,3 GHz e 2,85 GHz, onde o parâmetro S_{11} fica maior que -10 dB. Ao longo da banda também é possível observar pontos de bom casamento de impedância (baixa reflexão). Esses pontos podem ser vistos nas frequências de 1,1 GHz (-36 dB) e 1,39 GHz (-40 dB).

O parâmetro S_{21} inicia-se próximo de 0 dB até cerca de 1,5 GHz, revelando baixa perda de inserção nesse intervalo. Entre 1,7 GHz e 1,9 GHz, nota-se uma atenuação mais acentuada, atingindo aproximadamente -5 dB, seguida de uma região de estabilidade entre 2,1 GHz e 2,6 GHz. Acima dessa faixa, há nova queda na transmissão, com redução progressiva de S_{21} até 3 GHz.

Com relação a Figura 37, que apresenta as mesmas características, porém utilizando o substrato Rogers, podemos verificar que S_{11} mantém-se abaixo de -15 dB até aproximadamente 1,5 GHz e inferior a -10 dB em toda a faixa até 3 GHz, indicando um bom casamento de impedância em toda a banda analisada. Destacam-se mínimos mais pronunciados em torno de 1,09 GHz, 1,68 GHz, 2,18 GHz e 2,43 GHz, correspondendo às regiões de melhor adaptação entre a linha e o conector. Já S_{21} apresenta-se muito próximo de 0 dB até 1,7 GHz, demonstrando ótima transmissão. Próximo de 1,9 GHz, ocorre uma leve atenuação, seguida de estabilização entre 2,0 GHz e 2,7 GHz, com valores novamente próximos de 0 dB. Em 3 GHz, o S_{21} atinge cerca de -4 dB.

Portanto, a comparação entre os substratos para a geometria de 20 mm revela que o Rogers 04350B oferece uma estabilidade superior. Enquanto o FR-4 apresentou picos de reflexão críticos que ultrapassaram o limite de -10 dB em altas frequências, o Rogers manteve o casamento de impedância dentro dos padrões aceitáveis em toda a banda analisada, demonstrando ser menos sensível às variações introduzidas pelo taper longo.

4.3 Corrosão química: resultados conjuntos (FR-4 × Rogers; 10 × 20 mm)

A seguir, são analisados os resultados das linhas de transmissão fabricadas pelo método de corrosão química. De forma análoga a anterior, foco desta seção é comparar diretamente o desempenho de S_{11} e S_{21} dos quatro protótipos, avaliando o impacto do material do substrato (FR-4 vs. Rogers 04350B) e do comprimento do *taper* (10 mm vs. 20 mm) nos resultados medidos. As próximas subseções retratam diretamente esses resultados.

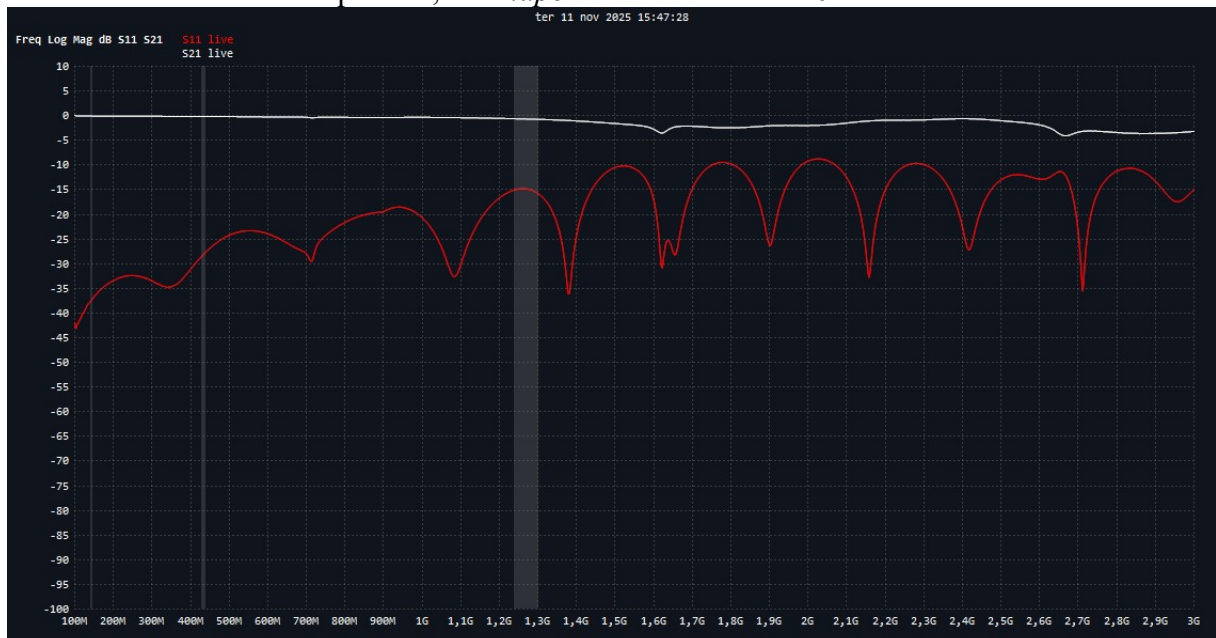
4.3.1 Resultados corrosão química, FR-4 x Rogers com *taper* cônico linear de 10 mm

Neste subtópico, o foco da análise é o *taper* cônico de 10 mm fabricado pelo método de corrosão química. A comparação direta entre os substratos FR-4 (Figura 38) e Rogers 04350B (Figura 39) é realizada para avaliar como este comprimento de *taper* mais curto impacta o desempenho em cada material.

No gráfico da Figura 38, o parâmetro S_{11} se mantém abaixo de -10 dB, mas seus vales de adaptação são rasos, com os melhores pontos atingindo apenas -35 dB. O parâmetro de transmissão (S_{21}), mostra uma curva descendente, iniciando em 0 dB, mas a perda aumenta visivelmente com a frequência, atingindo -4 dB em entre 2,69 GHz e 3 GHz. Isso indica que uma quantidade significativa de energia está sendo absorvida pelo substrato.

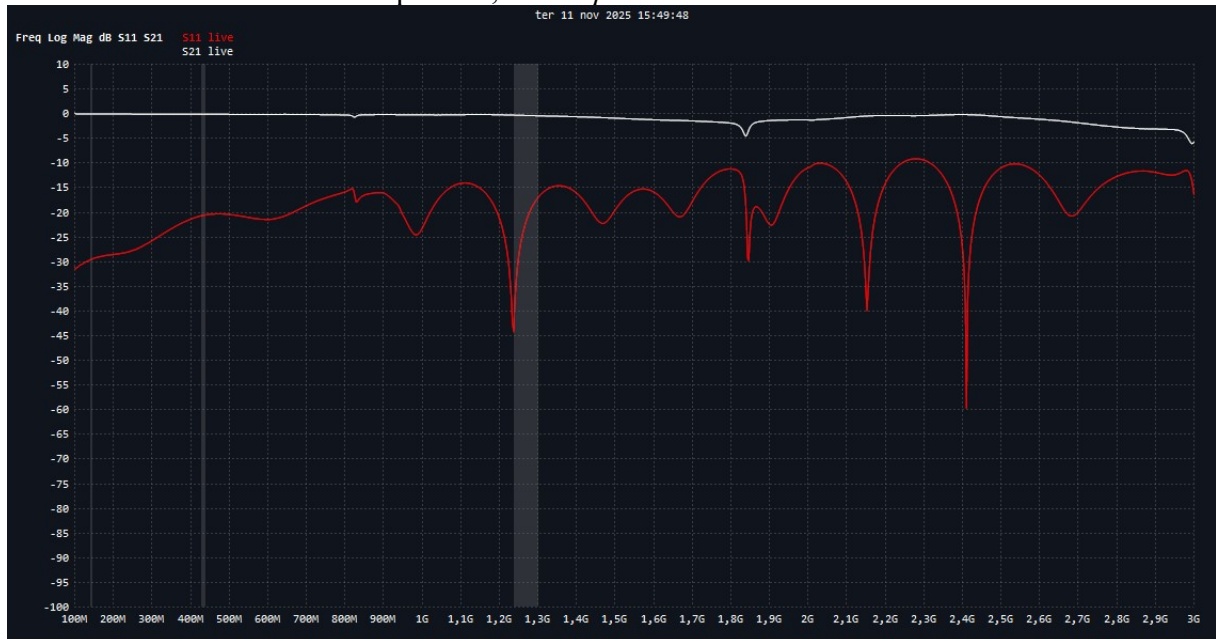
Em contrapartida, o gráfico da Figura 39, mostra que S_{11} apresenta vales (mínimos) extremamente profundos, com um valor que chega a -60 dB em 2,42 GHz. Nas frequências de 1,24 GHz e 1,84 GHz os vales apresentam valores de -45 dB e -40 dB, respectivamente, indicando perdas mínimas. Já o parâmetro S_{21} apresenta valor praticamente nulo, ou seja, permanecendo "colada" em 0 dB até 1,8 GHz e com perda entre 2,7 GHz e 3 GHz.

Figura 38 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha *CPW-Ground* fabricada em FR-4 por corrosão química, com *taper* cônico linear de 10 mm.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 39 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha *CPW-Ground* fabricada em Rogers 04350B por corrosão química, com *taper* cônico linear de 10 mm.



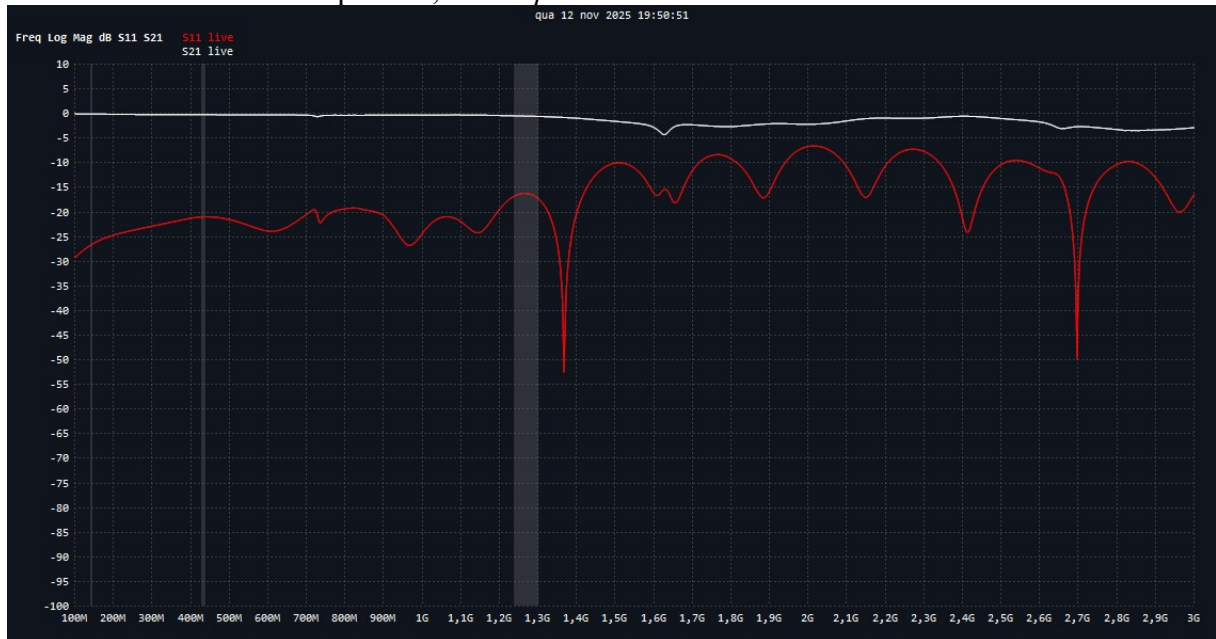
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Isso sugere que a LT fabricada com o substrato Rogers 04350B apresentou melhor adaptação de impedância e uma eficiência de transmissão significativamente superior em comparação ao FR-4. Os resultados indicam que a geometria do taper de 10 mm se harmonizou de forma ideal com as propriedades dielétricas do Rogers, minimizando tanto as reflexões quanto as perdas dissipativas que limitaram o desempenho do protótipo em FR-4.

4.3.2 Resultados corrosão química, FR-4 x Rogers com *taper* cônico linear de 20 mm

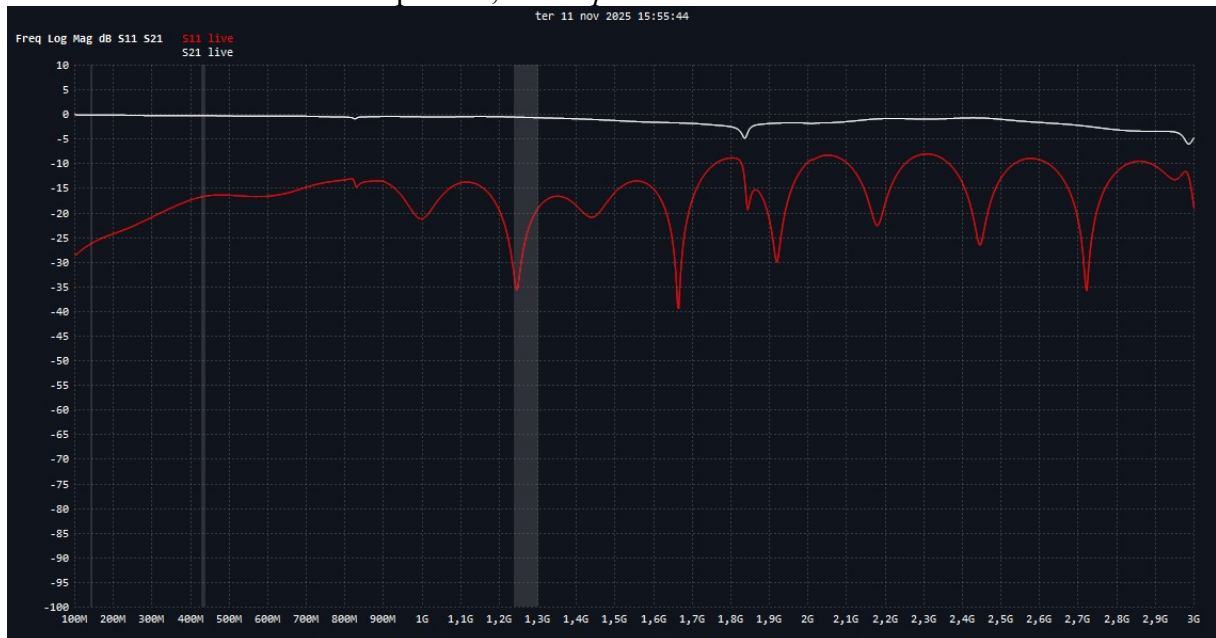
A seguir, serão analisados os resultados para o protótipo com *taper* longo (20 mm) fabricado pelo método de corrosão química. O foco desta seção é comparar o impacto dos substratos FR-4 e Rogers no desempenho do dispositivo para esta geometria específica. Esses resultados são apresentados nas Figuras 40 e 41.

Figura 40 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha *CPW-Ground* fabricada em FR-4 por corrosão química, com *taper* cônico linear de 20 mm.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Figura 41 - Parâmetros S_{11} e S_{21} da linha *CPW-Ground* fabricada em Rogers 04350B por corrosão química, com *taper* cônico linear de 20 mm.



Fonte: Elaborado pelo autor (2025)

Para o Substrato de FR-4, os resultados de S_{11} e S_{21} (Figura 40) mostram um excelente casamento de impedância e boa transmissão, mas um desempenho geral limitado pela alta perda dielétrica do material. Analisando o parâmetro S_{11} , nota-se que o até 1,5 GHz existem valores

abaixo de -10 dB. Entre 1,7 GHz e 2,3 GHz S_{11} assumiu valores superiores a -10 dB. Também nota-se que em 1,38 GHz o casamento de impedância é excelente, alcançando -53 dB; em 2,7 GHz o casamento também é ótimo, assumindo valor de -50 dB. Em contrapartida, o parâmetro S_{21} evidencia um aumento progressivo das perdas de inserção à medida que a frequência se eleva. Embora a transmissão comece próxima de 0 dB, observa-se uma redução contínua ao longo da banda, alcançando cerca de -4 dB entre 2,7 GHz e 3 GHz. Esse comportamento indica que, apesar de a linha apresentar boas condições de casamento de impedância (S_{11} satisfatório), parte significativa da energia não está sendo transmitida devido a mecanismos de dissipação no substrato, como perdas dielétricas e condutivas características do material.

Para a amostra com substrato Rogers 04350B (Figura 41), temos que S_{11} , por sua vez, também apresenta um bom casamento de impedância, mantendo-se abaixo de -10 dB até a metade da banda. Curiosamente, os vales de reflexão (mínimos) neste protótipo são mais rasos do que os vistos no FR-4, com os pontos mais profundos atingindo -40 dB (em 1,67 GHz) e -35 dB (em 1,25 GHz e 2,72 GHz). Analisando o S_{21} , a linha de transmissão permanece perfeitamente plana e "colada" em 0 dB em quase toda a faixa de 3 GHz. Isso contrasta diretamente com a amostra de FR-4 (Figura 40), que apresentava uma queda gradual com o aumento da frequência. Este resultado comprova que o substrato Rogers não sofre de perdas dielétricas perceptíveis nesta faixa de frequência. Um dos pontos mais críticos de S_{21} é em 2,98 GHz, que assume um valor de -6 dB.

Conclui-se que, para esta configuração, o substrato Rogers 04350B é superior na preservação da integridade do sinal. Enquanto o FR-4 tem seu desempenho limitado pela dissipação de energia (perdas dielétricas), o Rogers mantém a transmissão eficiente em quase toda a banda, sendo penalizado apenas por uma ressonância pontual no limite superior de frequência (2,98 GHz), e não pela absorção do material.

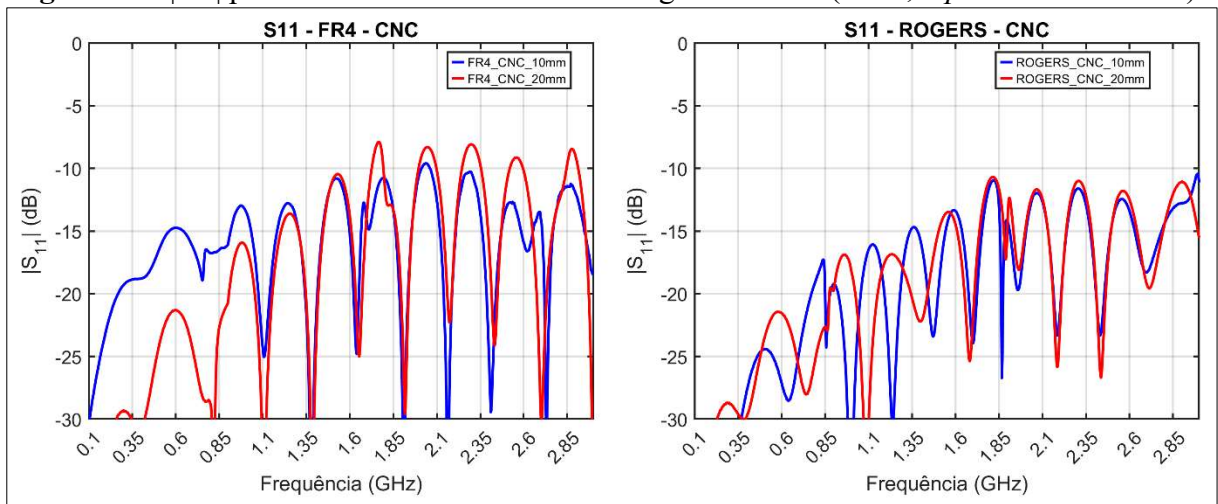
4.4 Visão geral dos resultados

Nesta seção, apresenta-se uma síntese dos resultados experimentais, organizados em torno dos dois parâmetros de desempenho: S_{11} e S_{21} . O objetivo é comparar os protótipos fabricados para identificar a que obteve o melhor desempenho e analisar os fatores técnicos (geometria do *taper*, material do substrato e processo de fabricação) que explicam tanto os casos de sucesso quanto os de pior desempenho.

4.4.1 Resultados do parâmetro S_{11}

Nesta subseção são apresentados os gráficos de S_{11} dos protótipos fabricados nos substratos FR-4 e Rogers 04350B, bem como os diferentes métodos de fabricação empregados. O objetivo é sintetizar os resultados e identificar padrões de comportamento relacionados às distintas geometrias de *taper* e aos processos de fabricação. Mediante a comparação das curvas, ilustradas nas Figuras 42 e 43, será possível determinar quais protótipos obtiveram melhor adaptação de impedância, em que faixas de frequência isso ocorreu e quais demonstraram níveis de reflexão mais elevados.

Figura 42 - $|S_{11}|$ para *CPW-Ground* em FR-4 e Rogers 04350B (CNC, *taper* 10 mm/20 mm).



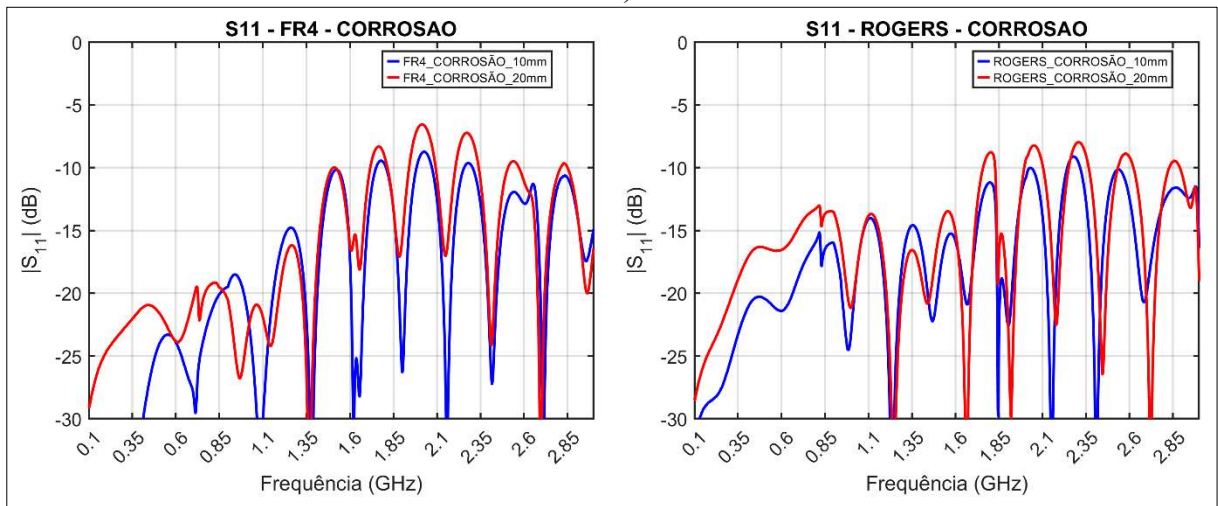
Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A comparação gráfica da Figura 42 revela que a influência do comprimento do *taper* depende fortemente do substrato utilizado. No substrato FR-4, observa-se que o *taper* de 20 mm oferece um casamento de impedância superior em baixas frequências (até 1,35 GHz), mas degrada significativamente o desempenho em altas frequências, apresentando picos de reflexão acima de -10 dB. O *taper* de 10 mm, por sua vez, demonstrou maior estabilidade na banda superior de 1,5 a 3 GHz, mostrando que em frequências mais elevadas seu desempenho foi melhor.

Para o substrato Rogers 04350B, a estabilidade do material suavizou as diferenças geométricas. Ambos os comprimentos de *taper* apresentaram desempenho satisfatório, mantendo o S_{11} predominantemente abaixo de -10 dB em toda a faixa, com o comprimento do *taper* influenciando mais a posição das frequências de ressonância do que a magnitude absoluta da reflexão.

Assim, os resultados indicam que as diferenças de desempenho entre os *tapers* de 10 mm e 20 mm são muito mais acentuadas no FR-4 do que no Rogers 04350B. Enquanto o FR-4 evidencia maior sensibilidade às variações geométricas, resultando em perdas de retorno mais elevadas e comportamento menos previsível em altas frequências, o Rogers apresenta curvas muito mais estáveis e com menor profundidade de picos de reflexão. Dessa forma, para aplicações que exigem maior confiabilidade e menor perda de retorno ao longo de toda a banda, o substrato Rogers 04350B se mostra claramente superior, não apenas pelo menor S_{11} , mas também pela consistência do desempenho frente às variações no comprimento do *taper*.

Figura 43 - $|S_{11}|$ para CPW-Ground em FR-4 e Rogers 04350B (Corrosão, *taper* 10 mm/20 mm).



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Figura 43 apresenta o impacto do comprimento do *taper* para os protótipos fabricados por corrosão química. Ao contrário do observado no processo CNC, o método de corrosão revelou uma tendência favorável ao *taper* mais curto. Para o FR-4, o *taper* de 10 mm demonstrou maior estabilidade em altas frequências. Enquanto o *taper* de 20 mm apresentou picos de reflexão que ultrapassaram o limite de -10 dB a partir de 1,8 GHz. O *taper* de 10 mm, embora também tenha ultrapassado o limite de -10 dB em dois momentos específicos, manteve-se predominantemente abaixo desse patamar na maioria da banda, oferecendo um casamento de impedância mais seguro.

No caso do Rogers 04350B, a superioridade da geometria de 10 mm foi ainda mais evidente em toda a banda. O *taper* de 20 mm apresentou sistematicamente maiores valores de reflexão, cruzando a linha de -10 dB em múltiplos pontos (como em 1,85 GHz e 2,6 GHz). O

taper de 10 mm, por sua vez, exibiu um melhor desempenho tanto em baixas frequências quanto nos picos de ressonância em altas frequências.

De forma geral, os resultados confirmam que o processo de corrosão química favorece *tapers* mais curtos, que se mostraram menos sensíveis a variações no gap e na largura da linha, oferecendo desempenho mais previsível em toda a faixa de frequências. No FR-4, essa diferença é particularmente evidente, com o *taper* de 10 mm mantendo um casamento de impedância mais consistente do que o *taper* longo. No Rogers 04350B, embora ambos os *tapers* apresentem bom comportamento, o *taper* curto novamente demonstra leve superioridade, reforçando que comprimentos menores são mais robustos às pequenas imperfeições geométricas. Assim, para a fabricação por corrosão, o *taper* de 10 mm se destaca como a opção mais estável e eficiente entre as configurações analisadas.

A fim de melhorar a visualização e facilitar a comparação entre os resultados, os valores do parâmetro S_{11} para os dois substratos (FR-4 e Rogers 04350B) foram organizados em uma Tabela resumo (Tabela 4). Essa sistematização permite destacar rapidamente as diferenças de comportamento entre material, comprimento de *taper* e processo de fabricação, concentrando os dados relevantes em formato tabular e tornando-os mais compreensíveis. Na Tabela, destacam-se tanto os valores que indicam bom casamento de impedância (tipicamente inferiores a -30 dB) quanto aqueles considerados menos favoráveis (acima de -10 dB ou muito próximo).

Tabela 4 - Resultados do parâmetro S_{11} .

<i>Substrato</i>	<i>Processo de Fabricação</i>	<i>Taper (mm)</i>	<i>S_{11} mínimo (dB)</i>	<i>Frequência do S_{11} mínimo (GHz)</i>	<i>Piores pontos de S_{11} (dB)</i>	<i>Frequência dos piores pontos (GHz)</i>
FR-4	CNC	10	-44,41	1,91	-9,59	2,03
FR-4	CNC	20	-39,35	1,38	-7,89/- 8,07/-8,3/- 8,43/-9,12	1,76/2,29/ 2,04/2,87/2,55
FR-4	Corrosão	10	-36,08	1,37	-8,73/- 9,44/- 9,63	2,02/1,77/ 2,27
FR-4	Corrosão	20	-52,47	1,36	-6,55/- 7,23/- 8,31	2,01/2,27/1,73
Rogers 04350B	CNC	10	-50,62	0,99	-10,44/- 10,95/- 11,61/- 11,97	1,82/2,98/ 2,3/2,06

Rogers 04350B	CNC	20	-34,66	1,08	-10,58/- 11,01/- 11,05	1,81/2,3/2,89
Rogers 04350B	Corrosão	10	-59,65	2,41	-9,1	2,27
Rogers 04350B	Corrosão	20	-39,16	1,66	-7,97/- 8,24/- 8,77/- 8,87/- 9,45	2,3/2,05/1,8/ 2,57/2,85

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Observando a Tabela 4, verifica-se que a amostra com melhor coeficiente de reflexão (S_{11}) foi a fabricada em substrato Rogers 04350B, com valor de $-59,65$ dB na frequência de $2,41$ GHz por meio de corrosão química e *taper* cônico linear de 10 mm (*taper* curto). Dessa forma, o processo de corrosão demonstrou controle relativamente melhor. Apesar da dificuldade em remover completamente a camada de cobre (gap) situada entre a trilha de sinal e os planos de terra laterais, a confecção da placa resultou em dimensões mais próximas do especificado, comprovando maior precisão no processo. Enquanto na fabricação utilizando a CNC ocorreram múltiplas quebras das fresas, o que resultou no reinício sucessivo do processo e no consequente alargamento do gap entre a trilha central e os planos de terra. Ademais, houve desgaste da fresa utilizada — esta já apresentava uso prévio no substrato FR-4 e, embora não tenha quebrado, estava comprometida em sua geometria de corte e, por isso, contribuiu para imprecisões na gravação da largura mínima e do espaçamento previsto. Outro resultado relevante foi obtido para a amostra fabricada em FR-4, pelo processo de corrosão química, com *taper* cônico de 20 mm (*taper* longo). Essa configuração apresentou desempenho superior no parâmetro S_{11} , o que indica que o aumento do comprimento do *taper* e o controle do processo de corrosão contribuíram para melhorar o casamento de impedância nessa geometria específica.

Na Tabela 4, os dados referentes à coluna “*Piores pontos de S_{11}* ” foram organizados em ordem decrescente de magnitude, ou seja, do valor mais crítico (mais próximo de 0 dB, indicando maior reflexão) para o menos crítico. As frequências listadas na coluna adjacente correspondem, respectivamente, à ordem desses valores.

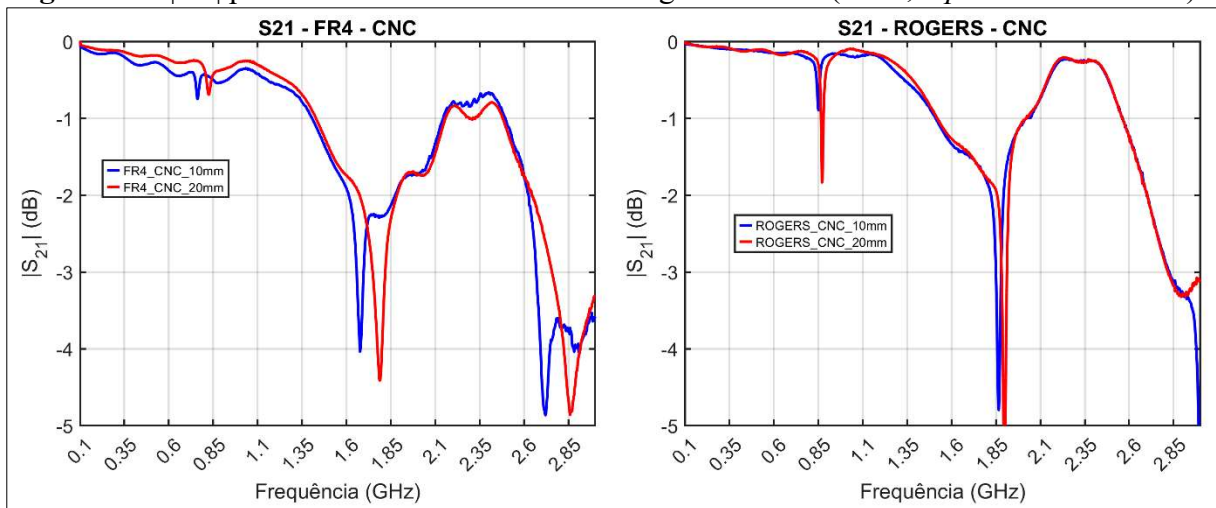
Ao examinar os extremos da Tabela, observa-se que o ponto de maior reflexão (pior caso) ocorre no protótipo de FR-4 (Corrosão, 20 mm), atingindo $-6,55$ dB. Isso evidencia que a combinação do substrato FR-4 com o processo de corrosão e geometria longa favoreceu o surgimento de altas reflexões.

Em contrapartida, observa-se uma clara vantagem do substrato Rogers fabricado via CNC. Mesmo seus “piores pontos” (-10,44 dB para o *taper* de 10 mm e -10,58 dB para o de 20 mm) permaneceram tecnicamente aceitáveis (abaixo de -10 dB). Além disso, nota-se que, no processo de corrosão, o *taper* de 10 mm tendeu a ter piores pontos “menos graves” que o de 20 mm para ambos os materiais (ex: no Rogers Corrosão, o pico do de 10 mm é -9,1 dB, enquanto o do 20 mm sobe para -7,97 dB), reforçando a conclusão de que *tapers* mais curtos foram mais eficientes neste método de fabricação.

4.4.2 Resultados do parâmetro S_{21}

Prosseguindo com a avaliação dos resultados, apresenta-se agora o comportamento dos parâmetros S_{21} para os protótipos confeccionados em FR-4 e Rogers 04350B. A comparação entre as curvas possibilita identificar quais combinações de *taper* e processo de fabricação proporcionaram melhor eficiência de transmissão e quais apresentaram maior atenuação. Essas curvas são mostradas nas Figuras 44 e 45.

Figura 44 - $|S_{21}|$ para CPW-Ground em FR-4 e Rogers 04350B (CNC, *taper* 10 mm/20 mm).



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

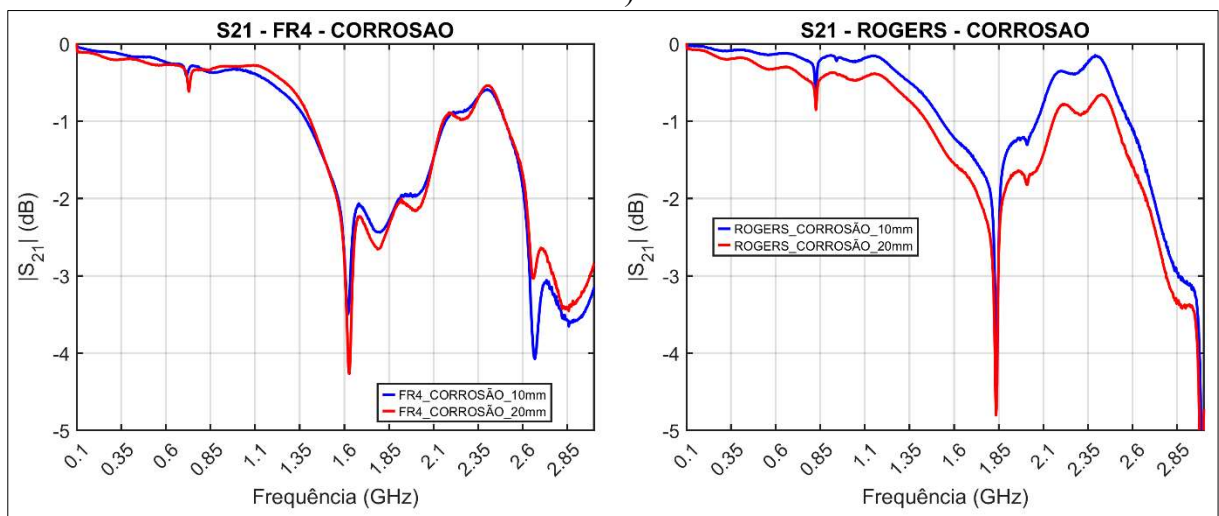
A Figura 44 apresenta o comparativo do parâmetro S_{21} para os protótipos fabricados via CNC, evidenciando a influência conjunta do material dielétrico e do comprimento do *taper*. A comparação entre os substratos reforça a disparidade nas perdas dielétricas: o substrato Rogers 04350B exibe uma resposta plana e próxima de 0 dB na banda passante (0,1 a 1,5 GHz), com atenuações abruptas apenas em ressonâncias específicas, enquanto o FR-4 demonstra uma degradação mais acentuada e gradual do sinal, típica de suas maiores perdas tangenciais. Além

da análise do material, observa-se um fenômeno consistente em relação ao comprimento do *taper*: o aumento da dimensão para 20 mm resultou no deslocamento da frequência de corte para valores mais altos. No FR-4, o primeiro grande vale de atenuação passou de 1,67 GHz (*taper* de 10 mm) para 1,78 GHz (*taper* de 20 mm). Comportamento similar ocorreu no Rogers, onde o vale deslocou-se de 1,86 GHz para 1,89 GHz. Esse deslocamento indica que o *taper* mais longo (20 mm) tende a postergar a primeira frequência crítica de rejeição, ampliando ligeiramente a banda de operação útil antes que ocorra a falha de transmissão por desadaptação.

Em síntese, a análise do S_{21} evidencia que a transmissão do sinal é fortemente condicionada pelas propriedades do substrato, enquanto o comprimento do *taper* atua como um elemento secundário que ajusta a posição das frequências de maior atenuação. O Rogers 04350B demonstra desempenho significativamente mais estável, mantendo a banda passante praticamente intacta até cerca de 1,5 GHz e sofrendo quedas apenas em pontos específicos de ressonância. Já o FR-4 apresenta degradação progressiva do sinal.

Ao mesmo tempo, o efeito geométrico do *taper* mostrou-se consistente em ambos os substratos: o aumento do comprimento para 20 mm desloca as primeiras regiões críticas de atenuação para frequências mais elevadas, ampliando ligeiramente a faixa operacional antes da ocorrência de quedas pronunciadas. Dessa forma, fica claro que combinações envolvendo o substrato Rogers e um dimensionamento adequado do *taper* resultam em maior previsibilidade e eficiência.

Figura 45 - $|S_{21}|$ para CPW-Ground em FR-4 e Rogers 04350B (Corrosão, *taper* 10 mm/20 mm).



Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

Examinando agora o parâmetro S_{21} para o processo de corrosão química (Figura 45), os resultados revelam uma dinâmica distinta daquela observada na usinagem. No substrato Rogers 04350B, nota-se uma clara superioridade do *taper* de 10 mm. Ao contrário do processo CNC, onde as curvas se cruzavam, aqui a geometria de 10 mm manteve-se sistematicamente acima da de 20 mm, indicando menores perdas de inserção. Essa vantagem torna-se crítica no ponto de ressonância em 1,83 GHz: enquanto o *taper* de 20 mm sofreu uma atenuação severa, caindo para quase -5,0 dB, o *taper* de 10 mm atenuou para -4,5 dB, preservando melhor a integridade do sinal.

No FR-4, as curvas apresentam comportamento similar, dominado pelas perdas do material, mas o *taper* de 20 mm novamente demonstrou desempenho inferior no ponto crítico, com um vale mais profundo em 1,62 GHz (-4,26 dB) comparado ao *taper* de 10 mm (-3,48 dB). Esses dados sugerem que, para o método de corrosão, a transição mais curta (10 mm) é mais eficiente e menos propensa a gerar perdas excessivas por desadaptação.

De modo geral, os resultados de S_{21} obtidos por corrosão química mostram que o *taper* de 10 mm tende a preservar melhor a transmissão do sinal em ambos os substratos, especialmente nos pontos críticos de ressonância. No Rogers 04350B, essa geometria mantém perdas consistentemente menores, evitando a queda acentuada observada no *taper* de 20 mm. O mesmo padrão se repete no FR-4, onde a versão mais longa apresenta vales mais profundos de atenuação. Esses comportamentos indicam que, no processo de corrosão, a transição curta oferece maior estabilidade e reduz a probabilidade de perdas excessivas, tornando-se a opção mais eficiente quando o objetivo é minimizar a degradação da transmissão ao longo da banda.

A Tabela 5 reúne, de forma sintetizada, os piores valores de S_{21} observados para cada amostra, indicando também as respectivas frequências em que ocorreram, bem como o processo de fabricação e o substrato empregado.

Tabela 5 - Resultados do parâmetro S_{21} .

<i>Substrato</i>	<i>Processo de Fabricação</i>	<i>Taper (mm)</i>	<i>Piores pontos de S_{21} (dB)</i>	<i>Frequência dos piores pontos de S_{21} (GHz)</i>
FR-4	CNC	10	-4,03 e -4,84	1,67 e 2,72
FR-4	CNC	20	-4,41 e -4,81	1,78 e 2,86
FR-4	Corrosão	10	-3,48 e -4,07	1,62 e 2,66

FR-4	Corrosão	20	-4,26 e -3,45	1,62 e 2,85
Rogers 04350B	CNC	10	-4,79 e -6,16	1,86 e 3
Rogers 04350B	CNC	20	-5,73 e -3,29	1,89 e 2,88
Rogers 04350B	Corrosão	10	-4,53 e -6,03	1,83 e 2,99
Rogers 04350B	Corrosão	20	-4,8 e -5,97	1,83 e 2,98

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

De maneira análoga à análise do parâmetro S_{11} , os resultados críticos para o parâmetro S_{21} foram compilados na Tabela 5. Nesta síntese, os valores listados na coluna “Piores pontos de S_{21} ” correspondem aos vales de atenuação mais profundos identificados em cada amostra, acompanhados de suas respectivas frequências de ocorrência.

A análise comparativa revela que os maiores picos de atenuação (piores valores de transmissão) foram registrados nos protótipos de Rogers 04350B, atingindo -6,16 dB (CNC, 10 mm) e -6,03 dB (Corrosão, 10 mm) na faixa de 3 GHz. Embora o Rogers seja um material de baixa perda, esses valores indicam ressonâncias agudas, onde a energia é rejeitada abruptamente.

Já os protótipos em FR-4 apresentaram vales de atenuação ligeiramente menos profundos (variando entre -3,45 dB e -4,84 dB), porém mais largos, devido ao amortecimento causado pelas perdas dielétricas intrínsecas do material. Nota-se também o efeito da geometria: em quase todos os casos (especialmente no processo CNC), o uso do *taper* de 20 mm deslocou a frequência dos piores pontos para valores mais altos em comparação ao *taper* de 10 mm (de 1,67 GHz para 1,78 GHz no FR-4 CNC).

4.4.3 Valores obtidos x valores esperados

A Tabela 6 reúne os valores de referência esperados do parâmetro S_{11} para os protótipos fabricados. Tais previsões foram definidas via cálculo computacional no Excel durante o dimensionamento dos *tapers* cônicos, servindo como base teórica para a avaliação do coeficiente de reflexão.

Tabela 6 - Comparativo entre os valores esperados e os resultados medidos de S_{11} operando em 2,45 GHz.

<i>Substrato</i>	<i>Processo</i>	<i>Taper (mm)</i>	<i>S_{11} esperado (dB)</i>	<i>S_{11} medido (dB)</i>
FR-4	CNC	10	-33,89	-29,28
FR-4	Corrosão	10		-27,28
FR-4	CNC	20	-38,32	-24,11
FR-4	Corrosão	20		-24,15
Rogers 04350B	CNC	10	-32,80	-23,30
Rogers 04350B	Corrosão	10		-59,65
Rogers 04350B	CNC	20	-36,31	-26,69
Rogers 04350B	Corrosão	20		-26,34

Fonte: Elaborado pelo autor (2025).

A Tabela 6 apresenta os valores teóricos esperados para o parâmetro S_{11} derivados diretamente do coeficiente de reflexão ($|\Gamma|$) especificamente na frequência de 2,45 GHz. Esses valores de referência para o coeficiente de reflexão foram definidos com base nas características de projeto do *taper* cônico linear, ou seja, ao projeto o *taper* cônico era estimado um valor de $|\Gamma|$. Em seguida, esses valores foram convertidos para decibéis utilizando a equação ($S_{11} = 20\log(|\Gamma|)$). Como este cálculo estabelece um critério de desempenho ideal para 2,45 GHz, independente do processo de fabricação utilizado, espera-se que os resultados experimentais tanto para o FR-4 quanto para o Rogers 04350B se aproximem desta referência teórica. Os valores medidos estão entre a banda de frequência de 2,4 a 2,45 GHz.

A análise pontual na frequência de 2,45 GHz, apresentada na Tabela 6, revela pontos importantes sobre a fabricação dos protótipos. Observa-se uma tendência geral onde os valores experimentais ficaram abaixo das previsões teóricas para a maioria dos protótipos. No substrato FR-4, contrariando a previsão de que o *taper* de 20 mm ofereceria melhor desempenho (-38,32 dB esperado), os resultados práticos mostraram que a geometria de 10 mm foi mais eficiente (-29,28 dB na CNC), sugerindo que transições mais curtas favoreceram o acoplamento nesta frequência específica.

Entretanto, o substrato Rogers 04350B foi o melhor resultado do estudo. A amostra fabricada por corrosão química com *taper* de 10 mm não apenas superou a expectativa teórica (-32,80 dB), como atingiu um nível de casamento de impedância excepcional de -59,65 dB. Os demais protótipos de Rogers mantiveram-se na faixa de -23 dB a -26 dB. Em síntese, embora existam desvios entre o modelo calculado e o medido, atribuídos a perdas reais de fabricação e conectores, todos os dispositivos garantiram um coeficiente de reflexão muito inferior ao limite crítico de -10 dB, validando sua operação em 2,45 GHz.

4.5 Comparação com trabalhos correlatos

Nesta seção, os resultados experimentais obtidos são confrontados com estudos similares disponíveis na literatura, visando validar a consistência do desempenho dos protótipos desenvolvidos.

Para validar a consistência dos dados experimentais, os resultados obtidos neste trabalho foram confrontados com o estudo de Thomann et al. (1993), que investigou a otimização de *tapers* em guias de onda coplanares (CPW) visando minimizar reflexões em aplicações de banda larga.

Thomann et al. (1993) relatam que, através da otimização da geometria do *taper* (utilizando um perfil bi-quadrático em vez de linear), foi possível reduzir as reflexões de sinal de níveis superiores a 5% para valores abaixo de 2%. Em termos de parâmetros S, uma reflexão de 2% corresponde a aproximadamente -34 dB.

Comparando com os protótipos desenvolvidos neste trabalho temos que a amostra em FR-4 (Corrosão, 10 mm) atingiu valores próximos a -36,08 dB, um valor que já se situa no mesmo patamar de desempenho das estruturas otimizadas citadas pela literatura, demonstrando a eficácia do *taper* linear curto proposto.

A amostra em Rogers 04350B (Corrosão, 10 mm) obteve um resultado significativamente superior, alcançando -59,65 dB. Este valor excede a performance de referência de -34 dB reportada por Thomann et al. (1993) para substratos de alumina, evidenciando que a combinação do substrato Rogers com o processo de corrosão química proporcionou um casamento de impedância excelente.

Em relação às perdas de inserção, Thomann et al. (1993) observaram que o parâmetro S_{21} é "apenas ligeiramente dependente da forma do *taper*", sendo influenciado majoritariamente pelas propriedades do material e pela frequência. Os autores reportaram perdas de inserção muito baixas (menores que 0,4 dB) em substratos de alta qualidade.

Os resultados aqui apresentados corroboram com essa conclusão, pois os protótipos em Rogers 04350B mantiveram o S_{21} próximo de 0 dB (perda desprezível) na banda passante, alinhando-se aos resultados de baixa perda da literatura.

Já os protótipos em FR-4 apresentaram perdas maiores (cerca de -3,5 dB a -4,0 dB), confirmando que, conforme observado por Thomann et al. (1993), a geometria do *taper* tem pouca influência na mitigação das perdas dielétricas intrínsecas ao material.

Além disso, o trabalho de Sangam e Kshetrimayum (2018) fornece uma base teórica sólida para a escolha da geometria utilizada neste projeto. Os autores demonstraram

analiticamente que *tapers* lineares apresentam um desempenho de coeficiente de reflexão muito próximo ao de perfis exponenciais complexos, com a vantagem da simplicidade de fabricação.

Em suas análises, Sangam e Kshetrimayum indicam que um *taper* linear bem dimensionado pode manter o coeficiente de reflexão abaixo de 0,05 (aproximadamente -26 dB) em frequências de operação adequadas. Essa previsão teórica se confirmou na prática. As medições de -59,65 dB (Rogers) e -29,28 dB (FR-4) situam-se confortavelmente abaixo da referência de -26 dB indicada por Sangam e Kshetrimayum, demonstrando que a geometria linear proposta oferece um casamento de impedância robusto e adequado para a aplicação.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho investigou a influência da geometria do taper cônico linear e dos processos de fabricação no desempenho de linhas de transmissão do tipo *CPW-Ground* operando em 2,45 GHz, utilizando os substratos FR-4 e Rogers 04350B. Por meio de medições experimentais com analisador vetorial de redes e posterior tratamento dos dados no MATLAB, foi possível analisar detalhadamente o comportamento dos parâmetros S_{11} e S_{21} em diferentes combinações de substrato, processo de fabricação e comprimento de taper.

Os resultados mostraram que o processo de fabricação exerce papel determinante no desempenho das linhas. A usinagem CNC, embora prática e acessível, apresentou limitações significativas devido ao desgaste e à quebra das fresas, que provocaram variações dimensionais capazes de comprometer o casamento de impedância. Em contraste, a corrosão química mostrou maior precisão, resultando em protótipos com menor variação geométrica e desempenho superior em alguns cenários, especialmente naqueles em que foram observados valores de S_{11} mais consistentes, ou seja, S_{11} assumindo valores mais distantes de 0 dB (mínimos).

Com relação à regularidade, observou-se que o processo de fabricação utilizando usinagem CNC apresenta desempenho ligeiramente superior ao processo por corrosão química, pois se mostrou mais regular e consistente, com menores deslocamentos dos mínimos de S_{11} ao longo da banda de frequência, evidenciando melhor controle do processo.

A análise comparativa entre os substratos confirmou a superioridade do Rogers 04350B, que apresentou menores perdas e maior estabilidade ao longo da banda analisada. Ainda assim, alguns protótipos em FR-4 fabricadas por corrosão demonstraram desempenho competitivo, indicando que um processo de fabricação mais controlado pode mitigar, em parte, as limitações inerentes ao material.

A comparação entre os comprimentos de taper revelou outro resultado relevante: embora o taper de 20 mm apresente melhor desempenho teórico, o taper de 10 mm frequentemente se destacou na prática, sugerindo que as variações geométricas introduzidas durante a fabricação exercem influência maior do que a diferença prevista entre os comprimentos, especialmente em processos mais sensíveis como a corrosão química. Esse comportamento reforça a importância de alinhar teoria, simulação e limitações práticas de fabricação no desenvolvimento de linhas *CPW-Ground*.

Outro ponto observado ao longo deste estudo refere-se ao impacto dos componentes utilizados no procedimento experimental, especialmente o cabo empregado nas medições. Ensaio específicos mostraram que o cabo introduz reflexões e perdas próprias, que podem

mascarar ou distorcer a resposta real dos protótipos. Por essa razão, recomenda-se fortemente que trabalhos futuros utilizem cabos de maior qualidade e menor perda, garantindo que o desempenho observado esteja de fato associado às linhas *CPW-Ground* e não ao próprio setup de medição.

De modo geral, o estudo demonstra que o desempenho das linhas *CPW-Ground* depende da combinação entre substrato, geometria e precisão de fabricação, sendo essencial considerar essas três dimensões de forma integrada em projetos de RF.

Além das conclusões apresentadas, esta pesquisa abre espaço para diversas possibilidades de aprofundamento. Trabalhos futuros podem incluir vias de aterramento ao longo dos planos laterais para avaliar a mitigação de modos parasitários e o reforço do confinamento de campo. Também seria relevante investigar outros perfis de taper, como exponencial, Klopfenstein ou geometrias polinomiais, ampliando a comparação entre técnicas de adaptação de impedância. Ademais, sugere-se a análise de diferentes dimensões de *pad* combinadas a trilhas de sinal mais estreitas.

A realização de simulações eletromagnéticas, especialmente em softwares como Ansys HFSS, pode fornecer uma compreensão mais profunda dos efeitos tridimensionais associados às linhas *CPW-Ground*, permitindo analisar sensibilidade a tolerâncias geométricas. Da mesma forma, expandir a análise para frequências acima de 3 GHz pode revelar comportamentos mais críticos relacionados às perdas dielétricas e à estabilidade do casamento de impedância, sobretudo no FR-4.

Por fim, estudos envolvendo processos de fabricação mais precisos, como fotolitografia ou CNC de alta resolução, permitirão distinguir com mais clareza o impacto real da geometria do taper frente às limitações introduzidas pela fabricação. Essas direções reforçam que o tema possui amplo potencial para avanços futuros, tanto no âmbito acadêmico quanto em aplicações práticas em sistemas de comunicação sem fio.

REFERÊNCIAS

- BRITO, Aphek Gusso de. *Analizador de Redes Vetorial de Baixo Custo Portátil*. 2018. 36 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2018.
- COLLIN, R. E. *Foundations for Microwave Engineering*. 2. ed. New Jersey: IEEE Press, 2001.
- FLATCAM. *FlatCAM Manual – Introduction*. Disponível em: <http://FlatCAM.org/manual/introduction.html>. Acesso em: 11 out. 2025.
- FONSECA, P. M. V. da. *Projeto e implementação de uma guia de onda coplanar (CPW) para técnica de FMR via VNA*. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2023.
- KICAD. *Introduction to KiCad 9.0 Documentation*. Disponível em: <https://docs.KiCad.org/9.0/en/introduction/introduction.html>. Acesso em: 11 out. 2025.
- MATTHEWS, E. W. Jr. *The Use of Scattering Matrices in Microwave Circuits*. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 3, n. 2, p. 21–27, abr. 1955. DOI: 10.1109/TMTT.1955.1124987. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1124987>. Acesso em: 11 out. 2025.
- MITTAL, Atar. *PCB Substrates: Knowing Your Dielectric Material's Properties*. *ProtoExpress*, 17 nov. 2022. Disponível em: <https://www.protoexpress.com/blog/pcb-substrates-knowing-dielectric-materials-properties/>. Acesso em: 12 out. 2025.
- PAL, Priyank. *GRBL Software: All You Need to Know*. *All3DP*, 16 ago. 2024. Artigo em site. Disponível em: <https://all3dp.com/2/grbl-software-guide/>. Acesso em: 13 out. 2025.
- PETERSON, Zachariah. *Coplanar Waveguide Design for Your RF PCB*. *NWES Blog*, 22 out. 2020. Disponível em: <https://www.nwengineeringllc.com/article/coplanar-waveguide-design-for-your-rf-pcb.php>. Acesso em: 15 out. 2025.
- PISSOLATO FILHO, José. EE754 – *Ondas Guiadas*: Apostila da Disciplina. Campinas: Universidade Estadual de Campinas – Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, 2012.
- POZAR, David M. *Microwave engineering*. 4. ed. Hoboken: John Wiley & Sons, 2012. ISBN 978-0-470-63155-3.
- ROSU, Iulian. *Microstrip, Stripline, CPW, and SIW Design*. Disponível em: https://www.qsl.net/va3iul/Microstrip_Stripline_CPW_Design/Microstrip_Stripline_and_CPW_Design.pdf. Acesso em: 01 dez. 2025.
- SANGAM, R. S.; KSHETRIMAYUM, R. S. *Linear tapers: analysis, design and applications*. In: *INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCES IN COMPUTING, COMMUNICATIONS AND INFORMATICS (ICACCI)*, 2018. IEEE. DOI: 10.1109/ICACCI.2018.8554579.

SIMONS, Rainee N. *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. New York: John Wiley & Sons, 2001. ISBN 0-471-16121-7.

THOMANN, W. et al. *Characterization and simulation of bi-quadratic coplanar waveguide tapers for time-domain applications*. In: *IEEE MTT-S INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST*, 1993, Atlanta. Proceedings [...]. Atlanta: IEEE, 1993.

WENTWORTH, Stuart M. *Eletromagnetismo aplicado: abordagem antecipada das linhas de transmissão*. Tradução de Fernando Henrique Silveira. Porto Alegre: Bookman, 2008. ISBN 978-85-7780-426-9.

WEN, Cheng P. *Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, New York, v. 17, n. 12, p. 1087–1090, dez. 1969.