

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

MATHEUS LOPES CAPDEVILA CAMARGO

Design de transformadores de impedância para ondas milimétricas

São João da Boa Vista

2023

Matheus Lopes Capdevila Camargo

Design de transformadores de impedância para ondas milimétricas

Trabalho de Graduação apresentado ao Conselho de Curso de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações do Campus de São João da Boa Vista, Universidade Estadual Paulista, como parte dos requisitos para obtenção do diploma de Graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações .

Orientador: Prof^o Dr. Rafael Abrantes Penchel

São João da Boa Vista

2023

C172d Camargo, Matheus Lopes Capdevila
Design de transformadores de impedância para ondas milimétricas / Matheus Lopes Capdevila Camargo. -- São João da Boa Vista, 2023
46 p. : il., tabs.

Trabalho de conclusão de curso (Bacharelado - Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Estadual Paulista (Unesp), Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista
Orientador: Rafael Abrantes Penchel

1. Ondas milimétricas. 2. Linhas de transmissão em fita.
3. Telecomunicações. I. Título.

Sistema de geração automática de fichas catalográficas da Unesp. Biblioteca da Faculdade de Engenharia, São João da Boa Vista. Dados fornecidos pelo autor(a).

Essa ficha não pode ser modificada.

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA - CÂMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**DESIGN DE TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIA PARA ONDAS
MILIMÉTRICAS**

Aluno: Matheus Lopes Capdevila Camargo
Orientador: Prof. Dr. Rafael Abrantes Penchel

Banca Examinadora:

- Rafael Abrantes Penchel (Orientador)
- Marlon Rodrigues Garcia (Examinador)
- Helton Silva Bernardo (Examinador)

A ata da defesa com as respectivas assinaturas dos membros encontra-se no prontuário do aluno (Processo nº 197/2023)

São João da Boa Vista, 14 de dezembro de 2023

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
CAMPUS DE SÃO JOÃO DA BOA VISTA

MATHEUS LOPES CAPDEVILA CAMARGO

ESTE TRABALHO DE GRADUAÇÃO FOI JULGADO ADEQUADO COMO PARTE DO REQUISITO PARA A OBTENÇÃO DO DIPLOMA DE "GRADUANDO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES "

APROVADO EM SUA FORMA FINAL PELO CONSELHO DE CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

Profº Dr. RAFAEL ABRANTES PENCHEL
Coordenador

BANCA EXAMINADORA:

Profº Dr. Rafael Abrantes Penchel
Orientador/UNESP-SJBV

Profº Dr. Marlon Rodrigues Garcia
UNESP-SJBV

Eng. Helton Silva Bernardo
UNESP-SJBV

Dezembro, 2023

DADOS CURRICULARES

MATHEUS LOPES CAPDEVILA CAMARGO

NASCIMENTO 14/08/1995

FILIAÇÃO Jean Carlos Camargo
Fernanda Lopes da Cruz Capdevila

2016 / 2023 Graduação em Engenharia Eletrônica e de
Telecomunicações
UNESP-SJBV

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar à minha família, em especial à minha falecida avó Neuza, aos meus pais, Jean e Fernanda, e aos meus tios, João, Rubens e Daniela. Eles forneceram tanto apoio financeiro para o início, manutenção e conclusão do meu curso quanto apoio emocional e mental ao longo da jornada.

Quero expressar minha profunda gratidão ao meu orientador, Rafael Abrantes Penchel, que gentilmente aceitou me orientar, demonstrando compreensão e sendo solícito ao longo do caminho. Também gostaria de agradecer aos meus amigos da faculdade, cuja amizade foi fundamental para o meu progresso acadêmico. Não posso deixar de mencionar o excelente corpo docente da Faculdade e todos os funcionários que contribuíram para a minha formação.

E principalmente, quero agradecer a Deus, que nunca me desamparou nesta jornada. Mesmo nos momentos mais difíceis, dentro e fora da faculdade, sempre houve uma solução, por mais impossível que fosse.

RESUMO

Dada a importância das ondas milimétricas em comunicações móveis, redes 5G e Internet das Coisas, assim como em segurança pública, transportes autônomos e aplicações médicas, este trabalho enfoca o projeto de transformadores de impedância para essa faixa de frequência, considerando a relevância crítica dos transformadores de impedância em redes de casamento e de polarização, redes polifásicas, geração de sinais, *baluns* e divisores/combinadores de potência. Assim, da faixa de frequência das ondas milimétricas escolheram-se as frequências de 60 GHz, 80 GHz e 100 GHz para construção dos transformadores. Realiza-se uma revisão de trabalhos relacionados ao tema. O estudo envolve a compreensão tanto a teoria dos circuitos convencionais quanto das linhas de transmissão. A modelagem e simulação foram executadas no *Software Ansys Electronics* (utilizando o módulo *HFSS*, baseado no Método dos Elementos Finitos), empregando a teoria de linhas de transmissão para alcançar os dispositivos nas frequências escolhidas. Os parâmetros foram ajustados visando uma resposta otimizada em banda e desempenho operacional. Nos critérios de projeto, considerou-se a performance em termos de transferência de potência, utilizando os parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} . Para os dispositivos que operam nas frequências de 80 GHz e 100 GHz, atingiu-se uma largura de banda de 20 GHz, com um valor de perda de S_{11} de acima dos -30 dB e S_{21} próximo de zero. No dispositivo de 60 GHz, os resultados foram semelhantes, com uma banda de 16.53 GHz.

Palavras-Chave: transformadores de impedância, linhas de transmissão; ondas milimétricas; design de dispositivo de RF; parametrização.

ABSTRACT

Given the significance of millimeter waves in mobile communications, 5G networks, and the Internet of Things, as well as in public safety, autonomous transport, and medical applications, this work focuses on the design of impedance transformers for this frequency range. Considering the critical relevance of impedance transformers in matching and biasing networks, polyphase networks, signal generation, baluns, and power divider/combiners, frequencies of 60 GHz, 80 GHz, and 100 GHz were selected. A review of related works on the topic is conducted. The study encompasses understanding both the theory of conventional circuits and transmission lines. Modeling and simulation were carried out using Ansys Electronics software (utilizing the HFSS module based on the Finite Element Method), employing transmission line theory to achieve the devices at the chosen frequencies. Parameters were adjusted aiming for an optimized in-band response and operational performance. In the design criteria, performance in terms of power transfer was considered, using the scattering parameters S_{11} and S_{21} . For devices operating at frequencies of 80 GHz and 100 GHz, a bandwidth of 20 GHz was achieved, with an S_{11} loss value above -30 dB and S_{21} close to zero. For the 60 GHz device, similar results were obtained, but with a bandwidth of 16.53 GHz.

Keywords: impedance transformers; transmission lines; millimeter waves; rf device design; parametrization.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	8
1.1	Motivação e Justificativa	8
1.2	Objetivos	9
1.3	Trabalhos relacionados	10
1.4	Organização do Trabalho	12
2	PROJETO E ANÁLISE DE TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIA . .	14
2.1	Modelo Simplificado e Equações Fundamentais de um Transformador Convencional Ideal	14
2.1.1	Projeto de Transformador Convencional com Base na Eficiência em Potência	17
2.1.2	Considerações em Transformadores Convencionais Práticos e Efeitos Associados	17
2.2	Transformadores de Impedância utilizando a Teoria de Linhas de Transmissão . .	18
2.2.1	Projeto de Transformador utilizando a teoria de Linhas de Transmissão . . .	19
3	TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA 4:1	22
3.1	Caracterização e Modelagem do Transformador Tridimensional com Linhas de Transmissão	22
3.2	Design dos Transformadores	25
3.2.1	Design do transformador para a frequência de 80 GHz.	27
3.2.2	Design do transformador para a frequência de 60 GHz	32
3.2.3	Design do transformador para a frequência de 100 GHz	36
4	CONCLUSÃO	44
	REFERÊNCIAS	45

1 INTRODUÇÃO

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

Os avanços científico-tecnológicos em ondas milimétricas, na faixa de frequência de 30 GHz a 300 GHz, representam um marco revolucionário na tecnologia de comunicações sem fio, proporcionando um salto substancial em desempenho e eficiência (SALAMA et al., 2023). Este espectro de alta frequência oferece a capacidade de suportar densidades de tráfego de dados extremamente elevadas, essencial para atender à demanda crescente por conectividade mais rápida e confiável em ambientes urbanos densos. Além disso, essas ondas possibilitam a implementação de redes de comunicação de alta capacidade, essenciais para a próxima geração de tecnologias móveis e de Internet das Coisas.

A utilização das ondas milimétricas é fundamental para superar as limitações de largura de banda das frequências mais baixas atualmente utilizadas. Com o espectro tradicional de micro-ondas tornando-se cada vez mais saturado, as ondas milimétricas surgem como uma alternativa viável para expandir a capacidade das redes sem sacrificar a qualidade da transmissão. Isso é particularmente relevante para o desenvolvimento de redes 5G e futuras, onde a necessidade de velocidades de transmissão mais rápidas e latências menores é extremamente importante. Assim, as ondas milimétricas são vistas como uma solução estratégica para atender às demandas futuras de comunicação.

Ademais, a pesquisa e desenvolvimento na faixa de ondas milimétricas abrem caminho para inovações em várias aplicações tecnológicas. Essas ondas têm o potencial de revolucionar não apenas as telecomunicações, mas também áreas como segurança pública, sistemas de transporte autônomos, e aplicações médicas.

Os transformadores de impedância desempenham um papel crítico em circuitos de ondas milimétricas, principalmente em redes de casamento e de polarização, redes polifásicas, geração de sinais, *baluns* e divisores/combinadores de potência (FRUTUOSO et al., 2022). A tecnologia *CMOS* (Complementary Metal-Oxide-Semiconductor) moderna, especialmente em faixas milimétricas, favorece o uso de transformadores de impedância devido à sua eficácia em minimizar perdas e maximizar a eficiência de acoplamento. Ao posicionar espirais primárias e secundárias em diferentes camadas, obtém-se melhor desempenho e otimização de custos.

No entanto, a tecnologia *CMOS* tradicional enfrenta desafios com substratos de silício que introduzem perdas, correntes parasitas e capacitâncias indesejadas. Os transformadores de impedância de linha de transmissão com linhas acopladas surgem como uma solução inovadora, proporcionando uma resposta de banda larga e reduzindo perdas por inserção, oferecendo melhor transferência de potência entre entrada e saída do dispositivo. A integração tridimensional heterogênea desses transformadores oferece flexibilidade e performance aprimorada, contornando as limitações de integração monolítica e permitindo a miniaturização de componentes sem comprometer a qualidade do sinal em aplicações milimétricas.

Este presente trabalho visa o desenvolvimento de três transformadores de impedância, projetados para operar em frequências dentro da faixa de ondas milimétricas, sendo elas as frequências de 60 GHz, 80 GHz e 100 GHz.

O padrão IEEE 802.11ay, focado na banda de 60 GHz, eleva a taxa de dados para até 100 Gb/s, suportando múltiplos fluxos de dados independentes e uma largura de banda de canal ampliada (GHASEMPOUR et al., 2017). Este avanço é fundamental para aplicações que exigem alta taxa de transferência e baixa latência, como *AR/VR* e *backhaul* sem fio. Os dispositivos baseados nesse padrão devem suportar transmissões altamente direcionais para maximizar os ganhos de formação de feixe e superar as perdas de percurso aumentadas, características típicas de frequências milimétricas. A frequência de 60 GHz também facilita a comunicação direcional e a superação de perdas de trajeto, características fundamentais para a eficiência e confiabilidade em locais com alta concentração de obstáculos físicos e uma grande quantidade de dispositivos de comunicação sem fio operando simultaneamente. Desenvolver dispositivos nesta frequência é essencial para atender às crescentes demandas por conectividade sem fio de alta velocidade e confiabilidade em uma variedade de aplicações. A precisão na transferência de dados em tais aplicações é vital, fazendo com que os transformadores de impedância sejam componentes essenciais para garantir eficiência e compatibilidade.

Para frequência de 80 GHz, cita-se o desenvolvimento de dispositivos de radar automotivo na frequência de 80 GHz, que é importante para sistemas como o *Intelligent Cruise Control (ICC)*, em português, Controle de Cruzeiro Inteligente e o *Obstacle Warning Radar (OWR)*, em português, Radar de Aviso de Obstáculos (VOGT et al., 2015). A utilização da frequência de 80 GHz em radares automotivos é justificada pela sua capacidade de oferecer alta resolução angular e operar em uma parte menos congestionada do espectro eletromagnético. Isso permite um amplo uso de largura de banda para transmissões, melhorando a resolução de alcance e proporcionando proteção adequada contra interferências. O *ICC* utiliza sensores de radar para manter automaticamente uma distância segura do veículo à frente, ajustando velocidade, acelerador e freios. O *OWR*, por outro lado, alerta o motorista sobre perigos potenciais na estrada, especialmente em condições de visibilidade reduzida, usando radar para mapear o ambiente e identificar obstáculos. Ambos os sistemas dependem da precisão do radar, otimizada pelos transformadores de impedância para garantir segurança e eficiência.

Desenvolver dispositivos para operar a partir de 100 GHz, especialmente para tecnologias 6G, é essencial para acessar um vasto espectro inexplorado e aproveitar as oportunidades que essas frequências oferecem (RAPPAPORT et al., 2019). Elas permitem aplicações inovadoras em comunicação, sensoriamento, localização e imagens. A utilização dessas frequências traz desafios técnicos, como a necessidade de antenas direcionais e processamento de sinal avançado, mas também possibilita comunicações móveis de longa distância e precisão hiper-precisa em localização. Transformadores de impedância são fundamentais nesse contexto, pois eles ajudam a adaptar e otimizar a transferência de energia e a eficiência do sinal em dispositivos que operam nessas altas frequências.

Portanto, considerando que todas estas aplicações envolvem dispositivos que operam em ondas milimétricas e é colocado a importância dos transformadores de impedância para esses dispositivos, a construção dos três transformadores de impedância nas frequências selecionadas é justificada.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste estudo é projetar transformadores de impedância para operar em frequências específicas de 60 GHz, 80 GHz e 100 GHz, em uma faixa de banda larga. Isso será feito parametrizando

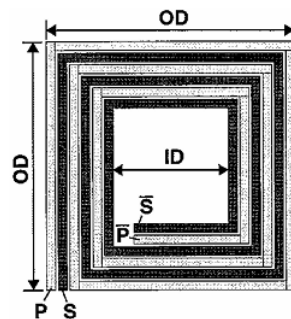
um modelo já construído. Compreender o funcionamento dos transformadores tanto na teoria de circuitos quanto na teoria de linhas de transmissão. Registrar e documentar os resultados finais dos dispositivos, bem como das otimizações mais significativas, com foco na influência que as modificações dos parâmetros físicos dos modelos têm sobre os resultados.

1.3 TRABALHOS RELACIONADOS

Dentro do contexto do tema, foram realizados estudos em artigos científicos que exploram a temática dos transformadores de impedância aplicados em ondas milimétricas. Estes trabalhos estudam diferentes abordagens e projetos de transformadores de impedância otimizados para operar nessa faixa de frequência específica.

No âmbito do tema, (LONG, 2000) apresenta uma análise aprofundada sobre transformadores monolíticos para circuitos integrados em silício. A Figura 1 ilustra a visão superior de um desses transformadores, onde P e S representam os terminais primários e secundários, respectivamente, e ID e OD indicam os comprimentos dos condutores internos e externos, respectivamente. Este trabalho abrange dois tipos principais de transformadores integrados em silício, apresentando uma avaliação detalhada das suas características elétricas, tanto através de simulação quanto por meio de medições experimentais. Destaca-se a influência significativa das capacitâncias parasitas e da imperfeição no acoplamento entre as bobinas dos transformadores.

Figura 1 – Visão superior de um transformador monolítico.



Fonte: (LONG, 2000).

Sobre as metodologias de *design*, descreve-se como a sintonia ressonante, na qual a frequência de ressonância é maximizada para otimizar a transferência de energia, pode ser empregada para mitigar as perdas inerentes aos transformadores, embora essa abordagem possa limitar a largura de banda operacional. O estudo apresenta um procedimento para o cálculo das dimensões dos transformadores, com o objetivo de atender a requisitos elétricos específicos, e aborda o papel significativo que os transformadores monolíticos desempenham em aplicações de circuito integrado de radiofrequência.

No que se refere à parte física, se aprofunda na configuração dos transformadores monolíticos abordando diferentes configurações, mostrando diferenças entre características elétricas e de desempenho. A construção desses componentes pode ser realizada por meio de condutores metálicos entrelaçados ou com camadas sobrepostas, o que intensifica a indutância mútua. Mostra-se que as indutâncias mútua e própria, essenciais para a funcionalidade do transformador, são influenciadas pela largura e espaçamento das pistas metálicas, bem como pela espessura do substrato.

Quanto à modelagem elétrica, os modelos de elementos concentrados são enfatizados por sua eficiência em captar o comportamento dos parâmetros distribuídos dos transformadores, enquanto os modelos compactos são sugeridos para uma análise e otimização simplificada com base nos modelos de elementos concentrados. Examina-se a resposta em frequência dos transformadores, detalhando como os diversos elementos do circuito afetam o desempenho em diferentes faixas de frequência.

Em um trabalho mais antigo de (COHN, 1955), apresenta-se uma metodologia para o *design* otimizado de transformadores de linha de transmissão escalonados. O foco principal é a estruturação dos transformadores para combinar impedâncias características desiguais com o objetivo de alcançar uma resposta de coeficiente de reflexão do tipo Tchebycheff, ou seja, uma resposta de ondulação igual ao longo da banda designada.

A inovação proposta pelo autor se destaca pela sua capacidade de fornecer a máxima largura de banda possível para uma dada *Relação de Onda Estacionária de Voltagem*, em inglês *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR) ou, inversamente, o mínimo valor para VSWR possível para uma largura de banda especificada. O artigo descreve detalhadamente a metodologia de *design* e as técnicas para eliminar os efeitos da capacitância de descontinuidade, apresentando também resultados experimentais que validam a metodologia proposta.

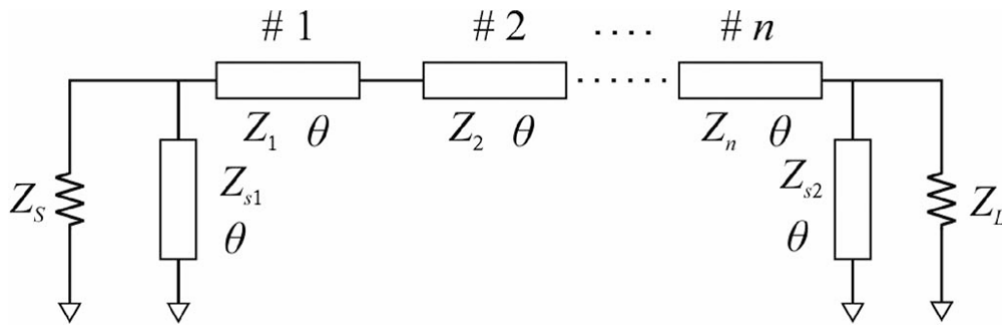
No trabalho conduzido por (WU, 2016), foi proposta uma nova classe de transformadores de impedância baseados em linhas de transmissão de quartos de onda com múltiplas seções e stubs curto-circuitados.

Ao comparar com os transformadores de quartos de onda de múltiplas seções já existentes, o transformador proposto demonstrou boas características de filtragem de banda passante, exibindo uma alta seletividade de frequência. Durante o projeto, esse transformador de impedância assimétrico de duas portas foi sintetizado de forma eficiente para alcançar a resposta de Chebyshev desejada, com a taxa de transformação de impedância, largura de banda e perda de retorno da banda passante especificadas. Como prova de conceito, um transformador de impedância com duas linhas de seção central foi sintetizado, fabricado e submetido a medições para comprovar sua boa capacidade de transformação de impedância e verificar a concordância com os resultados previstos.

Na Figura 2, é apresentado o transformador, no qual Z_S representa a impedância da fonte e Z_{s1} é a impedância do stub em paralelo com a impedância da fonte. Z_L denota a impedância na carga, enquanto Z_{s2} corresponde à impedância do stub em paralelo com a carga. O símbolo θ refere-se ao comprimento elétrico, e as impedâncias de Z_1 até Z_n representam as impedâncias das respectivas seções numeradas de 1 a n .

Apresentam-se resultados que incluem as curvas de projeto para várias razões de transformação (k), as quais são determinadas pela razão Z_L/Z_S , bem como as larguras de banda ($180^\circ - 2\theta_c$), onde θ_c representa o comprimento elétrico definido na frequência de corte. Esses resultados são apresentados considerando uma perda de retorno fixa de 15 dB. Observa-se que, à medida que k aumenta, todas as impedâncias das linhas se tornam mais amplas, com exceção de Z_{s1} . Por outro lado, à medida que θ_c diminui, tanto Z_1 quanto Z_2 sofrem redução, enquanto Z_{s1} e Z_{s2} aumentam. No entanto, é importante considerar limitações práticas, como a largura mínima das trilhas e a largura da lacuna de acoplamento no processo de fabricação padrão. Assim, é concluído que o transformador proposto é mais adequado

Figura 2 – Transformador de Impedância Banda Larga utilizando múltiplas seções de linhas de transmissão e stubs.



Fonte: (WU, 2016).

para aplicações com baixa razão de transformação e largura de banda ampla.

Comparando a um transformador convencional, o transformador proposto apresenta melhorias significativas em termos de rejeição do sinal fora da banda, seletividade de frequência e perda de retorno quase nula, além de permitir uma largura de banda operacional flexível.

Já, o trabalho de (CHEUNG, 2006) concentra-se também na operação de transformadores monolíticos em frequências de ondas milimétricas. Os modelos de circuitos propostos e as equações analíticas demonstraram capturar com precisão as transformações de impedância e as perdas de potência, conforme predito por simulações eletromagnéticas.

Enfatiza-se a aplicação desses modelos no desenvolvimento de componentes passivos para as bandas ISM (*Industrial, Scientific and Medical*), em português, Industrial, Científica e Médica, não licenciadas de 24 e 60 GHz, com o intuito de aliviar a congestão espectral. O estudo destaca o *design* de transformadores auto-blindados que minimizam as perdas no substrato de silício e as perdas devido ao efeito pelicular em 24GHz, um fator crítico na otimização de transferência de energia entre enrolamentos de transformadores.

Um amplificador comum-base diferencial é utilizado para ilustrar o *design* e a modelagem de transformadores, utilizando auto-blindagem para minimizar as perdas no substrato. Esta técnica é particularmente vantajosa, pois evita a necessidade de uma camada de blindagem separada, melhorando assim o isolamento entre componentes auto-blindados.

É reforçado que os transformadores auto-blindados são importantes para a correspondência de estágios em circuitos de baixa impedância, uma vez que permitem uma correspondência eficiente de impedâncias em amplificadores multiestágios. As equações e modelos distribuídos simplificados propostos oferecem aos *designers* ferramentas para otimizar rapidamente novos circuitos, acelerando o processo de *design* antes de recorrer a simulações eletromagnéticas mais demoradas.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está organizado em quatro capítulos. O primeiro capítulo aborda a introdução, que é composta pelos tópicos de motivação, justificativa, trabalhos relacionados, objetivos e organização do trabalho. No segundo capítulo, será apresentado um aprofundamento sobre o funcionamento e *design*

dos transformadores, incluindo tanto a teoria de convencional em circuitos quanto a teoria de linhas de transmissão, que é utilizada no objeto de estudo.

No terceiro capítulo, será apresentado o modelo inicialmente utilizado e, posteriormente, serão apresentados os resultados das otimizações realizadas para as frequências específicas de 60 GHz, 80 GHz e 100 GHz. Será realizada uma análise dos resultados, levando em conta as modificações dos parâmetros físicos dos modelos e suas influências sobre os resultados obtidos.

Finalmente, no quarto capítulo, serão apresentadas as conclusões do trabalho, juntamente com as considerações finais sobre os resultados alcançados.

2 PROJETO E ANÁLISE DE TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIA

Os dispositivos de casamento de impedância desempenham um papel essencial nos circuitos de alta frequência, sendo sua principal função a adaptação da impedância de um dispositivo ou componente à característica de impedância de um circuito ou sistema (FERREIRA JR.; RIBEIRO; Do Amaral Pereira, 2007). Isso é particularmente importante em sistemas onde a eficiência da transferência de energia é fundamental, como em sistemas de comunicação de rádio e micro-ondas.

Em muitos casos, é desejável que o casamento de impedância alcance uma cobertura de frequência abrangendo várias oitavas, mantendo uma baixa perda de inserção. A perda de inserção é um parâmetro importante, pois indica o quanto da potência de entrada é realmente transmitida para a saída do dispositivo. Portanto, minimizar essa perda é um objetivo importante no projeto de dispositivos de casamento de impedância.

Este capítulo irá explorar a concepção de transformadores de impedância convencionais quanto utilizando a teoria de linhas de transmissão.

2.1 MODELO SIMPLIFICADO E EQUAÇÕES FUNDAMENTAIS DE UM TRANSFORMADOR CONVENCIONAL IDEAL

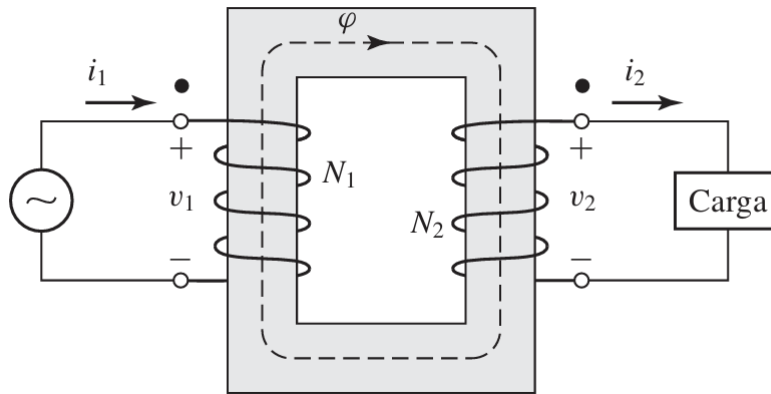
Os transformadores são definidos pela taxa de impedância entre a bobina primária e a secundária (BAHL, 2003). Essa relação é feita pelo número de voltas n , que no caso da impedância secundária ser n^2 vezes a primária, a qual é por $1:n^2$. Assim, um transformador com uma taxa de impedância de $1:4$, tem uma taxa de voltas entre primeiro e secundário de $1:2$. Nesse caso, o transformador fica conhecido como *transformador step-up*, em que a impedância no secundário é maior que no primário. Mas o caso contrário também é possível, que é conhecido como *transformador step-down*.

Ao aplicar um sinal de RF na bobina primária, campos magnéticos serão induzidos nas outras bobinas acopladas, que são as bobinas secundárias, resultando na geração de tensão de RF nos terminais acoplados.

Neste estudo inicial de transformadores, inicia-se com um modelo simplificado, onde um transformador é composto por um enrolamento primário com N_1 espiras e um secundário com N_2 espiras (UMANS, 2014), como mostrado na Figura 3. No diagrama esquemático, a corrente que flui para fora do enrolamento secundário é considerada positiva. Isso significa que uma corrente positiva no secundário gera uma força magnetomotriz (FMM) na direção oposta àquela produzida por uma corrente positiva no primário. Para simplificar a análise, assume-se que o transformador possui características ideais: as resistências dos enrolamentos são tão baixas que são negligenciáveis, o fluxo magnético está completamente confinado ao núcleo e envolve todos os enrolamentos sem dispersão, não existem perdas no núcleo, e a permeabilidade do núcleo é extremamente alta, exigindo apenas uma FMM mínima para estabelecer o fluxo magnético. Embora um transformador real não possa atingir perfeitamente essas condições ideais, este modelo ideal possui uma boa aproximação.

Aplicando-se uma tensão v_1 (em volts, V) variável no terminal do primário. Um fluxo φ (em webers, Wb) será gerado no núcleo de modo que a força contraeletromotriz ($FCEM$) e_1 (em volts, V)

Figura 3 – Modelo de um Transformador Convencional Ideal.



Fonte: (UMANS, 2014).

seja igual a tensão em v_1 . De forma que (UMANS, 2014):

$$v_1 = e_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

O fluxo do núcleo magnético também engloba o enrolamento secundário, gerando, assim uma *Força Eletromotriz (FEM)* induzida, identificada como e_2 (em *volts, V*), e uma outra tensão igual a v_2 (em *volts, V*), que aparece nos terminais do secundário (UMANS, 2014):

$$v_2 = e_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.2)$$

Dividindo as equações 2.1 por 2.2 (UMANS, 2014) demonstrarão a relação entre a razão das tensões com a razão do número de voltas (UMANS, 2014):

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.3)$$

Considerando que uma carga, que requer uma corrente i_2 (em *amperes, A*), seja conectada ao enrolamento secundário. A corrente de carga resultará em uma *FMM* de $N_2 i_2$ no secundário. A tensão aplicada no primário determina o fluxo núcleo, assim não se alterando mesmo na presença de uma carga no secundário. Além disso, para garantir que a *FMM* líquida que atua no núcleo permaneça desprezível, as correntes no primário, i_1 (em *amperes, A*), e no secundário devem satisfazer a seguinte equação (UMANS, 2014):

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0 \quad (2.4)$$

Assim para compensar, uma *FMM* no primeiro deve surgir para cancelar o secundário. Logo:

$$N_1 i_1 = N_2 i_2 \quad (2.5)$$

Podendo-se ver que qualquer variação na *FMM* que percorre o enrolamento secundário como resultado de uma carga é automaticamente acompanhada por uma variação correspondente na *FMM* do

enrolamento primário. É importante notar que, nos sentidos de referência indicados no transformador, os valores das *FMM* de i_1 e i_2 estão orientados em direções opostas, o que resulta na sua compensação mútua.

Temos que a seguinte equação 2.6 para um transformador ideal a razão das correntes é igual a razão inversa das espiras dos enrolamentos (UMANS, 2014):

$$i_1/i_2 = N_2/N_1 \quad (2.6)$$

Reorganizando esta equação 2.6, podemos demonstrar que a potência no primário é igual a potência instantânea do secundário, em um cenário de um transformador ideal (UMANS, 2014):

$$v_1 i_1 = v_2 i_2 \quad (2.7)$$

Agora com as equações 2.3 e 2.6, temos o seguinte:

$$v_1 = \frac{N_1}{N_2} V_2 \quad \text{e} \quad v_2 = \frac{N_2}{N_1} v_1 \quad (2.8)$$

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2 \quad \text{e} \quad I_2 = \frac{N_1}{N_2} i_1 \quad (2.9)$$

Destas equações 2.8 e 2.9, chegamos à seguinte relação:

$$\frac{v_1}{i_1} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{v_2}{i_2} \quad (2.10)$$

Sabendo-se que a tensão na carga é:

$$Z_2 = \frac{v_2}{i_2} \quad (2.11)$$

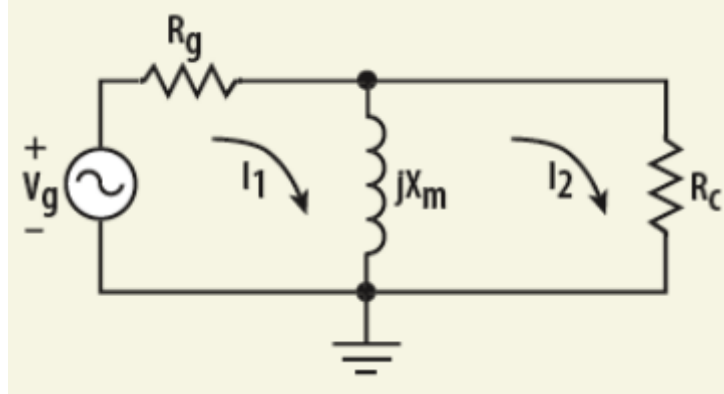
Dessas equações, 2.10 e 2.11, obtemos a seguinte relação na qual chegamos a uma relação de impedâncias que se refletem de um lado para o outro, dependendo da razão das espiras.

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 Z_2 \quad (2.12)$$

2.1.1 Projeto de Transformador Convencional com Base na Eficiência em Potência

Diante das formulações anteriores sobre o funcionamento de um transformador e seus principais parâmetros, pretende-se mostrar a seguir um exemplo de projeto de um transformador convencional. O modelo apresentado na Figura 4 de (FERREIRA JR.; RIBEIRO; Do Amaral Pereira, 2007) será utilizado para este fim.

Figura 4 – Modelo simbólico para projeto de um Transformador Convencional.



Fonte: (FERREIRA JR.; RIBEIRO; Do Amaral Pereira, 2007).

A seguir a eficiência em potência $\frac{P_g}{P_c}$ é utilizada como critério de projeto:

$$\frac{P_g}{P_c} = \frac{R_g^2 + 4X_m^2}{4X_m^2} \quad (2.13)$$

Onde, P_g é a potência máxima fornecida pela fonte (em watts, W), P_c é a potência que chega na carga (em watts, W), R_g é a resistência da fonte (em ohms, Ω), e X_m é a reatância de magnetização (em ohms, Ω). As quais podem ser obtidas da seguinte maneira:

$$X_m = 2\pi f L_m \quad (2.14)$$

$$L_m = n^2 A_l \quad (2.15)$$

$$f_i = \frac{10^9 R_g}{4\pi N^2 A_l} \quad (2.16)$$

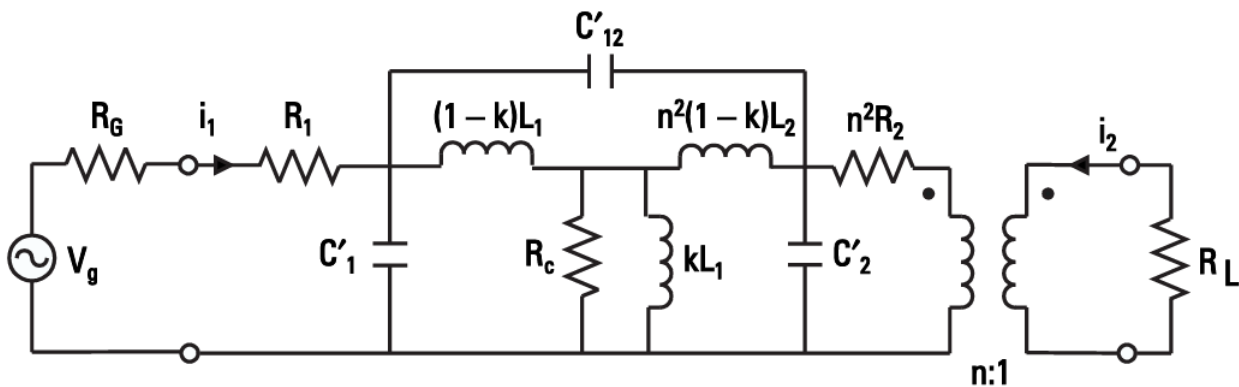
Sendo, f a frequência de operação (em hertz, Hz) e A_l o fator de indutância do núcleo (em henrys por espira quadrada, $H/voltas^2$).

2.1.2 Considerações em Transformadores Convencionais Práticos e Efeitos Associados

Em um transformador prático, é importante considerar múltiplos aspectos, que englobam o efeito do fluxo magnético disperso, a indutância de magnetização finita, perdas (abrangendo perdas nos condutores dos enrolamentos e perdas no núcleo, como perdas por histerese e correntes parasitas), bem como considerações relacionadas ao nível de potência do sinal, frequência, temperatura indutâncias de dispersão e capacitâncias parasitas (BAHL, 2003). Uma representação equivalente para um

transformador prático é ilustrada na Figura 5, onde R_1 e R_2 representam as resistências em série dos enrolamentos primário e secundário, respectivamente. Além disso, V_s representa a tensão e R_s a resistência associadas ao gerador, enquanto R_L representa a resistência da carga. Onde R_c indica as perdas no núcleo. As capacitâncias C'_1 , C'_2 e C'_{12} estão associadas às capacitâncias parasitas do primário C'_1 , secundário C'_2 e entre enrolamentos C'_2 , respectivamente. Estes valores de capacitância são usualmente determinados por meio de simulações eletromagnéticas ou medições práticas. Os trechos $(1 - k)L_1$ e $n^2(1 - k)L_2$ são as indutâncias de dispersão do primário e do secundário, respectivamente. O coeficiente magnético de acoplamento, representado por k , é definido como a razão da indutância mútua entre os enrolamentos primário e secundário de um transformador, em relação à raiz quadrada do produto das indutâncias próprias dos enrolamentos primário (L_1) e secundário (L_2), respectivamente.

Figura 5 – Modelo simbólico prático do Transformador Convencional considerando os efeitos associados.



Fonte: (BAHL, 2003).

2.2 TRANSFORMADORES DE IMPEDÂNCIA UTILIZANDO A TEORIA DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

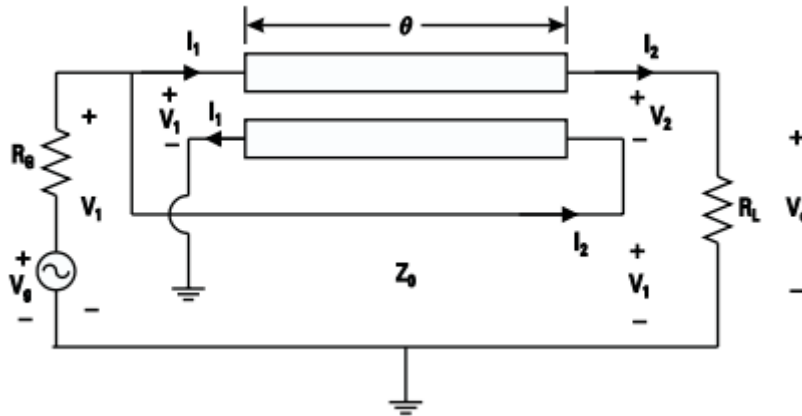
Transformadores de bobina clássicos podem ser utilizados na forma de circuito impresso para operar em baixas frequências. No entanto, em altas frequências, o desafio é manter baixas capacitâncias parasitas e resistências em série (BAHL, 2003). Para projetos em alta frequência, deve-se utilizar materiais adequados, com baixas perdas magnéticas e alta permeabilidade, para o núcleo e fios das bobinas, e projetar o transformador considerando o comprimento de onda do sinal que está sendo transmitido. A resposta em frequência do transformador pode ser modelada como uma função de transferência, que permite ajustar as características do transformador para as necessidades específicas da aplicação, como largura de banda e eficiência energética.

A operação em alta frequência de um transformador convencional é limitada devido à presença de indutâncias de dispersão e capacitâncias parasitas entre os enrolamentos. Para estender a faixa de frequência de operação, essas indutâncias de fuga e capacitâncias parasitas podem ser absorvidas na impedância característica da linha de transmissão ou modeladas como componentes de uma linha de transmissão (LTs) equivalente. Além disso, é possível projetar transformadores com relações de transformação variadas usando linhas de transmissão duplas e mutualmente acopladas.

2.2.1 Projeto de Transformador utilizando a teoria de Linhas de Transmissão

É factível obter uma variedade de transformadores com distintas relações de transformação a partir de uma geometria pré-definida, fazendo uso de linhas de transmissão duplas e acopladas entre si. Por exemplo, considerando o circuito da Figura 6, no qual a linha de transmissão que normalmente se conectaria à carga é, em vez disso, ligada tanto ao gerador quanto à terra. A tensão anteriormente conectada à carga é somada à tensão de entrada, obtendo uma razão de tensão de 1:2 e, conseqüentemente, uma relação de impedância de 1:4.

Figura 6 – Modelo simbólico de um Transformador de Impedância 1:4.



Fonte: (BAHL, 2003).

Este modelo da Figura 6 pode ser representado como uma rede de duas portas (POZAR, 2011) como mostra a Figura 7, que lista diversas redes de dois terminais úteis e suas matrizes $ABCD$ correspondentes.

A rede proposta pode ser definida pelas duas seguintes equações (POZAR, 2011):

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (2.17)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (2.18)$$

Na Figura 7c é possível identificar os parâmetros do modelo da Figura 6, o qual corresponde a um circuito de uma linha de transmissão. Onde β é a constante de fase da linha (em radianos por metro, rad/m), l (em metros, m) denota o comprimento físico da linha de transmissão e Z_0 representa a impedância característica da linha de transmissão (em ohms, Ω). Substituindo estes parâmetros nas equações 2.17 e 2.18, e o produto de β por l como θ que é o comprimento elétrico (em radianos, rad), é obtido as duas seguintes equações 2.19 e 2.20:

$$V_1 = V_2 \cos \theta + jZ_0 I_2 \sin \theta \quad (2.19)$$

$$I_1 = I_2 \cos \theta + j \frac{V_2}{Z_0} \sin \theta \quad (2.20)$$

Da Figura 6 podemos obter que (BAHL, 2003):

Figura 7 – Redes ABCD.

Circuit	ABCD Parameters	
(a)	$A = 1$ $C = 0$	$B = Z$ $D = 1$
(b)	$A = 1$ $C = Y$	$B = 0$ $D = 1$
(c)	$A = \cos \beta \ell$ $C = jY_0 \sin \beta \ell$	$B = jZ_0 \sin \beta \ell$ $D = \cos \beta \ell$
(d)	$A = N$ $C = 0$	$B = 0$ $D = \frac{1}{N}$
(e)	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$B = \frac{1}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
(f)	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

Fonte: Adaptado de (POZAR, 2011).

$$V_g = (I_1 + I_2)R_g + V_1 \quad (2.21)$$

Pelo fato de $V_o = V_1 + V_2 = I_2 R_L$, a equação 2.21 fica reorganizada da seguinte maneira:

$$V_g = I_1 R_g + I_2 (R_g + R_L) - V_2 \quad (2.22)$$

Buscando ter as equações 2.19, 2.20 e 2.22 em termos de I_1 , I_2 e V_2 temos as seguintes três equações (BAHL, 2003):

$$V_g = I_1 R_g + I_2 (R_g + R_L) - V_2 \quad (2.23)$$

$$0 = I_1 + I_2 (jZ_0 \sin \theta - R_L) + V_2 (1 + \cos \theta) \quad (2.24)$$

$$0 = I_1 - I_2 \cos \theta - j \frac{V_2}{Z_0} \sin \theta \quad (2.25)$$

Destas três equações anteriores temos I_2 é igual a (BAHL, 2003):

$$I_2 = \frac{V_g (1 + \cos \theta)}{2R_g (1 + \cos \theta) + R_L \cos \theta + j \sin \theta \left(\frac{R_g R_L}{Z_0} + Z_0 \right)} \quad (2.26)$$

Temos que a potência máxima disponível no gerador é (BAHL, 2003):

$$P_{in} = \frac{V_g^2}{4R_g} \quad (2.27)$$

Com a equação 2.26 é possível calcular a potência na carga (BAHL, 2003):

$$P_o = |I_2|^2 R_L = \frac{|V_g|^2 (1 + \cos \theta)^2 R_L}{[2R_g(1 + \cos \theta) + R_L \cos \theta]^2 + \left[\sin \theta \left(\frac{R_g R_L}{Z_0} + Z_0 \right) \right]^2} \quad (2.28)$$

Um resultado otimizado será obtido quando a derivada de P_o com relação a carga R_L for igual a zero. Enquanto a impedância característica otimizada é obtida quando a derivada de P_o com relação a impedância características é igual a zero. Desses casos obtemos que $R_L = 4R_g$ e $Z_o = 2R_g$. Assim, substituindo esses valores na relação de eficiência em potência, obtidas pela razão de P_o por P_{in} , das equações 2.28 e 2.27, respectivamente:

$$\frac{P_o}{P_{in}} = \frac{4(1 + \cos \theta)^2}{(1 + 3 \cos \theta)^2 + 4 \sin^2 \theta} \quad (2.29)$$

Quando $\theta = 0$ (caso em há o casamento da linha com a carga), a equação 2.29 resulta em 1, o que indica que a potência de saída é igual à potência de entrada, caracterizando a operação ideal de um transformador.

3 TRANSFORMADOR DE IMPEDÂNCIA 4:1

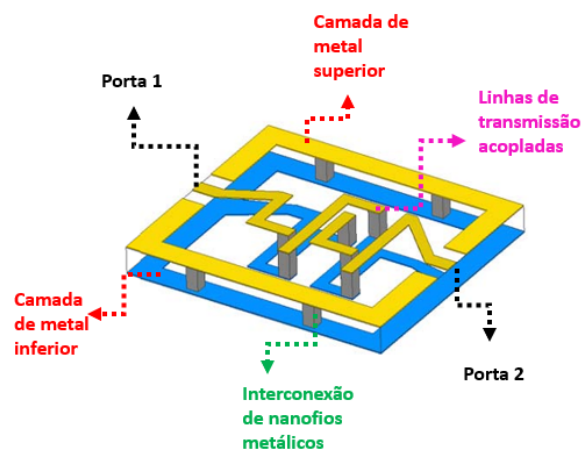
O autor deste trabalho realiza parametrizações em um transformador de impedância previamente modelado, cuja estrutura e materiais são semelhantes aos apresentados em (FRUTUOSO et al., 2022). O objetivo é obter transformadores de impedância capazes de operar nas frequências de 60 GHz, 80 GHz e 100 GHz.

Para atingir esse objetivo, são considerados critérios de projeto relacionados ao desempenho de potência entre as portas do dispositivo e modelo possuindo a funcionalidade como transformador. Nesse contexto, os parâmetros de espalhamento, especificamente o S_{11} e o S_{12} , foram utilizados. O parâmetro S_{11} quantifica a quantidade de potência incidente na porta 1 que é refletida de volta para a mesma porta, para o projeto do dispositivo. Enquanto, o parâmetro S_{12} mede a quantidade de potência transferida da porta 1 para a porta 2, sem ser refletida, verificando a isolamento entre ambas, este necessitando estar o mais próximo possível de 0 dB, significando que a maior parte possível da potencia é transferida de uma porta para outra. Assim, permitindo avaliar a performance em termos de potência transferida da entrada para saída.

3.1 CARACTERIZAÇÃO E MODELAGEM DO TRANSFORMADOR TRIDIMENSIONAL COM LINHAS DE TRANSMISSÃO

O modelo analisado e testado por (FRUTUOSO et al., 2022) é semelhante ao modelo utilizado neste presente trabalho, que será mostrado na seção seguinte a esta, usando os mesmos tipos de materiais, com a arquitetura similar, que, no caso, o que muda é a geometria. Com uma topologia assimétrica, tal modelo pode ter suas dimensões alteradas para obter uma resposta desejada, seja em termos de performance em potência, ou em termos de razão de transformação. Na Figura 8 é possível ver o modelo utilizado por (FRUTUOSO et al., 2022) para se obter um transformador de impedância 2:2.

Figura 8 – Visão tridimensional do Transformador de Impedância 2:2.

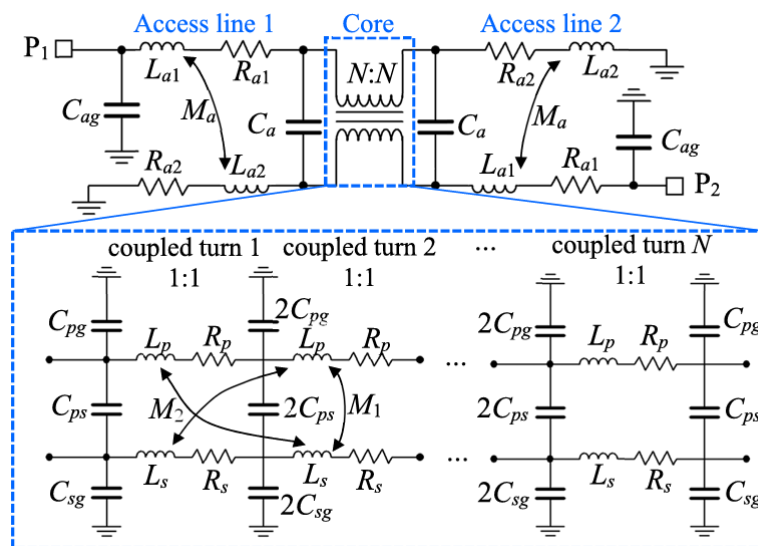


Fonte: Adaptado de (FRUTUOSO et al., 2022).

Como é possível ver na Figura 8 o modelo é formado por duas linhas de transmissão em formato tridimensional entrelaçadas uma na outra, onde as camadas de metal inferior e superiores são constituídas por cobre, e são conectadas por uma malha de nanofios metálicos, também de cobre. Entre as camadas inferiores e superiores está uma membrana de alumina nano porosa de 50 μm de espessura, compondo o substrato. O substrato de alumina porosa tem uma constante dielétrica relativa de 6,7 e tangente de perda de 0,01. A porta 1 fica definida como terminal de entrada e a porta 2 como terminal de saída. Cada uma das linhas de transmissão estão conectadas ao terra para simplificar a análise de portas. Todas essas características são compartilhadas para diferentes geometrias, a fim de se obter a resposta desejada.

Como mostra a (Figura 9) as linhas de entrada são descritas por meio de indutâncias em série L_a e resistências R_a , capacitância de derivação C_{ag} e capacitância entre acessos C_a . Como os comprimentos das duas linhas de acesso de uma LT não são simétricos, em uma extremidade temos L_{a1} e R_{a1} , e na outra extremidade L_{a2} e R_{a2} .

Figura 9 – Modelo simbólico detalhados do Transformador de Impedância de Banda Larga Tridimensional.



Fonte: (FRUTUOSO et al., 2022).

O acoplamento magnético entre os acessos é modelado pela indutância mútua M_a . Em relação ao núcleo do transformador, foram definidas variáveis para o primário (L_p , R_p , C_{pg}) e o secundário (L_s , R_s , C_{sg}) para cada volta da LT acoplada. O acoplamento elétrico entre as duas LTs é modelado por C_{ps} . Devido à assimetria do sistema, é incluído no modelo o acoplamento entre voltas adjacentes, que não é utilizado no caso simétrico. A capacitância modela o acoplamento elétrico entre as duas linhas de transmissão. A indutância mútua das espiras acopladas e entre as espiras adjacentes é representada por M_1 e M_2 , respectivamente.

$$L_{p \text{ ou } s_{\text{total}}} = N \cdot (L_{p \text{ or } s} + L_{a1} + L_{a2}) \quad (3.1)$$

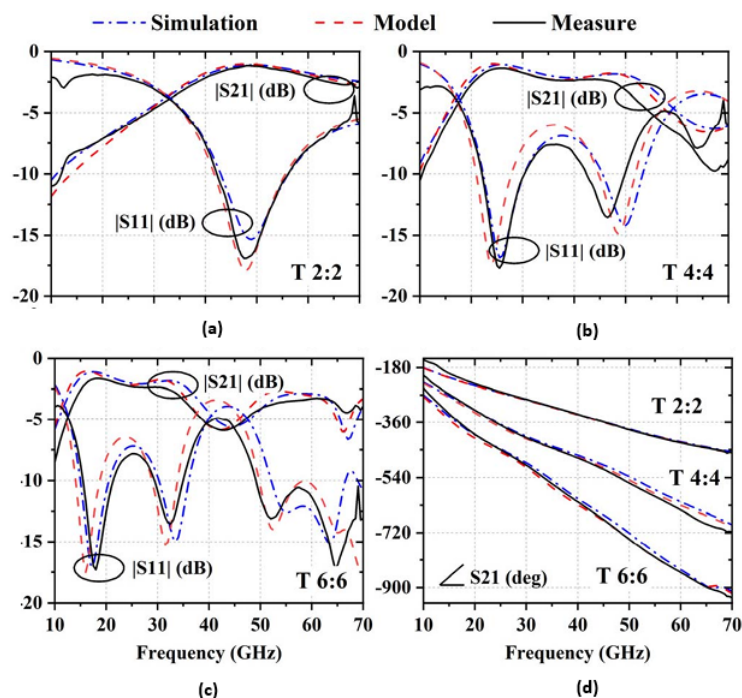
$$C_{p \text{ ou } s_{\text{total}}} = N \cdot (C_{p \text{ or } s} + C_{ag}) \quad (3.2)$$

$$C_{ps_{total}} = N \cdot C_{ps} + 2C_a \quad (3.3)$$

$$M_{total} = N \cdot M_1 + 2(N - 1) \cdot M_2 + 2M_a \quad (3.4)$$

A Figura 10 mostra as comparações entre simulação, modelo e medida para transformadores com diferentes geometrias. Na Figura 10a é mostrado os resultados de S_{21} e S_{11} para um transformador de razão 2:2, podendo se observar uma frequência de operação em 50 GHz, com uma banda (considerando a curva abaixo dos -10 dB para o parâmetro S_{11}) próxima aos 15 GHz e S_{21} com valores próximos de 0 dB (como é um dispositivo recíproco, este parâmetro vai se assemelhar ao S_{12}). E a Figura 10b apresenta os resultados para o transformador com razão 4:4, neste caso a frequência operação já é mais significativa na frequência de 25 GHz, havendo um deslocamento a esquerda em termos de operação, como também um estreitamento da banda para aproximadamente 10 GHz. Agora, a Figura 10c é mostrado os resultados para um transformador 6:6, este apresenta uma frequência de operação significativa por volta dos 20 GHz, estando faixa de frequência com um S_{21} mais próximo a 0 dB, do que a outra faixa desta mesma curva, por volta dos 65 GHz, em que S_{11} também atinge valores altos em perda. A Figura 10d mostra as fases do parâmetro S_{21} , que representa o deslocamento de fase do sinal transmitido entre as portas, de cada transformador, onde há uma variação, porém, denota-se que na faixa de operação possui aproximadamente os mesmos. Assim, sendo possível ver desempenhos característicos de transformadores, também podendo observar para todos os casos boas aproximações entre simulação, modelo e medição. E verifica-se em como a geometria quando alterada para diferentes tipos de transformadores, vai alterar a performance em termos de potência.

Figura 10 – Comparação entre os resultados de simulação, do modelo e de medição de diferentes transformadores de impedância.



Fonte: Adaptado de (FRUTUOSO et al., 2022).

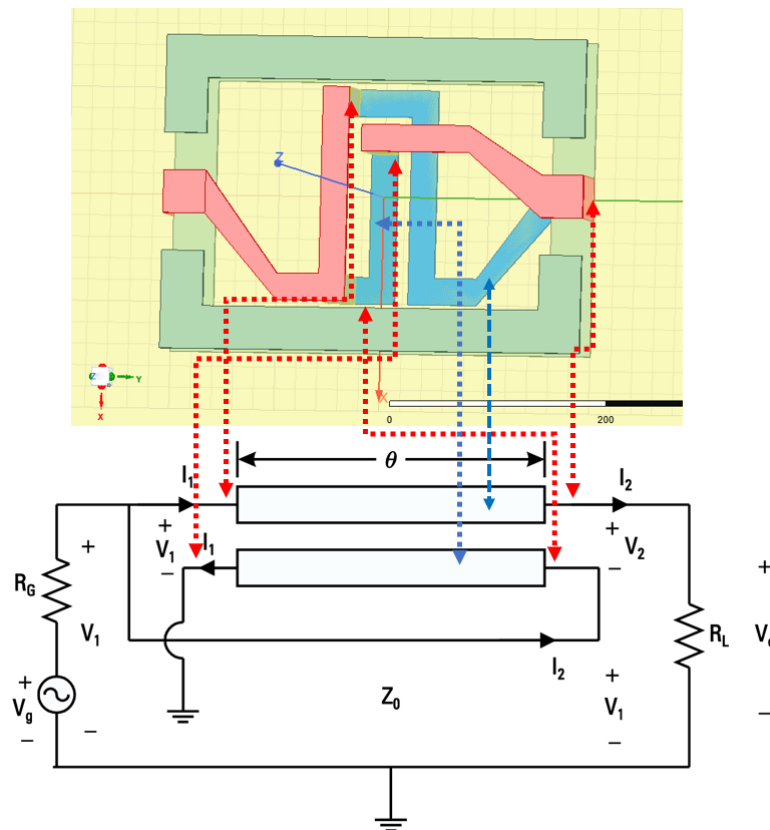
Se pontua em (FRUTUOSO et al., 2022) que os transformadores de mesma razão podem ter diferentes performances em termos de potência. Onde para se alcançar diferentes operações, pode estar alterando suas dimensões, se atentando a largura mínima das linhas de transmissão de $5\ \mu\text{m}$, e que claro, mantenha as características de linhas de transmissão acopladas.

3.2 DESIGN DOS TRANSFORMADORES

Inicia-se então as simulações no *Software Ansys Electronics* com módulo eletromagnético *HFSS*, usando Método dos Elementos Finitos (FEM). Para simulação foi utilizado um notebook com sistema operacional *Windows 10*, com um processador *Intel(R) Core(TM) i5-8250U*, placa de vídeo *AMD Radeon(TM) 525* e 8 GBs de memória *RAM*.

Na Figura 11 é possível fazer uma comparação com o modelo tridimensional (vista superior) que será utilizado nas simulações, com o modelo teórico de (BAHL, 2003). Havendo uma correspondência entre as linhas de transmissão acopladas (linhas pontilhadas em azul) e os terminais (linhas pontilhadas em vermelho), caracterizando o modelo como transformador de impedância. As propriedades iniciais, que são identificadas no simulador com as colunas *Name* (nome do parâmetro), *Value* (valor) e *Unit* (unidade) podem ser verificadas na Tabela 1.

Figura 11 – Comparação entre o modelo da simulação e o modelo simbólico de um Transformador de Impedância da Figura 6.



Fonte: Adaptado de (BAHL, 2003).

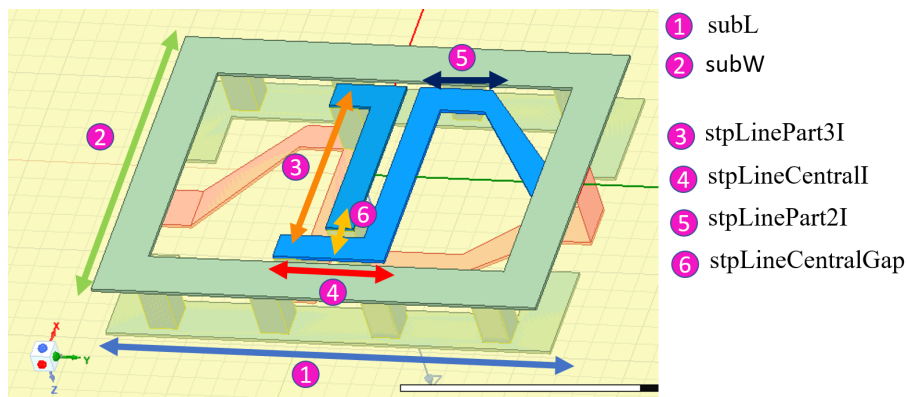
Tabela 1 – Propriedades iniciais do dispositivo.

Name	Value	Unit
<i>SubL</i>	400	μm
<i>SubW</i>	293	μm
<i>StpLineCentrI</i>	100	μm
<i>StplinePart3I</i>	200	μm
<i>StplinePart2I</i>	40	μm
<i>StplineCentrlGap</i>	10	μm

Fonte: produção do autor.

Para parametrização foram definidos os parâmetros relativos ao substrato e parâmetros relativos as linhas de transmissão acopladas. Assim, os parâmetros escolhidos para a parametrização foram o *subL* e o *subW*, que correspondem ao comprimento e à largura do substrato, respectivamente, e os parâmetros dos trechos das linhas de transmissão: *stpLineCentrII*, *stpLinePart2I*, *stpLinePart3I* e *stpLineCentrIII* (também nomeadao como *stpLineCentralGap*). Esses parâmetros e o que eles alteram, estão indicados no modelo da Figura 12.

Figura 12 – Vista inferior do Modelo do Transformador com os parâmetros escolhidos e suas posições.



Fonte: produção do autor.

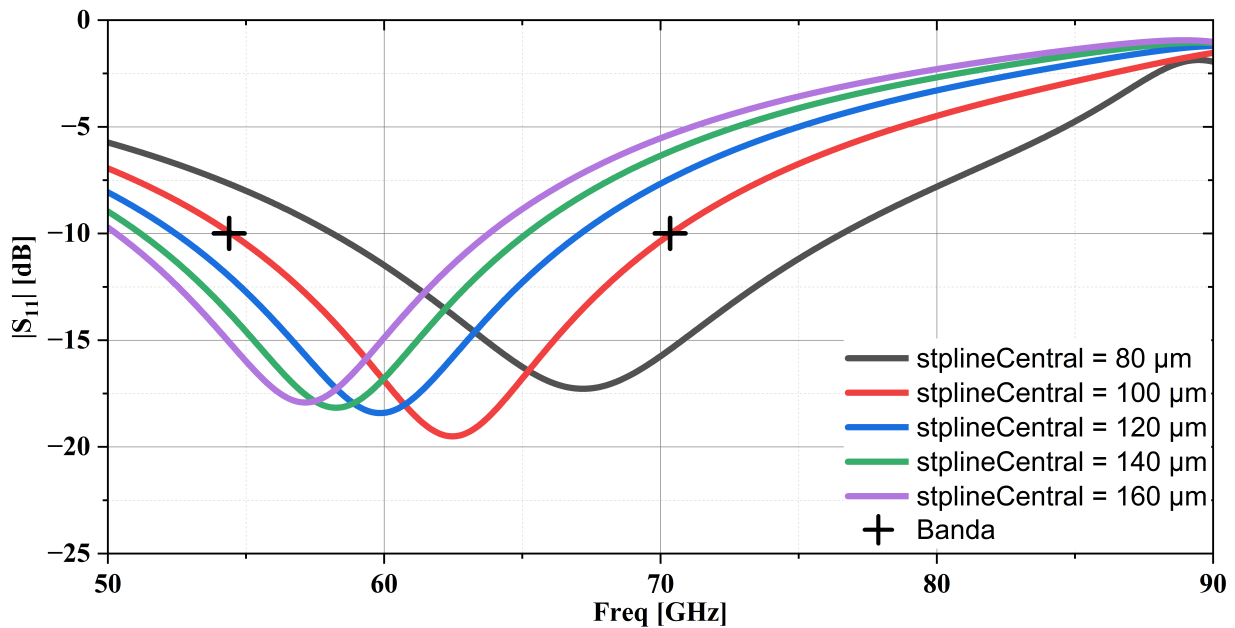
Para o parâmetro S_{11} , almeja-se valores elevados de perda na frequência de operação, de pelo menos -20 dB, e idealmente -30 dB. No caso ideal, esse valor significa que apenas 0.1% do sinal que entra na porta 1 é refletido de volta para fonte. Para alcançar uma operação em banda larga desejada, busca-se uma largura de banda de 20 GHz, que é verificada em uma faixa de frequência onde a curva de S_{11} apresenta valores de perda acima de 10 dB, e considerando valores de S_{12} próximos a zero nesta faixa.

3.2.1 Design do transformador para a frequência de 80 GHz.

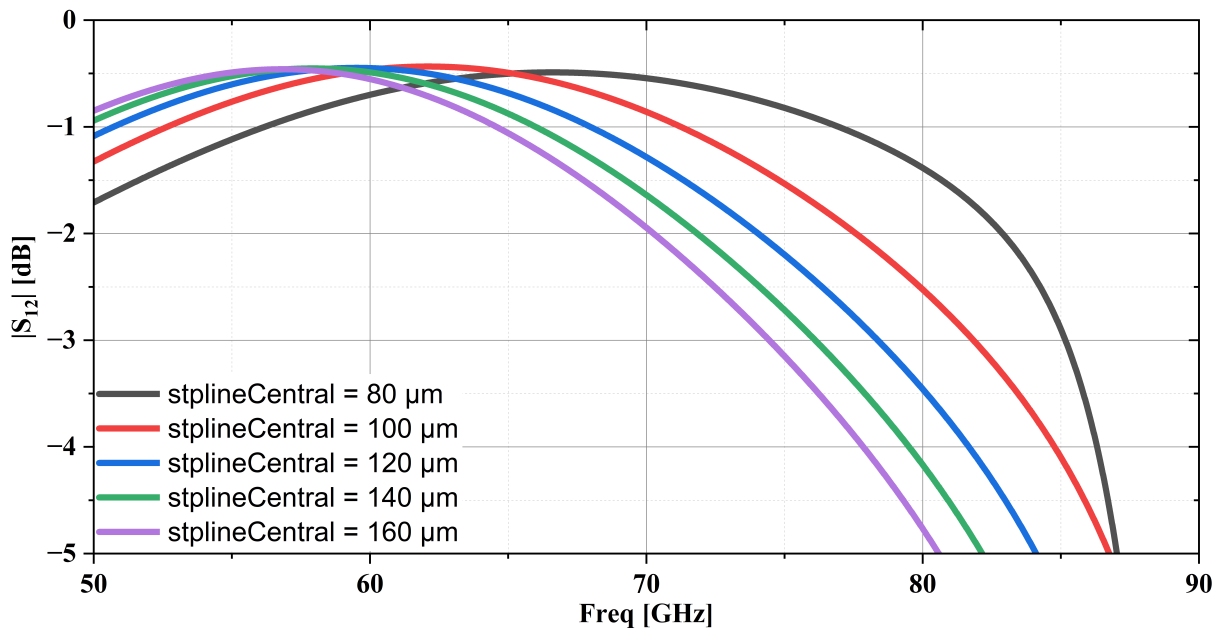
A parametrização do *stpLineCentralI* foi iniciada, variando-o de 80 μm a 160 μm , com incrementos de 20 μm , conforme ilustrado na Figura 13. A Figura 13a exibe uma resposta satisfatória em relação ao parâmetro S_{11} , com operação na faixa de frequência entre 55 e 70 GHz. No entanto, a perda mínima desejada de -20 dB não foi alcançada. A largura de banda da curva com maior perda (para *stpLineCentralI* em 100 μm) é de 16 GHz, aproximando-se da meta estabelecida.

Por outro lado, a Figura 13b apresenta resultados promissores para o parâmetro S_{12} , com valores próximos a 0 dB em todas as configurações consideradas, dentro de suas respectivas faixas de operação.

Figura 13 – Parametrização de *stpLineCentral* para explorar sua resposta.



(a)

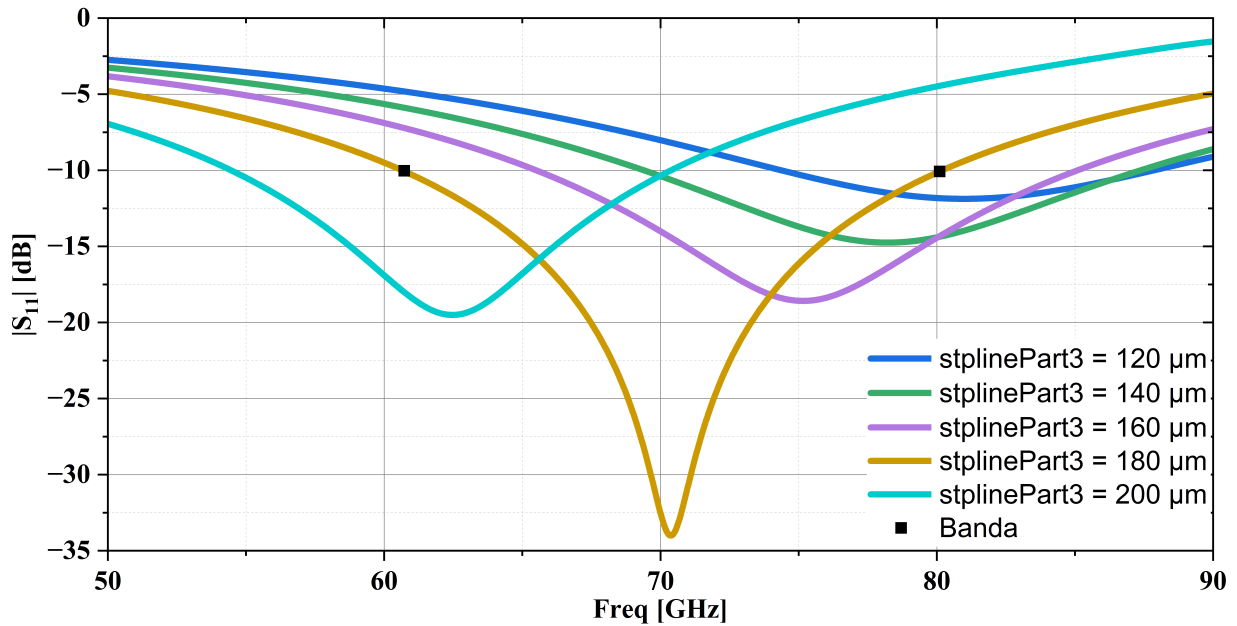


(b)

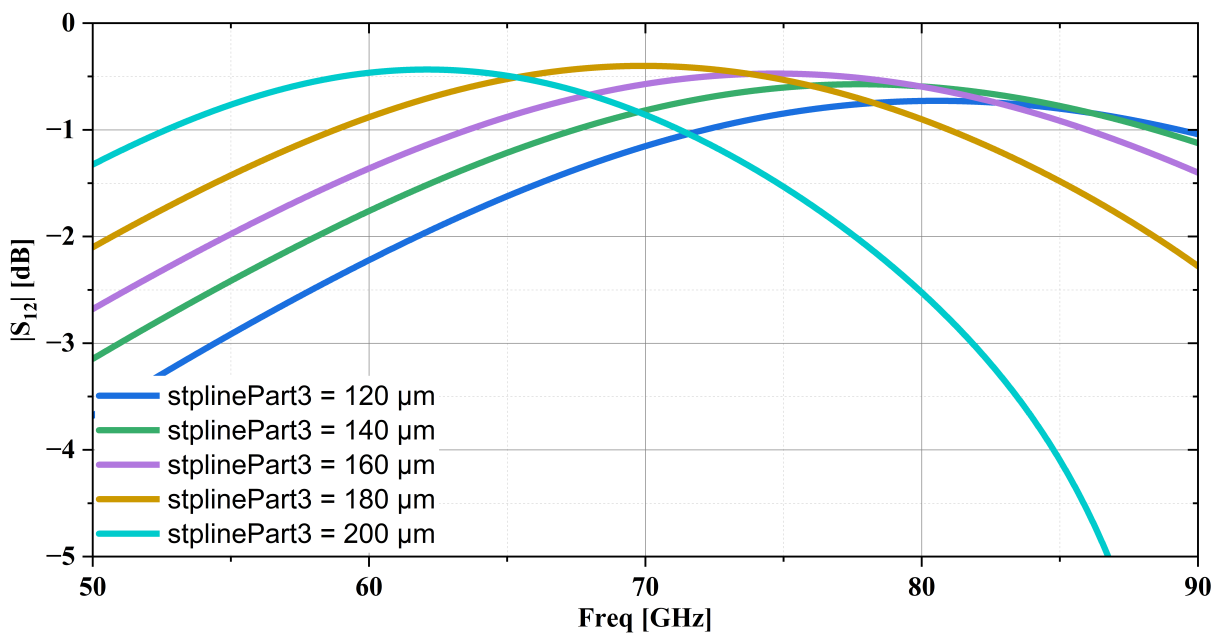
Fonte: produção do autor.

Em seguida, procede-se com variações no parâmetro *stpLinePart3*, conforme ilustrado na Figura 14.

Figura 14 – Parametrização de *stpLinePart3* explorar sua resposta.



(a)



(b)

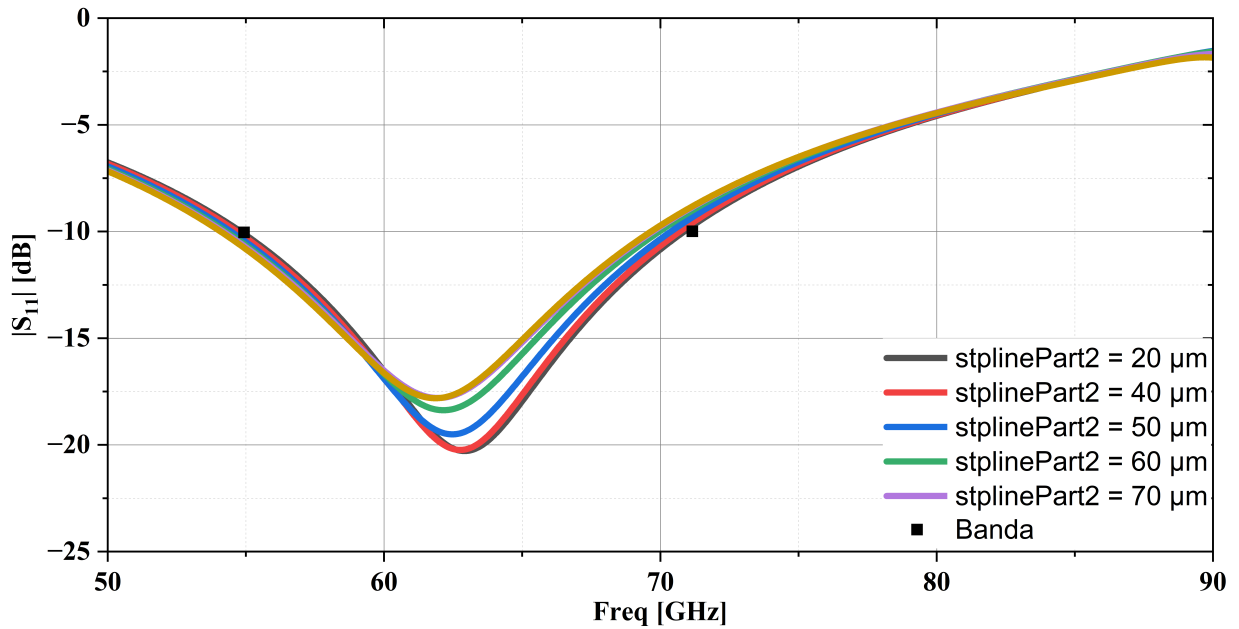
Fonte: produção do autor.

Conforme ilustrado na Figura 14a, ao reduzir o valor do parâmetro *stpLinePart3* em 20 μm , observa-se um deslocamento significativo da curva de operação em relação a S_{11} . Por exemplo, ao diminuir de 180 μm para 160 μm , ocorre um aumento de aproximadamente 5 GHz na frequência de operação. No entanto, essa alteração está associada a uma redução na perda de mais de -30 dB para menos de -20 dB. Destaca-se que, em torno de 70 GHz, é possível alcançar um desempenho satisfatório, com uma perda de quase -35 dB. Por outro lado, a Figura 14b apresenta resultados favoráveis para S_{12} , com perdas próximas a zero nas faixas de operação de cada curva. No cenário mais otimizado, com

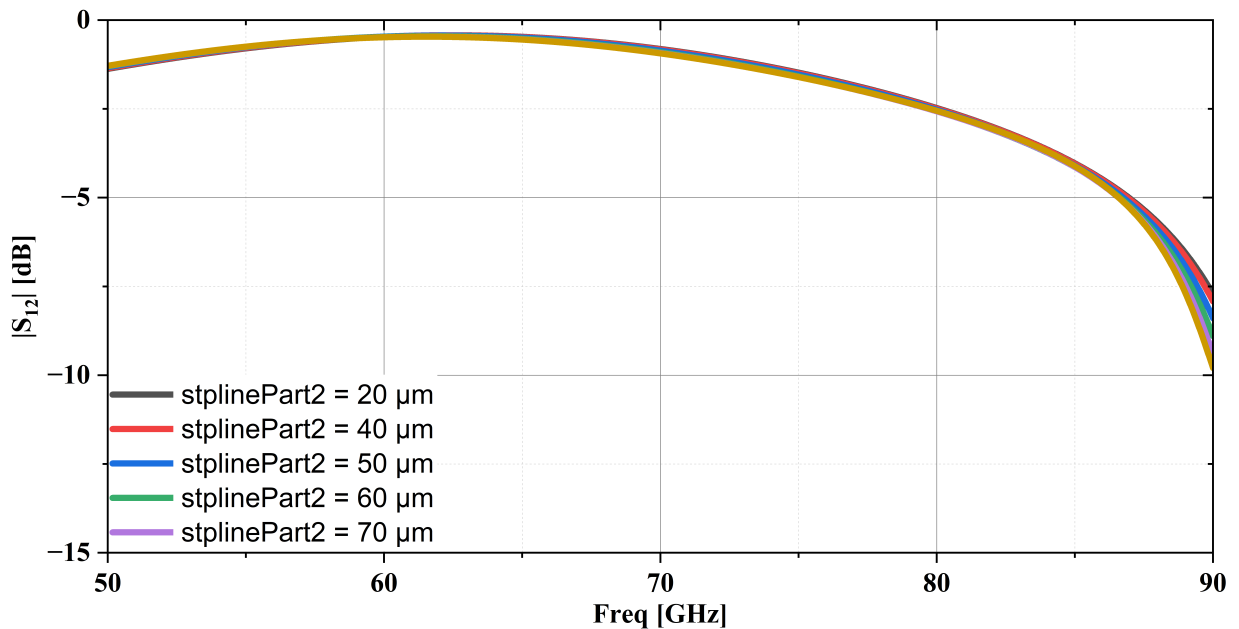
stplinePart3 em 180 μm , foi viável atingir uma banda desejada de 20 GHz.

A Figura 15 apresenta os resultados da parametrização da *StpLinePart2* em um intervalo que varia de 20 μm a 70 μm , com incrementos de 10 μm . Contudo, não foram identificados resultados significativos

Figura 15 – Parametrização de *stplinePart2* para obter o dispositivo em 80 GHz.



(a)



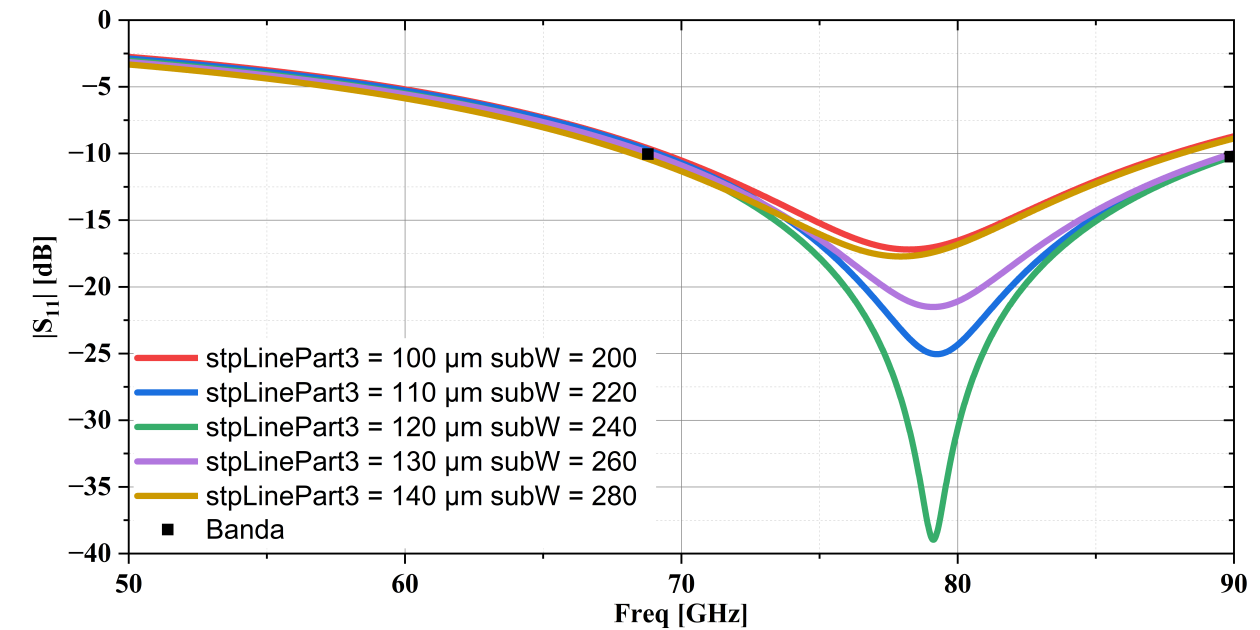
(b)

Fonte: produção do autor.

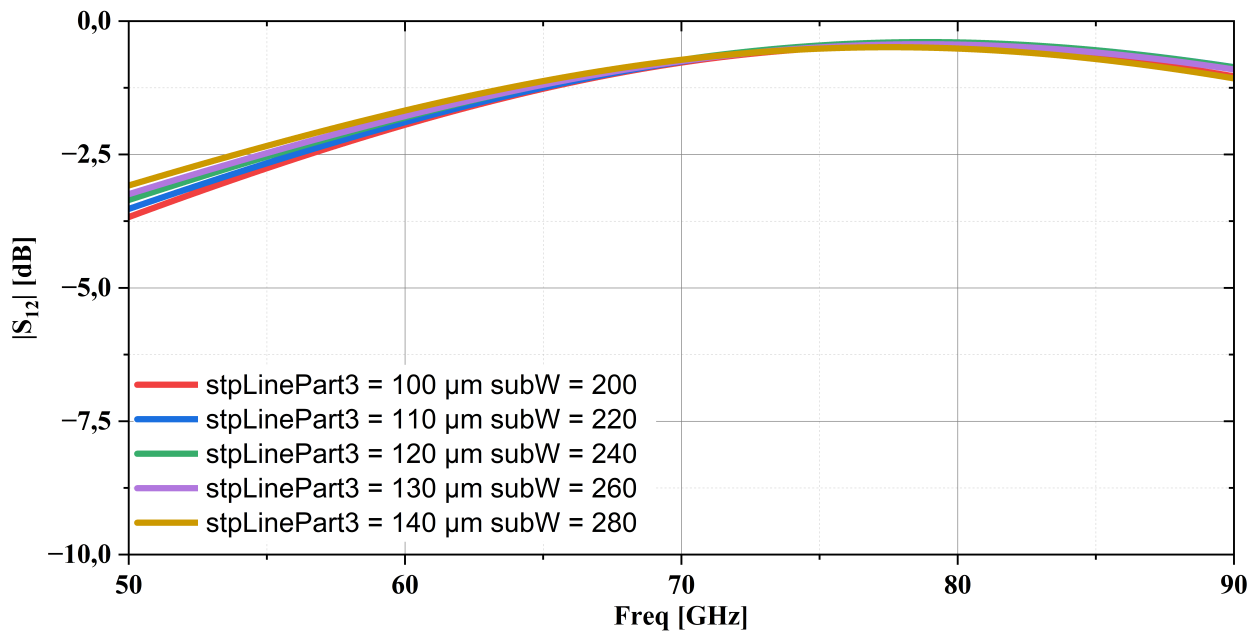
Na Figura 15a, nota-se uma variação mínima em relação à frequência de operação, em que S_{11} registrou uma variação máxima de 2.5 dB em perda, atingindo no máximo -20 dB de perda, mantendo uma largura de banda constante de 20 GHz em todas as parametrizações. Quanto a S_{12} , a Figura 15b demonstra resultados favoráveis, com perdas próximas a zero na faixa de frequência da banda.

A Figura 16 apresenta os resultados da parametrização do valor de $subW$ na faixa de 200 μm a 280 μm , com incrementos de 20 μm , bem como do valor de $stpLinePart3$, com incrementos de 10 μm .

Figura 16 – Parametrização de $stpLinePart3$ e $subW$ para obter o dispositivo em 80 GHz.



(a)



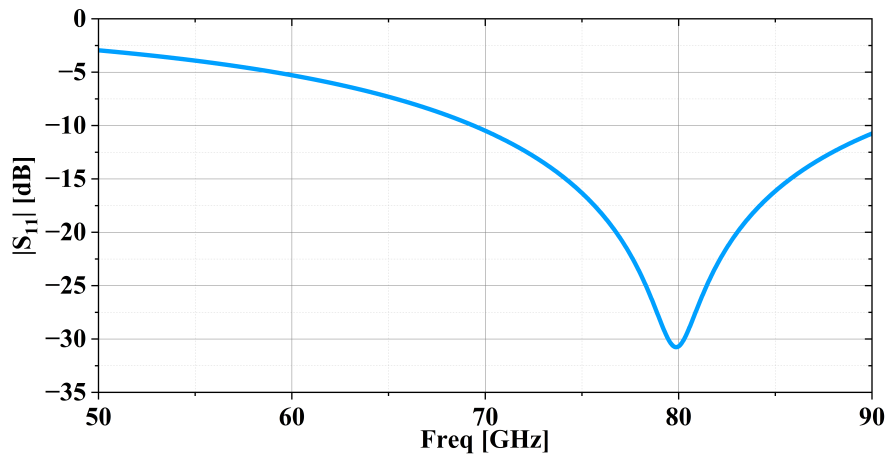
(b)

Fonte: produção do autor.

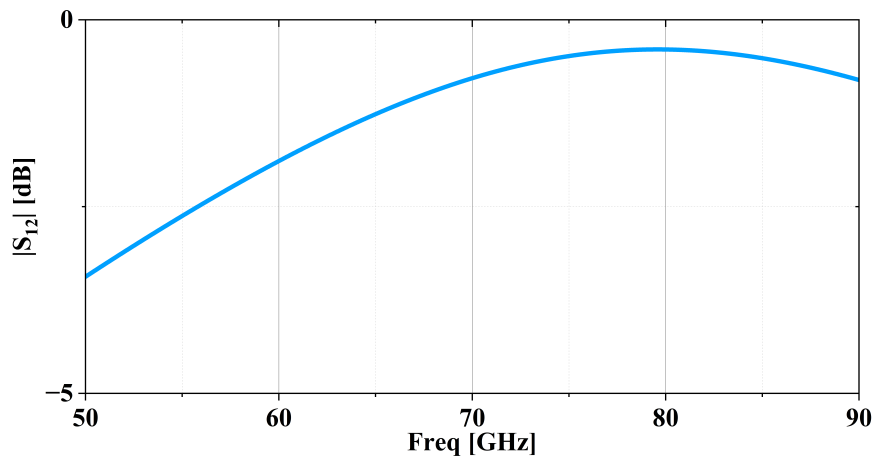
A Figura 16a exibe uma curva de operação próxima aos 80 GHz desejados, com $stpLinePart3$ igual a 120 μm e $subW$ igual a 240 μm , abrangendo uma banda de 20 GHz. Enquanto isso, a Figura 16b apresenta valores de S_{12} próximos de zero na faixa de frequência da banda, o que valida a funcionalidade como transformador.

Após um refinamento no parâmetro *stpLinePart3*, foi possível obter um modelo que opera conforme desejado na frequência de 80 GHz. Nas Figuras 17a e 17b, as curvas dos parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{12} podem ser analisadas isoladamente. Apresentando uma perda em S_{11} superior a 30 dB na frequência de operação e uma banda de 21.66 GHz, e S_{12} , com valores próximos de zero dB na faixa de frequência da banda. As características finais deste dispositivo em 80 GHz, considerando os parâmetros escolhidos para a parametrização, estão detalhadas na Tabela 2.

Figura 17 – Curvas de S_{11} e S_{12} do dispositivo que opera a 80 GHz.



(a)



(b)

Fonte: produção do autor.

Tabela 2 – Propriedades do dispositivo que opera em 80 GHz.

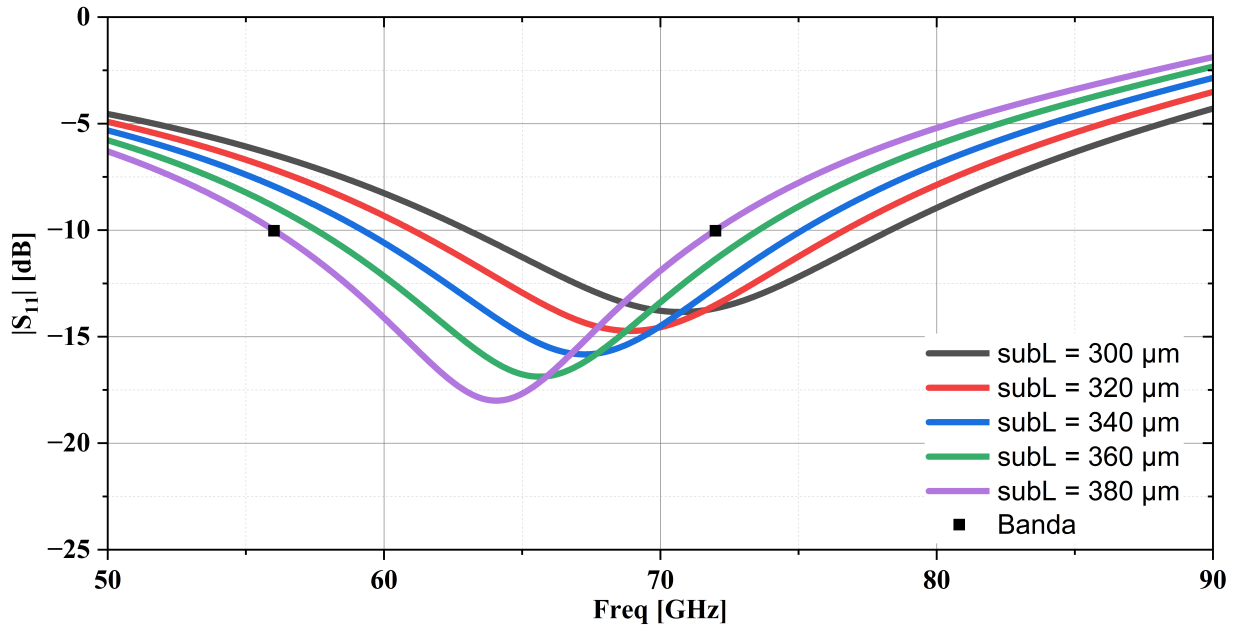
Name	Value	Unit
<i>SubL</i>	400	μm
<i>subW</i>	240	μm
<i>StpLineCentrI</i>	100	μm
<i>StplinePart3I</i>	118	μm
<i>StplinePart2I</i>	40	μm
<i>StplineCentrIGap</i>	10	μm

Fonte: produção do autor.

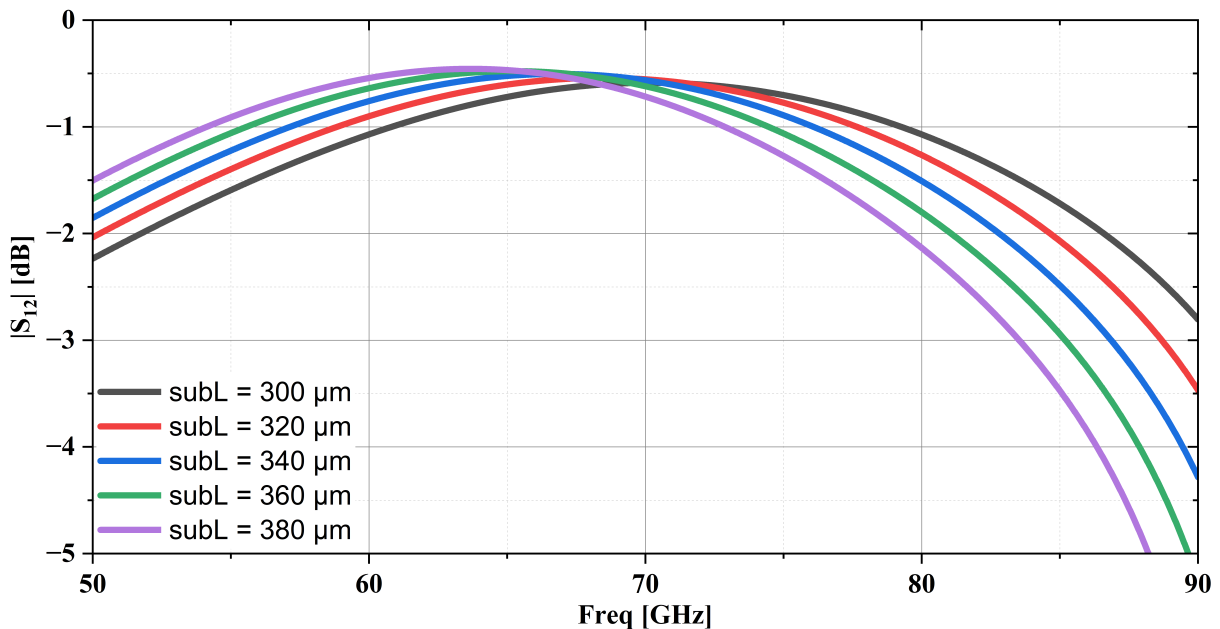
3.2.2 Design do transformador para a frequência de 60 GHz

Em seguida, buscou-se projetar o dispositivo para operar em 60 GHz. Para alcançar esse objetivo, optou-se por realizar parametrizações no valor de $subL$. Os resultados dessa etapa estão apresentados na Figura 18.

Figura 18 – Parametrização de $subL$.



(a)



(b)

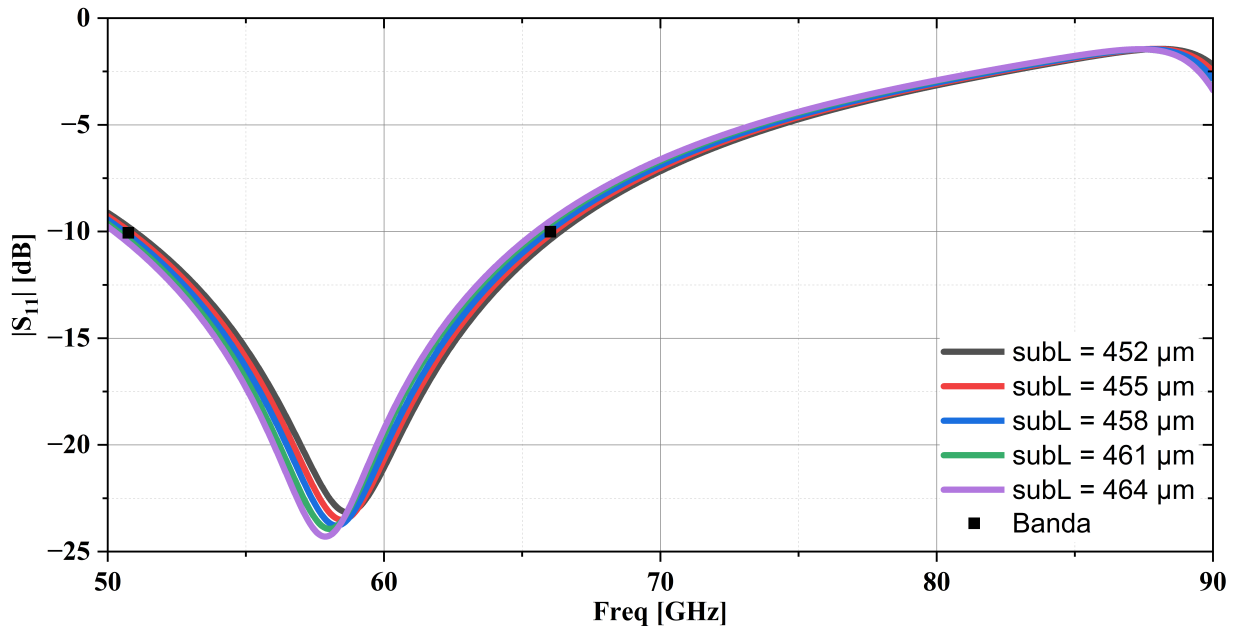
Fonte: produção do autor.

A Figura 18a apresenta resultados significativos, com um deslocamento notável da operação para frequências mais baixas à medida que o parâmetro $subL$ aumenta. Simultaneamente, observa-se um aumento na perda na frequência de operação, embora as curvas ainda mantenham uma banda entre 15

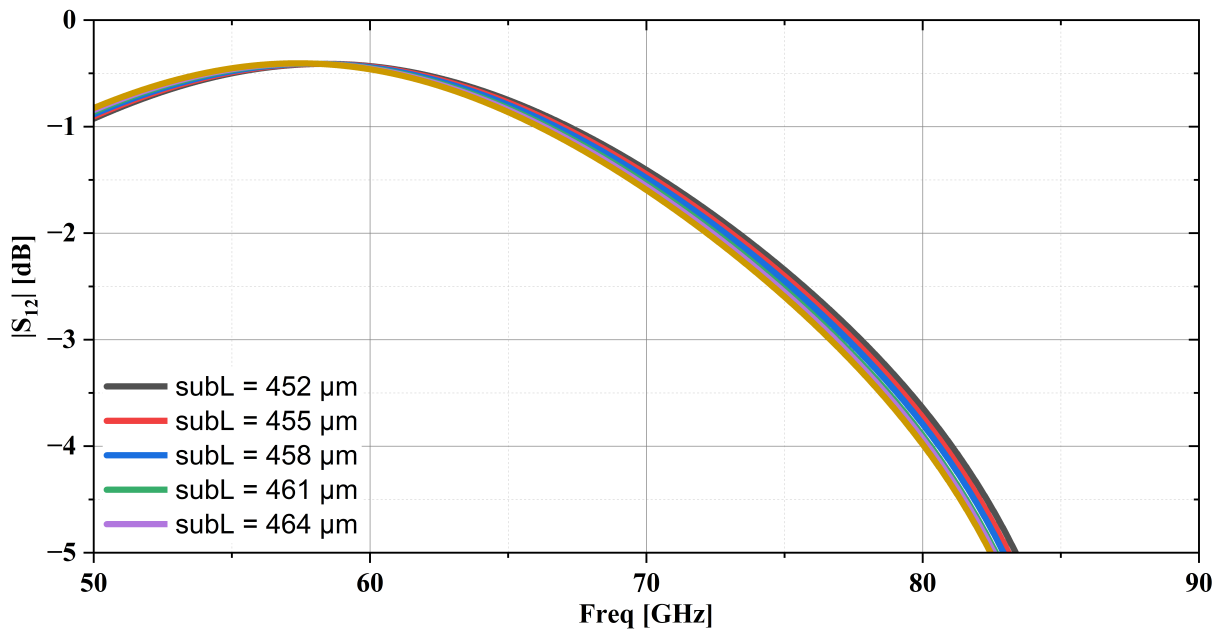
e 18 GHz. Na Figura 18b, é evidente a obtenção dos valores desejados de S_{12} próximos de zero dentro da faixa de frequência da banda.

Em seguida, foi conduzida uma nova parametrização utilizando valores maiores para o parâmetro $subL$, conforme ilustrado na Figura 19.

Figura 19 – Parametrização de $subL$ para obter o dispositivo em 60 GHz.



(a)



(b)

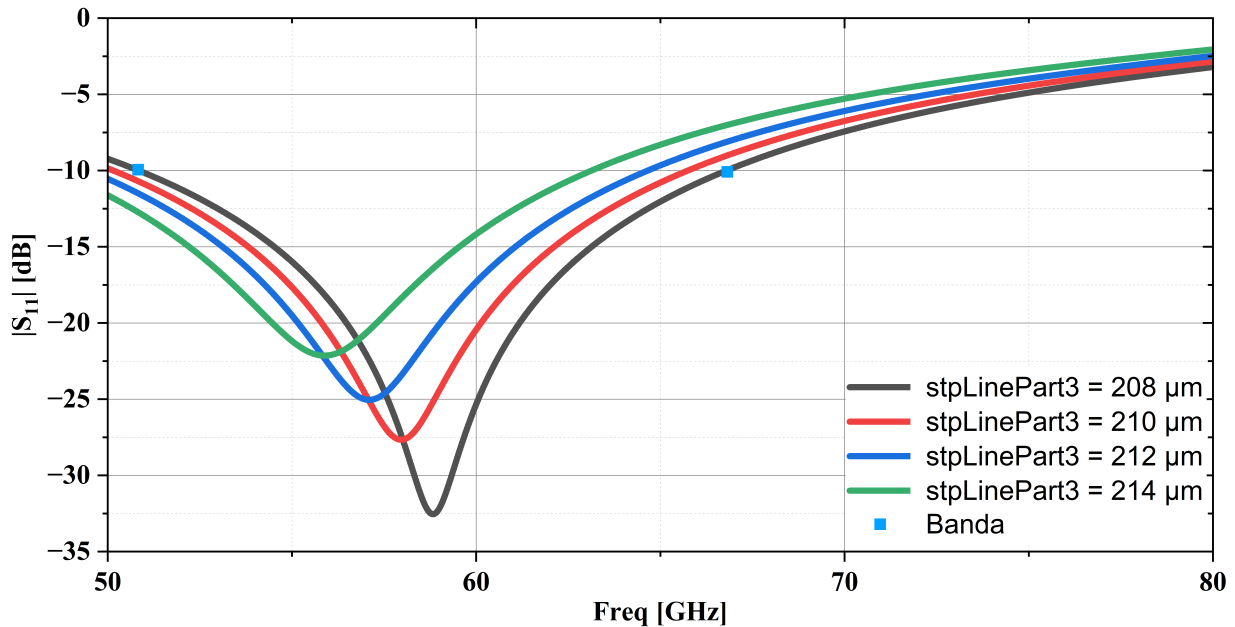
Fonte: produção do autor.

Para a Figura 19a, observa-se uma variação mínima em termos de frequência de operação, com S_{11} apresentando uma variação máxima de menos de 2.5 dB em perda, quase alcançando -20 dB de perda, ao mesmo tempo em que a largura de banda diminui para 16 GHz. Quanto a S_{12} , a Figura 19b exibe resultados favoráveis, com perdas próximas a zero na faixa de frequência da banda. Optou-se

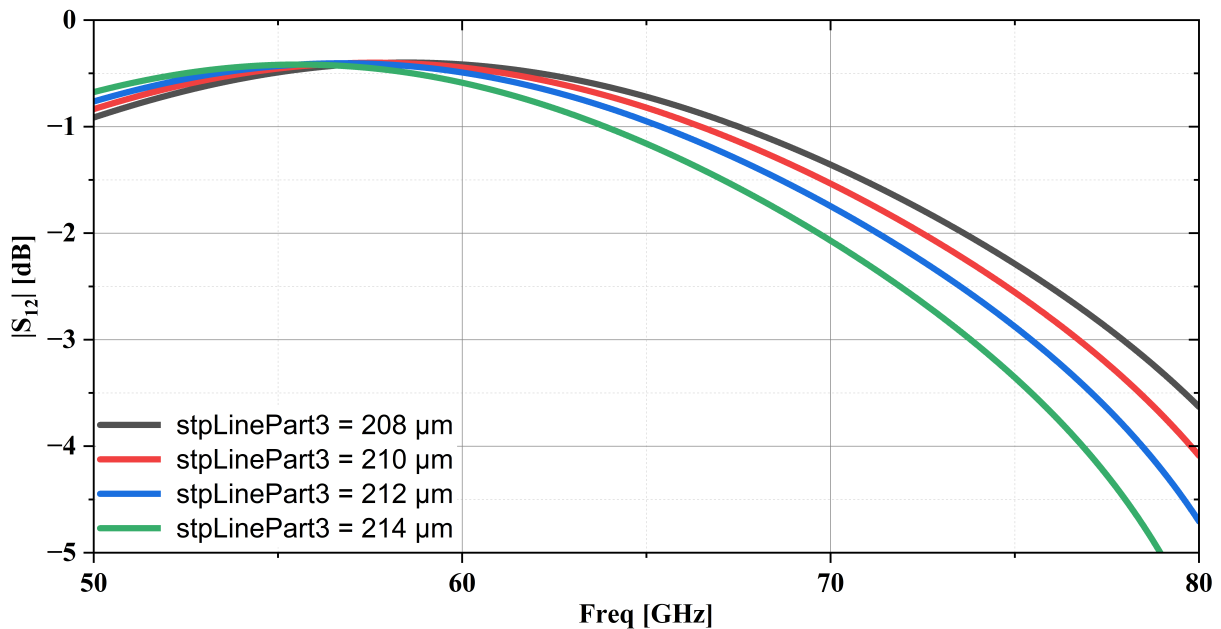
por prosseguir com um valor de $subL$ de 458 μm .

Dando continuidade, optou-se por parametrizar o $stpLinePart3$, que já demonstrou ser um parâmetro sensível. Além disso, modificou-se o valor de $subW$ para 305 μm . Os resultados podem ser visualizados na Figura 20.

Figura 20 – Parametrização de $stpLinePart3$ para obter o dispositivo em 60 GHz.



(a)



(b)

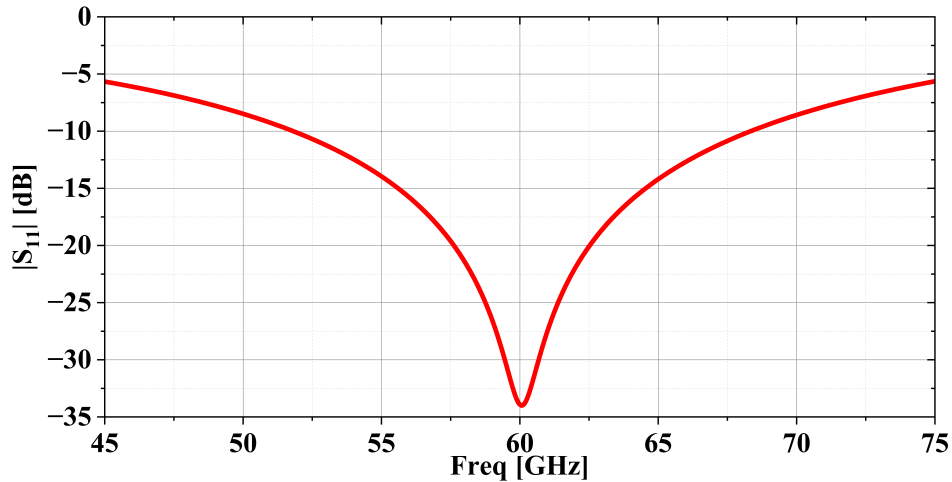
Fonte: produção do autor.

A Figura 20a apresenta uma resposta satisfatória em termos de S_{11} , com operação variando entre 55 e 60 GHz, e até mesmo excedendo a perda desejada. A largura de banda da curva com maior perda (para $stpLinePart3$ em 208 μm) é de aproximadamente 16 GHz, o que é aceitável. Por outro lado, a Figura 20b mostra resultados favoráveis para S_{12} , com valores próximos de 0 dB em todas as

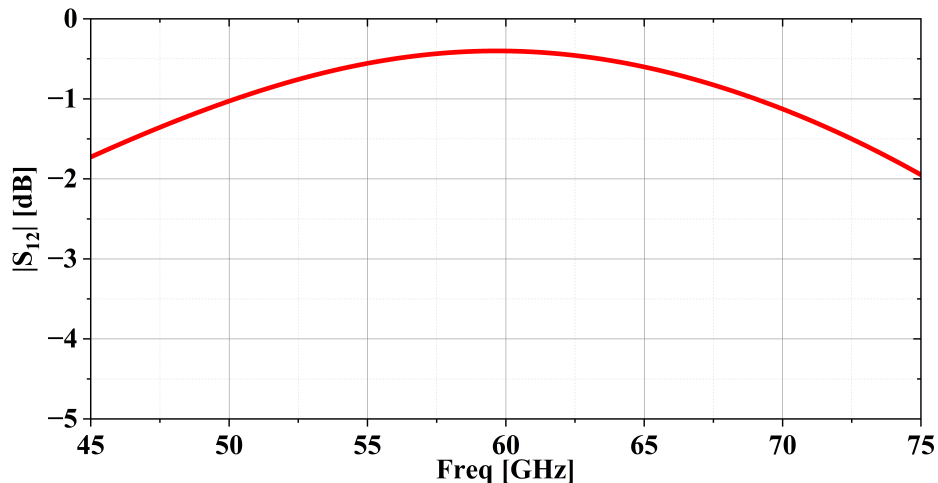
parametrizações dentro de suas respectivas faixas de operação.

Após algumas de modificações em *stpLinePart3* e *stpLineCentralI*, foi possível alcançar o dispositivo desejado, cujos parâmetros de espalhamento S_{11} (demonstrando uma perda superior a 30 dB) e S_{12} estão ilustrados nas Figuras 21a e 21b, respectivamente. A largura de banda obtida é 16.53 GHz. As propriedades finais do dispositivo em 60 GHz podem ser consultadas na Tabela 3.

Figura 21 – Curvas de S_{11} e S_{12} do dispositivo que opera a 60 GHz.



(a)



(b)

Fonte: produção do autor.

Tabela 3 – Propriedades do dispositivo que opera em 60 GHz.

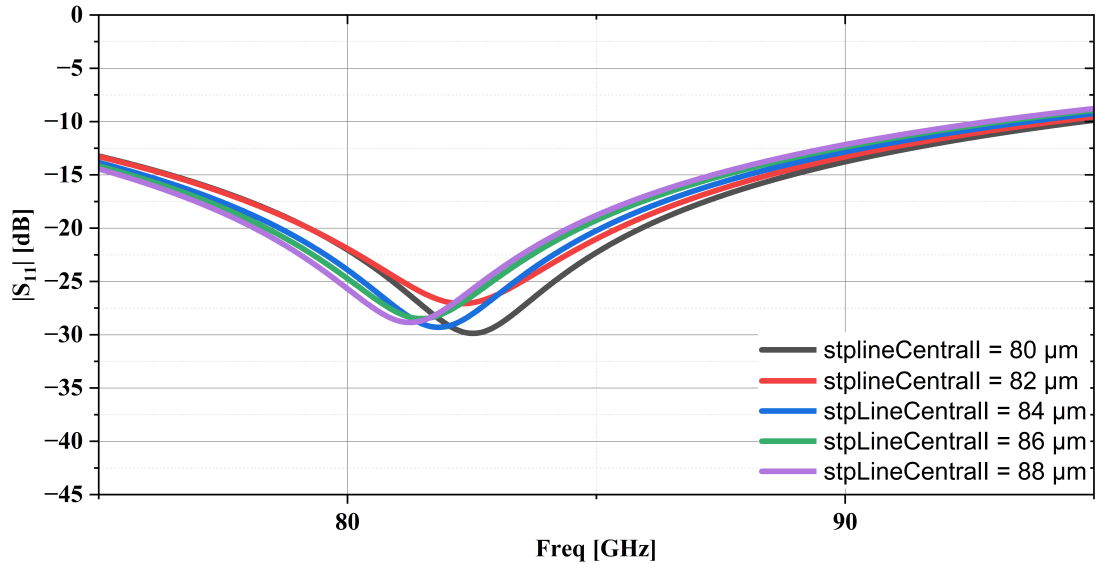
Name	Value	Unit
<i>SubL</i>	458	μm
<i>subW</i>	305	μm
<i>StpLineCentrII</i>	92.4	μm
<i>StplinePart3I</i>	207.7	μm
<i>StplinePart2I</i>	40	μm
<i>StplineCentrIII</i>	10	μm

Fonte: produção do autor.

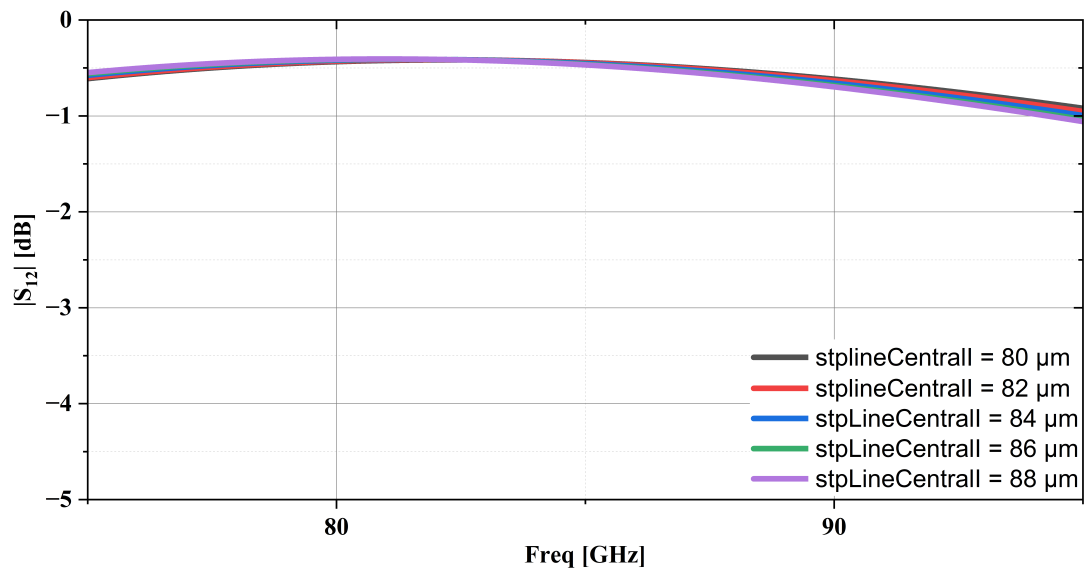
3.2.3 Design do transformador para a frequência de 100 GHz

Para alcançar a operação do dispositivo a 100 GHz, inicia-se com o dispositivo projetado para 80 GHz e ajusta-se o parâmetro $stpLineCentralI$ para valores mínimos. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 22.

Figura 22 – Parametrização de $stpLineCentralI$ para obter o dispositivo em 100 GHz.



(a)



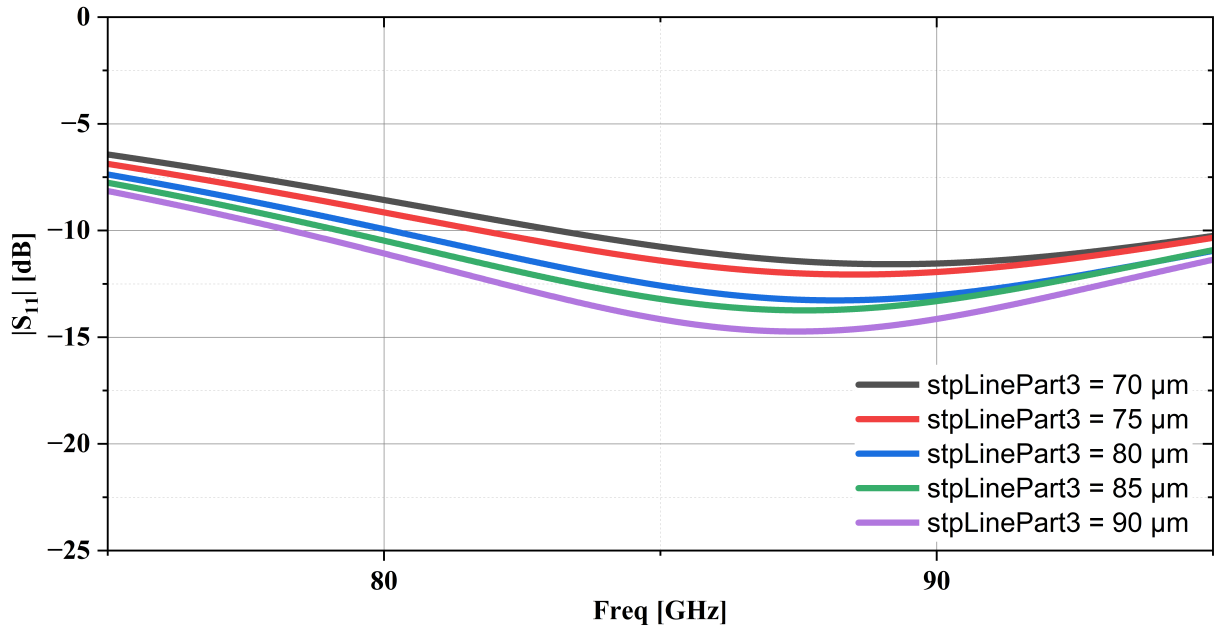
(b)

Fonte: produção do autor.

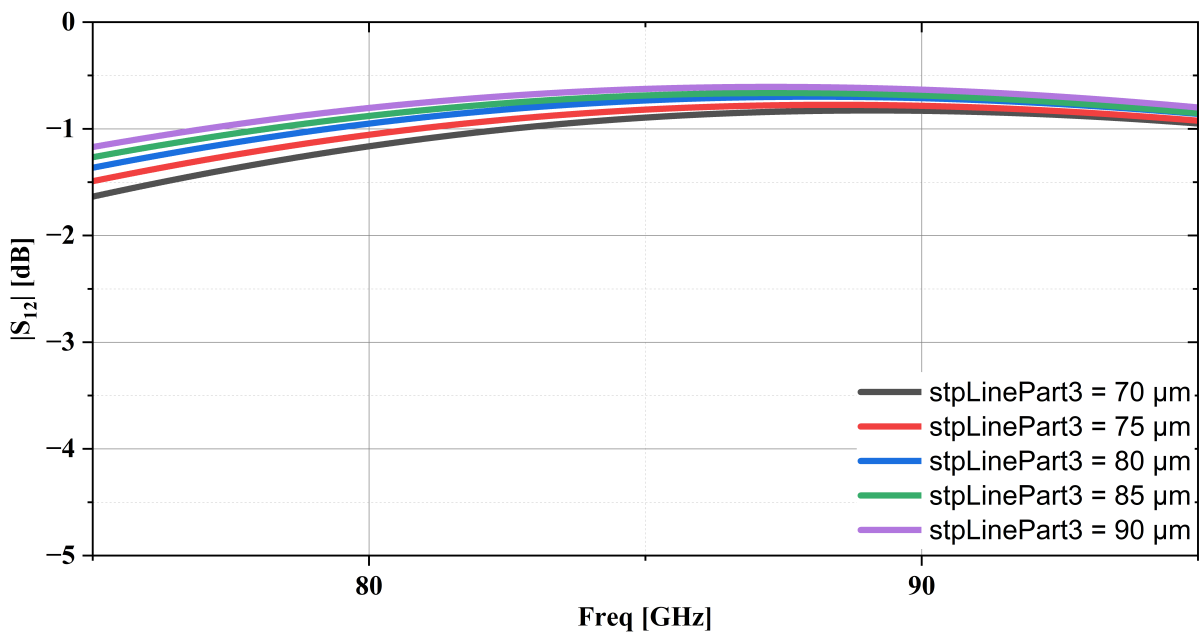
A22a exibe uma resposta aceitável em termos de S_{11} com uma faixa de operação entre 80 e 85 GHz. A curva mais deslocada para a direita (com $stpLineCentralI$ em 80 μm) possui uma banda de aproximadamente 20 GHz. Enquanto isso, a Figura 22b mostra resultados satisfatórios para S_{12} , com valores próximos a 0 dB em todas as parametrizações dentro de suas respectivas faixas de operação.

Com base nesses resultados, opta-se por manter *stpLineCentralI* igual a 80 μm . Na próxima simulação, procede-se à parametrização da *stpLinePart3* com valores mínimos. Os resultados podem ser visualizados na Figura 23.

Figura 23 – Parametrização de *stpLinePart3* para obter o dispositivo em 100 GHz.



(a)



(b)

Fonte: produção do autor.

Na Figura 23a, observa-se que a perda na frequência de operação tende a diminuir à medida que se reduz o valor do parâmetro de espalhamento S_{11} , com uma perda máxima de 25 dB chegando a quase 10 dB à medida que *stpLinePart3* diminui. No que diz respeito a S_{12} , a Figura 23b apresenta resultados satisfatórios, no entanto, essa diminuição na perda associada a S_{11} é indesejável.

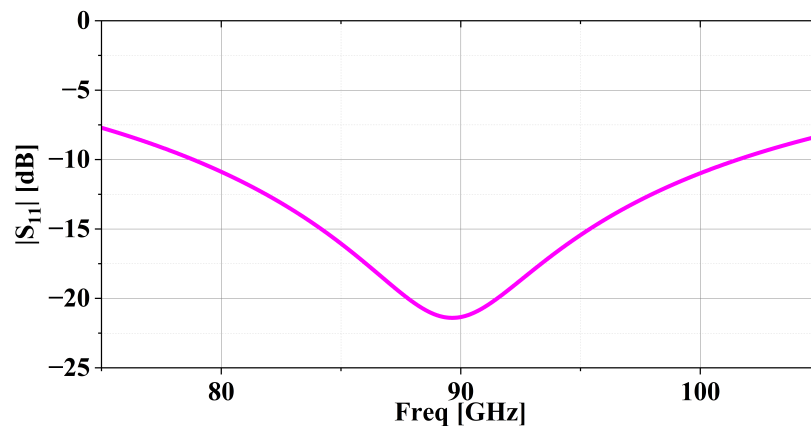
Percebeu-se que tentar modificar os parâmetros isoladamente não resultou em bom desempenho para frequências mais altas. Diferentes estratégias foram exploradas, e ao reduzir os valores de $subW$ e $subL$, mantendo uma proporção com o dispositivo obtido para 80 GHz, foi possível encontrar um dispositivo que operasse razoavelmente próximo dos 90 GHz. Realizaram-se pequenos ajustes e parametrizações para otimizar o desempenho do dispositivo nessa frequência, cujas propriedades estão detalhadas na Tabela 4. As curvas dos parâmetros de espalhamento do dispositivo podem ser observadas nas Figuras 24a e 24b, com valores de S_{12} próximos de zero na faixa de operação e S_{11} com uma perda superior a 20 dB. Nota-se que a banda de operação foi mantida em mais de 20 GHz.

Tabela 4 – Propriedades do um dispositivo operando em 90 GHz.

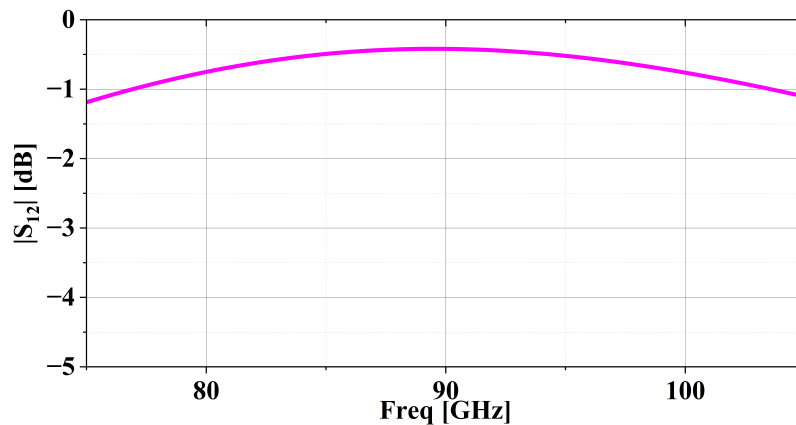
Name	Value	Unit
<i>SubL</i>	400	μm
<i>subW</i>	293	μm
<i>StpLineCentrI</i>	90	μm
<i>StplinePart3I</i>	90	μm
<i>StplinePart2I</i>	40	μm
<i>StplineCentrIGap</i>	10	μm

Fonte: produção do autor.

Figura 24 – Curvas de S_{11} e S_{12} do dispositivo que opera a 90 GHz.



(a)

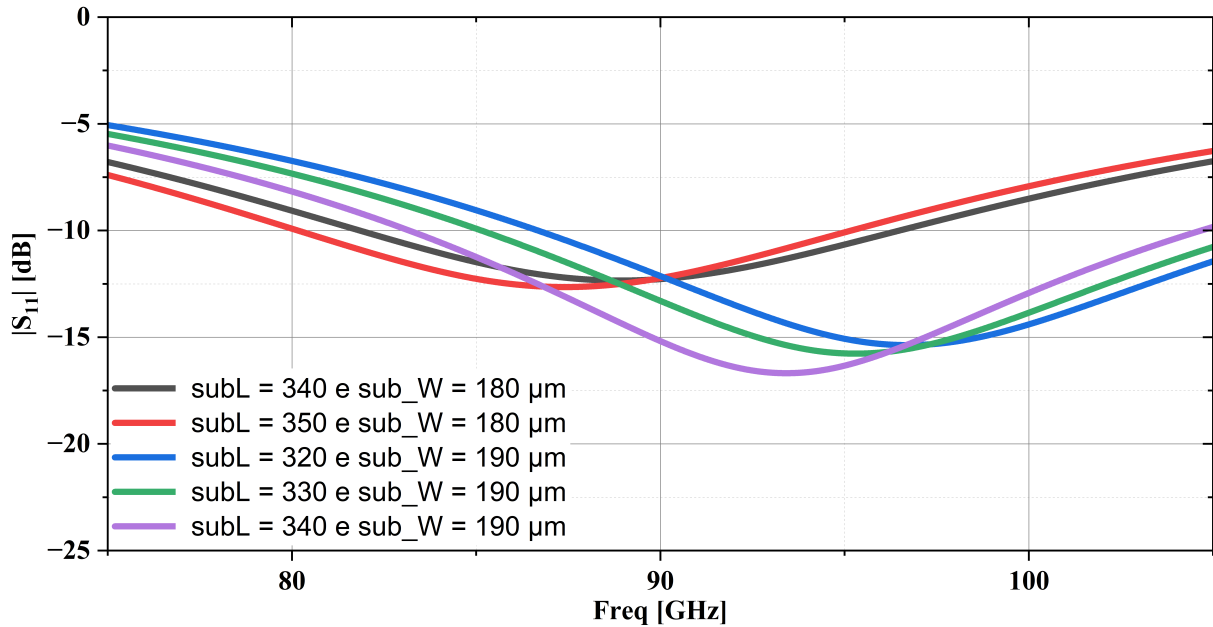


(b)

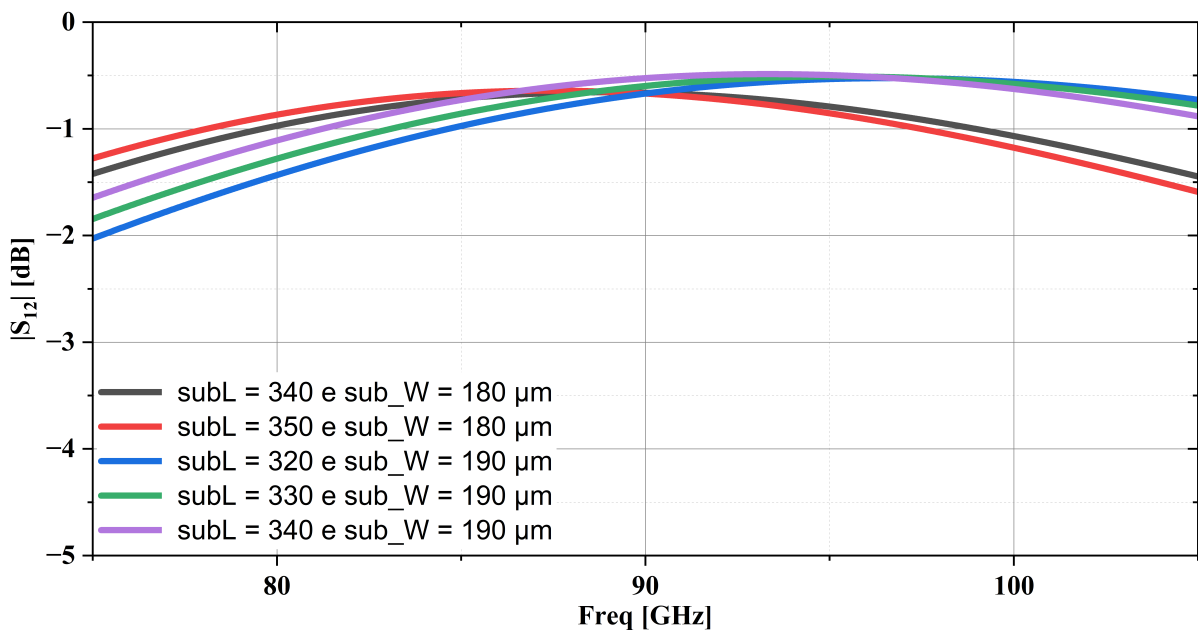
Fonte: produção do autor.

Assim, decidiu-se continuar a partir do dispositivo operando a 90 GHz. Em seguida, configurou-se *stpLineCentralI* para 5 μm e *stpLinePart3* para 85 μm . Realizaram-se parametrizações em *subW* e *subL*, cujos resultados estão apresentados na Figura 25.

Figura 25 – Parametrização de *subW* e *subL* para obter o dispositivo em 100 GHz.



(a)



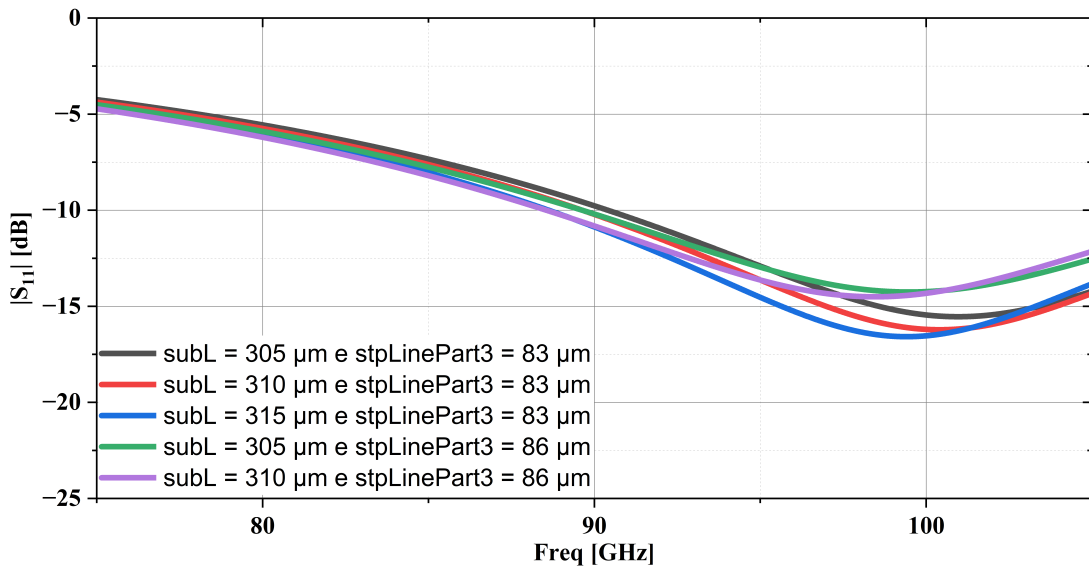
(b)

Fonte: produção do autor.

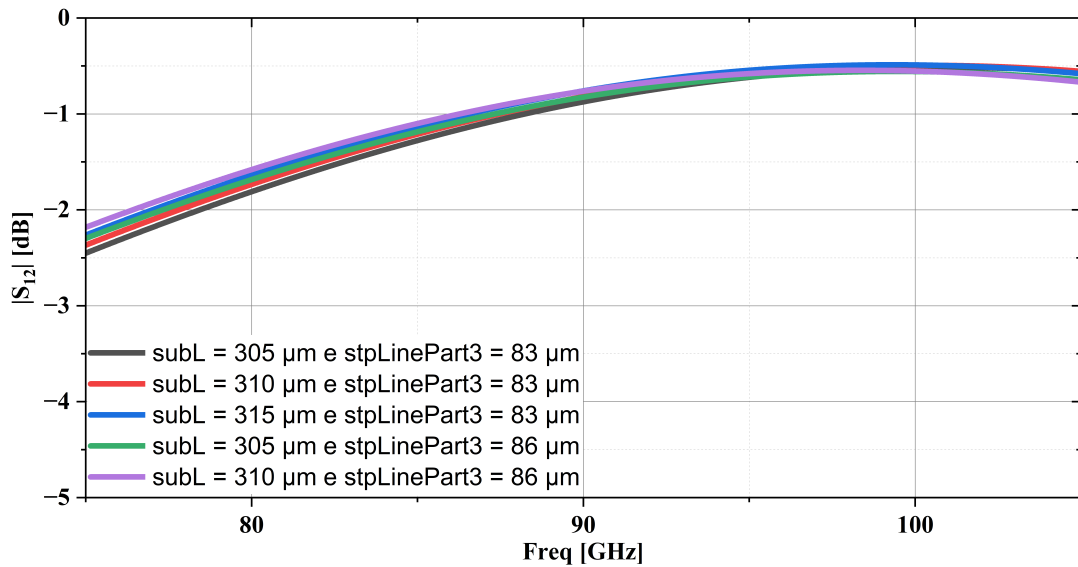
A Figura 25a apresenta uma boa resposta em termos de S_{11} com variação de operação entre 90 e 100 GHz. A largura de banda da curva mais próxima de 100 GHz (com $subL$ igual a 320 μm e $subW$ igual a 190 μm) é superior a 20 GHz. Enquanto isso, a Figura 25b demonstra bons resultados para S_{12} , com valores próximos a 0 dB em todas as parametrizações dentro de suas respectivas faixas de operação. Prosseguiu-se com $subL$ igual a 320 μm e $subW$ igual a 190 μm .

Foram parametrizados os valores de $stpLinePart3$ e $subL$ (conforme mostrado na Figura 26), resultando em um dispositivo operando a 100 GHz.

Figura 26 – Parametrização de $subL$ e $stpLinePart3$ para obter o dispositivo em 100 GHz.



(a)



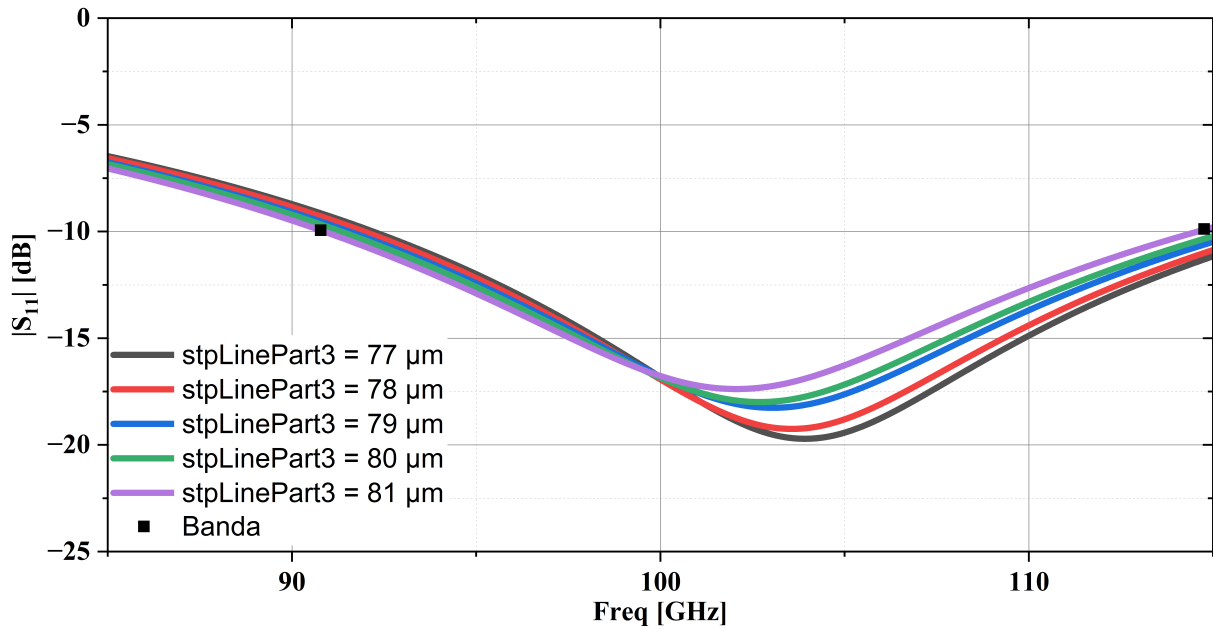
(b)

Fonte: produção do autor.

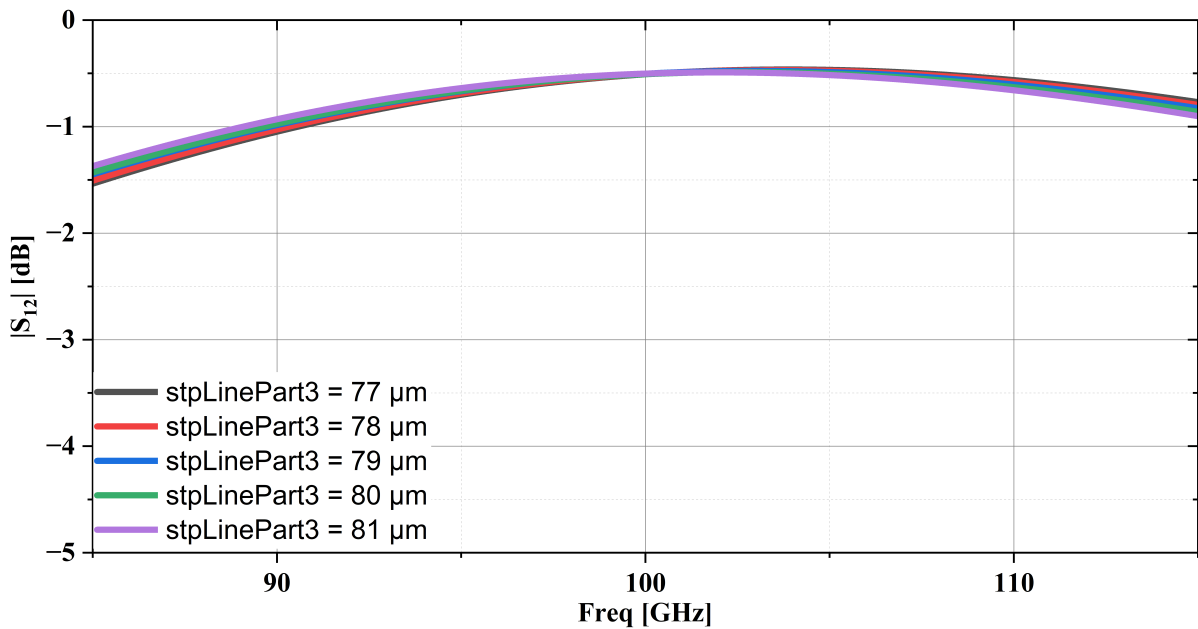
A Figura 26a apresenta uma resposta satisfatória em relação a S_{11} , com uma curva que atinge a frequência desejada de 100 GHz (para $stpLinePart3$ igual a 83 μm e $subL$ igual a 315 μm), abrangendo uma banda de mais de 20 GHz. Por outro lado, a Figura 26b exibe resultados favoráveis para S_{12} , com valores próximos a 0 dB em todas as parametrizações dentro de suas respectivas faixas de operação. No entanto, é importante observar que, embora o dispositivo opere a 100 GHz, espera-se que S_{11} apresente uma perda de pelo menos 20 dB durante a operação. Portanto, foram realizadas mais simulações para aperfeiçoar esse aspecto.

Foram realizadas modificações nos parâmetros do dispositivo, incluindo a redução de *stpLineCentralGap* de 10 μm para 5 μm , *stpLineCentralI* de 90 μm para 85 μm e *stpLinePart2I* de 40 μm para 35 μm , ao mesmo tempo em que *stpLinePart3* foi parametrizado. Os resultados dessas alterações podem ser observados na Figura 27.

Figura 27 – Parametrização de *stpLinePart3*.



(a)



(b)

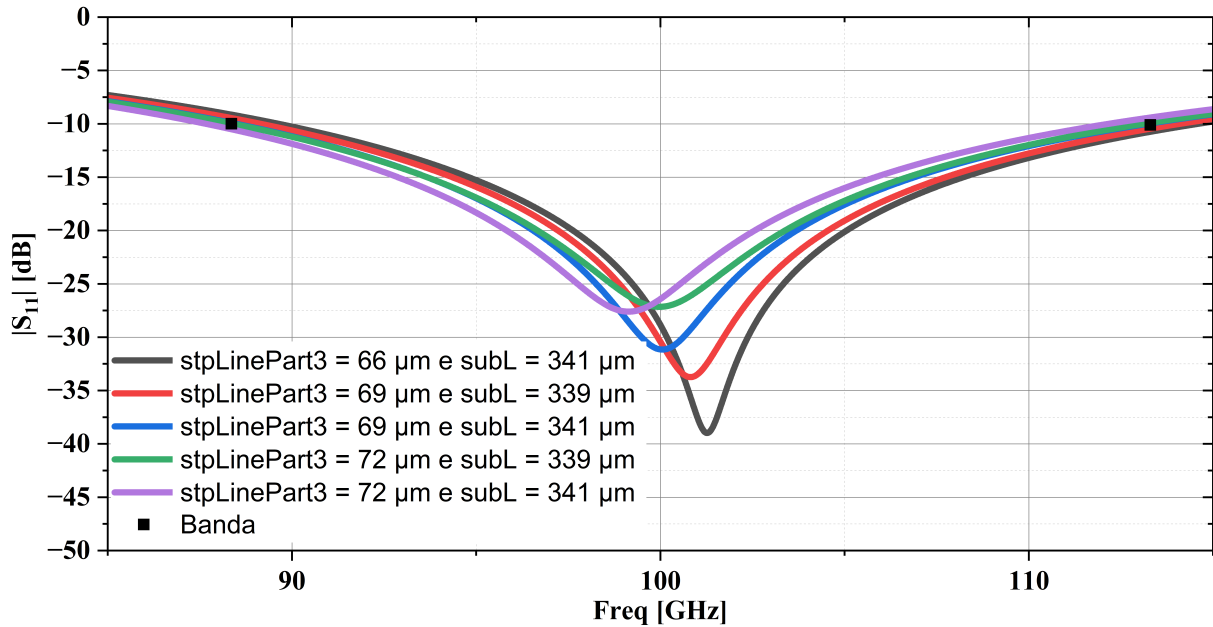
Fonte: produção do autor.

A perda mínima desejada foi aproximadamente alcançada, em termos de banda também está dentro do desejado, como é possível observar na Figura 27a a curva para *stpLinePart3* igual a 81 μm ultrapassa os 20 GHz de banda, e se valida em 27b, com S_{12} com valores próximos de zero na faixa de frequência da banda. Foi observado no resultado anterior (figura 27a) que a curva tornou-se muito

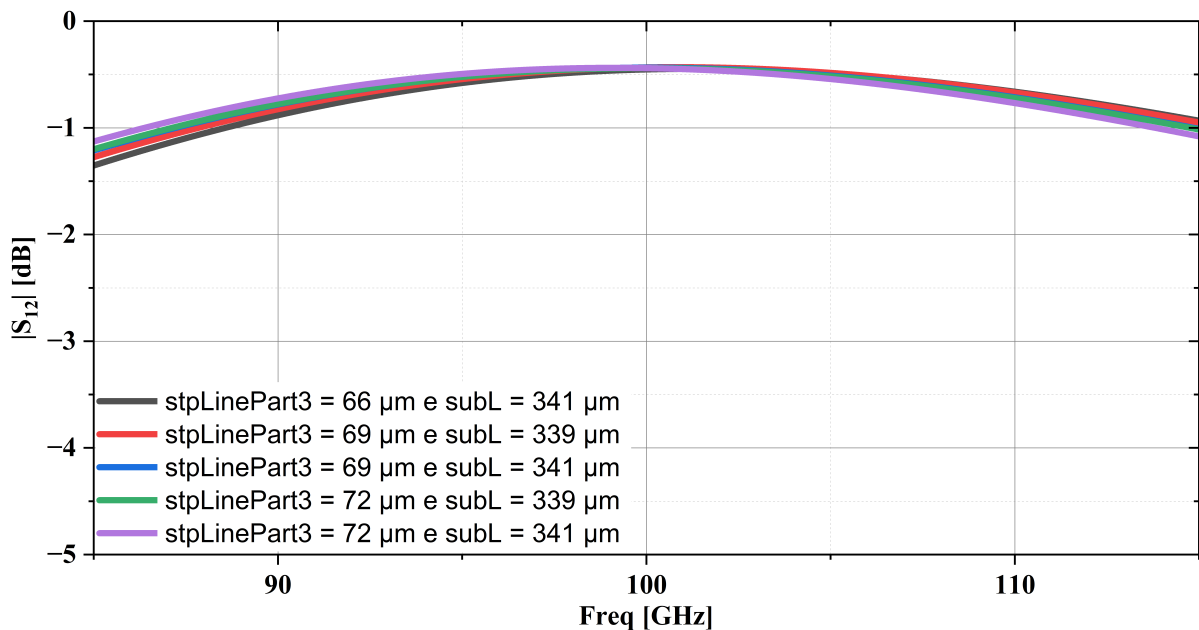
sensível às variações em *stpLinePart3*.

Reduzir o valor desse parâmetro deslocou a operação para a direita, indo para além dos 100 GHz, enquanto aumentá-lo diminuiu a perda em S_{11} . Para lidar com isso sensibilidade, optou-se por parametrizar *subL*, e ainda *stpLinePart3* também. Resultados positivos podem ser vistos nas Figuras 28a e 28b.

Figura 28 – Parametrização de *subL* e *stpLinePart3*.



(a)



(b)

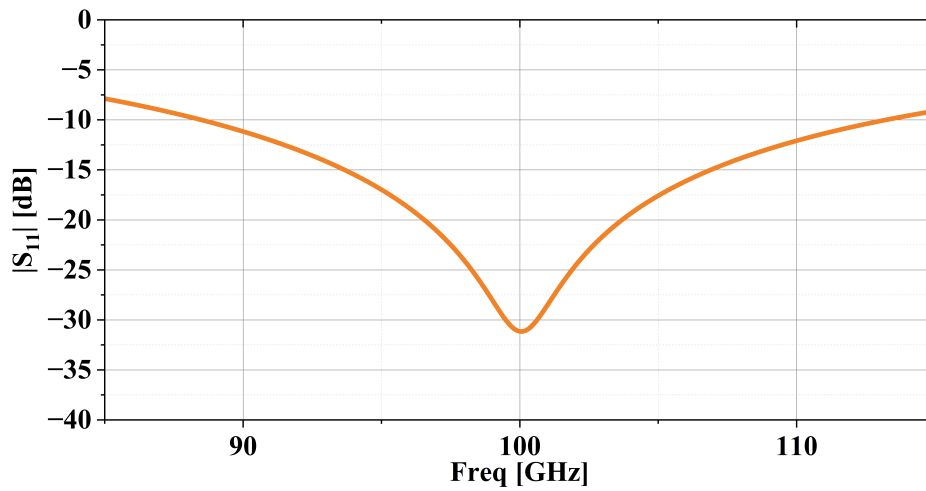
Fonte: produção do autor.

Entre as curvas apresentadas na Figura 28a, que abrangem uma faixa de operação de 97 GHz a 103 GHz, com perdas variando entre 20 dB e 40 dB, é possível identificar que a curva correspondente a *stpLinePart3* igual a 69 μm e *subL* igual a 341 μm atende às características desejadas para o

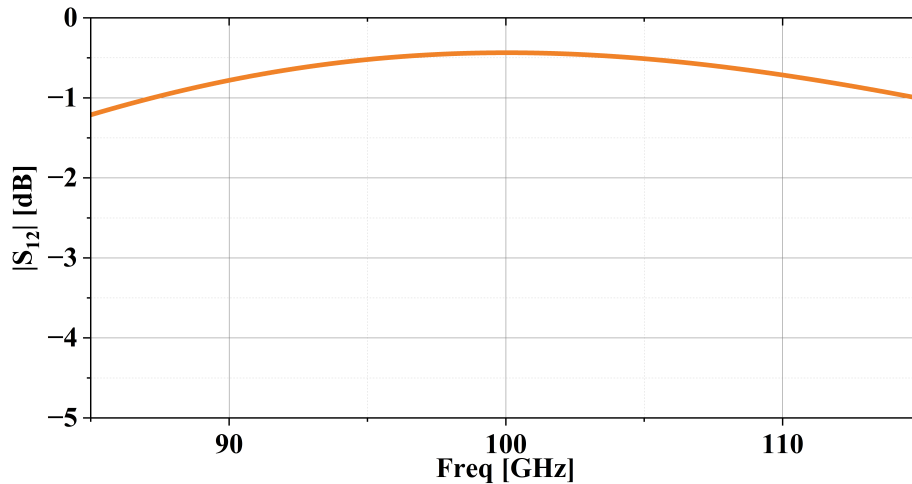
dispositivo, enquanto em termos de banda se alcança os 20 GHz. A Figura 28b confirma essa validação, mostrando que todas as curvas apresentam S_{12} próximo de zero na faixa de operação.

Assim, é obtido, em simulação, um transformador de impedância operando conforme o desejado em 100 GHz. Suas curvas podem ser visualizadas nas Figuras 29a, onde apresenta uma perda relativa a S_{11} superior a 30 dB e uma banda com largura de 24.7 GHz, e 29b, que exibe valores de S_{12} próximos de zero na faixa de operação. As propriedades finais podem ser verificadas na Tabela 5.

Figura 29 – Dispositivo final para a frequência de 100 GHz .



(a)



(b)

Fonte: produção do autor.

Tabela 5 – Propriedades do dispositivo operando em 100 GHz.

Name	Value	Unit
<i>SubL</i>	312	μm
<i>StpLineCentrII</i>	90	μm
<i>StplinePart3I</i>	83	μm
<i>StplinePart2I</i>	40	μm
<i>StplineCentrIGap</i>	5	μm

Fonte: produção do autor.

4 CONCLUSÃO

Este trabalho proporcionou a oportunidade de explorar uma área de inovação e grande importância. Dispositivos que operam em altas frequências são extremamente relevantes no cenário atual, e os transformadores de impedância desempenham um papel fundamental. O conhecimento adquirido e a experiência em projetos deste tipo são inestimavelmente valiosos. Foi interessante poder absorver diferentes trabalhos, permitindo ampliar os conhecimentos dentro do campo.

Este campo destaca uma notável liberdade para inovar. Foi possível adaptar um modelo existente às frequências desejadas, demonstrando que o campo é vasto para colaborações, ampliando as possibilidades e oportunidades. Para os dispositivos que operam nas frequências de 80 GHz e 100 GHz, foi possível atingir largura de banda desejada de 20 GHz, com um valor de perda de S_{11} de acima dos 30 dB e valores de S_{21} próximo de zero. Também foi obtido um dispositivo que opera em 90 GHz dentro das condições desejadas. Enquanto para o dispositivo em 60 GHz, os resultados foram semelhantes, porém com uma banda de aproximadamente 16.53 GHz, ainda sim, um resultado satisfatório.

Desenvolver tais modelos tem uma aplicabilidade prática ampla e significativa. Os avanços alcançados beneficiam setores como o de telecomunicações e têm implicações positivas em áreas críticas como a medicina, onde a precisão e a confiabilidade dos equipamentos são essenciais.

A modelagem e a simulação foram cruciais neste trabalho. Utilizando o *Ansys Electronics* com módulo eletromagnético *HFSS*, foi possível obter resultados confiáveis de maneira facilitada, um aspecto fundamental para o desenvolvimento e aprimoramento de nossas inovações. Adquirir habilidades neste *software* se mostrou extremamente valioso.

Este trabalho permitiu desenvolver habilidades na análise de resultados de simulações, desde a construção até a interpretação dos gráficos. Foi aprofundado o conhecimento no tema específico, adquirindo competências tanto em análise quanto no contexto mais específico dos transformadores de impedância.

Olhando para o futuro, este trabalho lança as bases para futuras melhorias e potenciais aplicações práticas. Dada a ampla gama de campos que podem se beneficiar dos transformadores de impedância, este estudo abre portas para novas possibilidades. A experiência adquirida neste estudo proporciona uma perspectiva que permite explorar oportunidades na área do tema, as quais são relevantes tanto no presente quanto no futuro.

REFERÊNCIAS

- BAHL, I. J. **Lumped elements for RF and microwave circuits**. [S.l.]: Artech House, 2003. (Artech House Microwave Library). ISBN 1-58053-309-4.
- CHEUNG, J. R. L. T. S. D. Design and modeling of mm-wave monolithic transformers. **2006 Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting**, 2006.
- COHN, S. B. Optimum design of stepped transmission-line transformers. **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 3, p. 16 – 20, 1955.
- FERREIRA JR., A. A.; RIBEIRO, J. A. J.; Do Amaral Pereira, W. N. **Designing Wideband RF Impedance Transformers**. 2007. Disponível em: <<https://www.mwrf.com/technologies/components/article/21846619/designing-wideband-rf-impedance-transformers>>.
- FRUTUOSO, T. M. et al. Nanowire-based 3-d transmission-line transformer for millimeter-wave applications. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 32, n. 10, p. 1171–1174, 2022.
- GHASEMPOUR, Y. et al. Ieee 802.11ay: Next-generation 60 ghz communication for 100 gb/s wi-fi. **IEEE Communications Magazine**, v. 55, n. 12, p. 186–192, 2017.
- LONG, J. R. Monolithic transformers for silicon rf ic design. **IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS**, v. 35, p. 1368 – 1382, 2000.
- POZAR, D. M. **Microwave Engineering**. [S.l.]: Wiley, 2011. ISBN ISBN 978-0-470-63155-3.
- RAPPAPORT, T. S. et al. Wireless communications and applications above 100 ghz: Opportunities and challenges for 6g and beyond. **IEEE Access**, v. 7, p. 78729–78757, 2019.
- SALAMA, R. et al. Future communication technology using huge millimeter waves—an overview. In: **2023 International Conference on Computational Intelligence, Communication Technology and Networking (CICTN)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 785–790.
- UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. [S.l.]: AMGH, 2014. ISBN 978-85-8055-374-1.
- VOGT, M. et al. An 80 ghz radar level measurement system with dielectric lens antenna. In: **2015 16th International Radar Symposium (IRS)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 712–717.
- WU, L. Z. Q.-S. Wideband impedance transformers with good frequency selectivity based on multisection quarter-wave lines and short-circuited stubs. **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, v. 26, p. 337 – 339, 2016.