



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS

Faculdade de Tecnologia - FT

VICTOR HUGO COUTINHO GERÓLAMO

VINÍCIUS BALERO RIBEIRO

**OTIMIZAÇÃO ESPACIAL EM ADAPTADOR DE IMPEDÂNCIAS DUAL-BAND
COM *STUB* E ESTRUTURA PERIÓDICA**

Janeiro de 2021

Limeira - SP

VICTOR HUGO COUTINHO GERÓLAMO
VINÍCIUS BALERO RIBEIRO

**OTIMIZAÇÃO ESPACIAL EM ADAPTADOR DE IMPEDÂNCIAS DUAL-BAND
COM *STUB* E ESTRUTURA PERIÓDICA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações da Faculdade de Tecnologia da Universidade Estadual de Campinas.

Orientador: Prof. Dr. Marcos Sérgio Gonçalves

Limeira
2021

Autores: GERÓLAMO, Victor Hugo; RIBEIRO, Vinícius Balero.

Título: Otimização espacial em adaptador de impedâncias dual-band com *stub* e estrutura periódica.

Natureza: Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia de Telecomunicações.

Instituição: Faculdade de Tecnologia, Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

Aprovado em: __/__/__.

DEDICATÓRIA

Dedicamos este trabalho a todos os nossos colegas pela força de trabalho em grupo durante toda a graduação, além de todos os doutores e doutoras que nos ajudaram durante toda essa longa caminhada.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradecemos as nossas famílias e namoradas pelo apoio e amor durante toda a graduação, especialmente durante o período em que estivemos focados na realização deste trabalho.

Ao nosso orientador Prof. Dr. Marcos Sérgio Gonçalves, pela orientação, disponibilidade para sanar nossas dúvidas e auxiliar no desenvolvimento deste projeto, juntamente com a Anna Gabrielle Sahu, responsável pelo desenvolvimento e publicação do artigo utilizado como base para esse trabalho.

Aos amigos Vinícius Ferreira Lopes e Wesley Coutinho Zambonini pelo incentivo e ajuda. Assim como a todos os docentes do curso de Engenharia de Telecomunicações, da Faculdade de Tecnologia, que estiveram envolvidos nos nossos estudos e crescimento acadêmico.

RESUMO

Com a atual massificação dos sistemas de telecomunicações de redes sem fio (Wireless), vemos a maior utilização das redes tanto sem fio locais (WLAN), quanto redes móveis. Este trabalho busca uma solução ótima para reduzir espacialmente os tamanhos expressivos referentes aos circuitos adaptadores de frequência utilizando *stubs* e estruturas periódicas, já que as complicações da utilização vêm do seu grande comprimento, deste modo, viabilizando seu uso em altas frequências juntamente com o espectro do 5G. Portanto, neste trabalho foram utilizados conhecimentos em eletromagnetismo, ondas guiadas, estruturas periódicas e também uso do software HFSS versão 13 para criar novos designs onde foram inseridas curvas ao longo dos *stubs* projetados, otimizando sua distribuição sobre o substrato e obtendo uma resposta em frequência utilizável em aplicações práticas. Os resultados referentes aos projetos criados serão comparados utilizando tabelas para a melhor compreensão do mesmo.

Palavras-chave: HFSS. Microfita. Estrutura periódica. EBG. *Stub*. Casamento de Impedância. 5G. Dual band.

ABSTRACT

With the current massification of wireless telecommunications systems, we see the increased use of both local wireless (WLAN) and mobile networks. This work seeks an optimal solution to spatially reduce the expressive sizes regarding the frequency adapter circuits using stubs and periodic structures, since the complications of use come from its great length, this way, enabling its use at high frequencies along with the spectrum of 5G. Thus, in this work, we used knowledge in electromagnetism, guided waves, periodic structures and also used the HFSS software version 13 to create new designs where curves were inserted along the projected stubs, optimizing their distribution over the substrate and obtaining a frequency response usable in practical applications. The results related to the created projects will be compared using tables for a better understanding.

Key-words: HFSS. Microstrip. Periodic structure. EBG. Stub. Impedance Matching. 5G. Dual band.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Linha de transmissão padrão.....	13
Figura 2 - Tipos de Linhas de transmissão mais comuns.....	15
Figura 3 - Microfita.....	16
Figura 4 - Transformador $\lambda/4$	17
Figura 5 - <i>Stubs</i> em série e paralelo.....	18
Figura 6 - Resultado dos plots de (9).....	20
Figura 7 - Resultado dos plots de (9) e (12) sobrepostos.....	21
Figura 8 - Carta de Smith Completa.....	22
Figura 9 - Reflexões em uma estrutura periódica.....	23
Figura 10 - Circuito Quadripolo.....	24
Figura 11 - Arquitetura simplificada do casador de impedâncias de duas bandas....	27
Figura 12 - Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para célula de 35 mm.....	28
Figura 13 - Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para célula de 16,75 mm.....	29
Figura 14 - Casador de impedância para as frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz.....	30
Figura 15 - Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para célula de 48 mm.....	31
Figura 16 - Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para célula de 31 mm.....	31
Figura 17 - Casador de impedância para as frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz.....	32
Figura 18 - Disposição dos <i>stubs</i> para simulação inicial.....	33
Figura 19 - Modelo de dobra utilizado nas microfitas.....	34
Figura 20 - Projeto B proposto para casamento de impedância em 2,4 GHz e 5,0 GHz.....	35
Figura 21 - Resultado do projeto A.....	36
Figura 22 - Segundo projeto proposto para casamento de impedância em 2,4 GHz e 5,0 GHz.....	37
Figura 23 - Resultado do projeto B.....	38

Figura 24 - Projeto C proposto para casamento de impedância em 2,4 GHz e 5,0 GHz.....	39
Figura 25 - Resultado do projeto C.....	40
Figura 26 - Projeto D proposto para casamento de impedância em 2,3 GHz e 3,5 GHz.....	41
Figura 27 - Resultado do projeto D.....	41
Figura 28 - Projeto E proposto para casamento de impedância em 2,3 GHz e 3,5 GHz.....	43
Figura 29 - Resultado do projeto E	44

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Comparativos dos projetos para 2,4 GHz e 5,0 GHz.....	46
Tabela 2 - Comparativos dos projetos para 2,3 GHz e 3,5 GHz.....	46

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

2D	2 Dimensões
3D	3 Dimensões
5G	Quinta geração da telefonia móvel
dB	Decibel
EBG	Electromagnetic band gap
f_1	frequência 1
f_2	frequência 2
GHz	Gigahertz
HFSS	High Frequency Structure Simulator
IOT	Internet of Things
LT	Linha de transmissão
LTE	Long Term Evolution
Matlab	Matrix Laboratory
MHz	Megahertz
mm	Milímetro
RF	Radiofrequência
S_{11}	Coefficiente de reflexão na entrada do circuito
S_{21}	Ganho de transmissão direto
WI FI	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
Z_0	Impedância característica
Z_L	Impedância da carga
Z_g	Impedância do gerador
S/I	Sem Informação

LISTA DE SÍMBOLOS

Γ_l	Coeficiente de reflexão
λ	Comprimento de onda
Ω	Ohms
β_{ef}	Coeficiente de fase efetiva da célula
®	Marca registrada
μm	Micrômetro

SUMÁRIO

1. Introdução.....	13
1.1 Objetivo.....	14
2. Fundamentos Teóricos.....	15
2.1 Linhas de transmissão.....	15
2.2 Carta de Smith.....	18
2.3 Bandas Eletromagnéticas Proibidas.....	22
2.4 Parâmetros S.....	23
3. Materiais e Métodos.....	25
3.1 Materiais.....	25
3.1.1 Software Ansoft HFSS 13.....	25
3.1.2 Software Matlab.....	25
3.1.3 Software Origin.....	26
3.1.4 Software CoreIDRAW.....	26
3.2 Métodos.....	26
3.2.1 Estudo teórico.....	26
3.2.2 Desenvolvimento e Simulações.....	27
3.2.3 HFSS.....	32
4. Resultados.....	35
4.1 Simulações para as frequências 2,4 GHz e 5,0 GHz.....	35
4.1.1 Projeto A.....	35
4.1.2 Projeto B.....	37
4.1.3 Projeto C.....	38
4.2 Simulações para as frequências 2,3 GHz e 3,5 GHz.....	40
4.2.1 Projeto D.....	40
4.2.2 Projeto E.....	42
5. Conclusões.....	45
Referências Bibliográficas.....	48
APÊNDICE A - Detalhes sobre as simulações feitas no software HFSS.....	50

1. Introdução

A importância das telecomunicações vem crescendo e deixando a rotina das pessoas mais rápida e produtiva, diminuindo as distâncias e estreitando laços entre as pessoas. No ano de 2020, houve um crescimento do uso de banda devido à pandemia do COVID-19, que fez com que a maioria das empresas trabalhassem majoritariamente com o modelo *Home Office* e, como consequência, o aumento de chamadas de vídeo, tráfego de dados e etc.

Para acompanhar esse grande crescimento, as pesquisas no ramo de telecomunicações (radiofrequência, micro-ondas) aumentam a cada dia para trazer soluções com mais qualidade, eficiência e custo-benefício.

Uma das partes mais importantes na transmissão dos dados enviados e recebidos todos os dias são as linhas de transmissão e guias de onda, que são as vias por onde trafegam todos esses dados. As LT podem ser cabeadas, como na transmissão em pares trançados, coaxiais ou de planos paralelos.

As linhas de transmissão interligam uma fonte e um receptor, porém é necessário a utilização do conceito de casamento de impedância para que não haja perda de potência. A Figura 1 mostra o modelo elétrico de uma linha de transmissão.

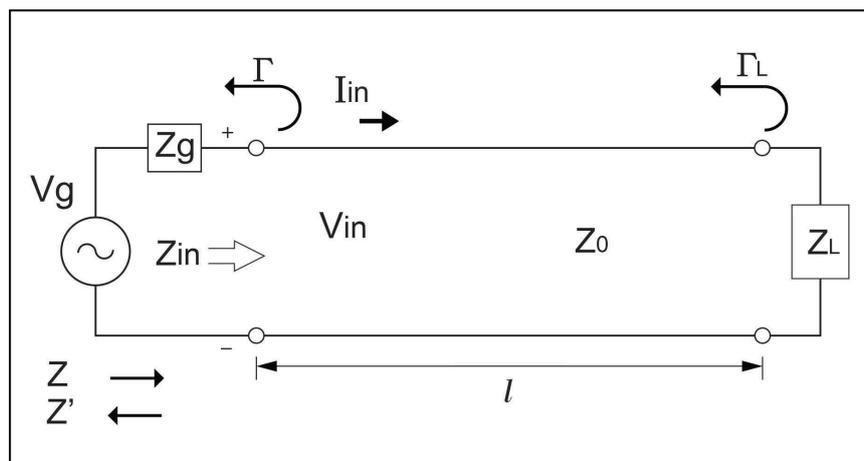


Figura 1 - Linha de transmissão padrão

Fonte: Autores

O casamento de impedância pode ser pensado como a necessidade de transferir totalmente a potência de um transmissor para um receptor. De acordo com a Figura 1, temos a linha de transmissão (impedância característica do meio - Z_0 e a impedância da carga - Z_L) e caso Z_0 seja diferente de Z_L , não haverá a máxima

transferência de potência devido ao divisor de tensão entre as impedâncias, e assim, a potência será perdida na própria LT.

Atualmente, sistemas de banda dupla vêm sendo utilizados a fim de aumentar a velocidade de transmissão e dar mais opções de canais na banda de 5,0 GHz. Porém, esses sistemas são comumente construídos utilizando transformadores de impedância [1].

Apresentados inicialmente por Chow e Wan [2], o trabalho que foi desenvolvido apresenta somente cargas reais em seu casamento. Além disso, o transformador opera na frequência fundamental, sendo que a outra frequência necessariamente opera em sua primeira harmônica. Portanto, a segunda banda não pode ser pré-definida e ao utilizar *stubs* para o casamento de impedância, pode-se contornar as dificuldades geradas pela versão com transformador. Houveram outros trabalhos que foram muito importantes para o embasamento como [3].

O conceito de *Electromagnetic band gap* e estruturas periódicas é importante [4], pois, sem eles, haveria interferência entre os dois *stubs* utilizados. As estruturas periódicas são usadas com o intuito de criar reflexões e refrações da onda eletromagnética ao longo das repetições.

A *Electromagnetic band gap* (EBG) ou banda eletromagnética proibida, é uma sobreposição entre as reflexões das ondas. Nessa banda gerada, não há propagação da onda eletromagnética, já que existe a superposição das ondas. Dessa forma, são geradas interferências destrutivas que anulam a propagação da onda transmitida. O projeto dessas estruturas periódicas pode ser feito com o intuito de gerar uma EBG específica no espectro desejado.

1.1 Objetivo

A inspiração inicial deste trabalho tem como base o estudo desenvolvido pela mestranda Anna Gabrielle Sahu [5], no qual são desenvolvidos adaptadores de impedância *dual-band* com *stubs* compostos de estrutura periódica. Porém, os adaptadores apresentam um problema, os *stubs* possuem estruturas periódicas em seu corpo, tornando-os muito longos e impraticáveis.

Portanto, é de interesse reduzir as dimensões ocupadas pelo sistema casador de banda dupla e, neste contexto, este trabalho dá sequência ao artigo de Anna com

o objetivo de introduzir “dobras” ao longo dos *stubs* tornando-os mais compactos, viabilizando assim, sua utilização em condições reais.

Inicialmente foram construídos no software Ansoft HFSS 13 os adaptadores desenvolvidos em [5], para os mesmos pares de frequência, sendo o primeiro $f_1=2,4$ GHz e $f_2 = 5,0$ GHz e o segundo voltado para a tecnologia 5G, com $f_1=2,3$ GHz e $f_2 = 3,5$ GHz.

Em seguida deu-se início a etapa de inserção de dobras ao longo dos *stubs*, para depois simular os projetos desenvolvidos. Foram simuladas diversas situações, variando a quantidade de dobras e a posição que foram inseridas a fim de analisar uma grande diversidade de resultados, buscando os melhores desempenhos.

2. Fundamentação Teórica

2.1 Linhas de transmissão

As linhas de transmissão têm como objetivo guiar, longitudinalmente, uma onda eletromagnética, interligando uma fonte a um receptor. Elas guiam a onda eletromagnética do tipo TEM, enquanto os guias de onda guiam somente ondas TE, TM e Híbridas.

As linhas de transmissão podem aparecer de diversas formas, podendo ser encontradas como: cabo coaxial (a), cabos paralelos (b) e placas paralelas (c), como mostrado na Figura 2, e também como microfita (Figura 3).

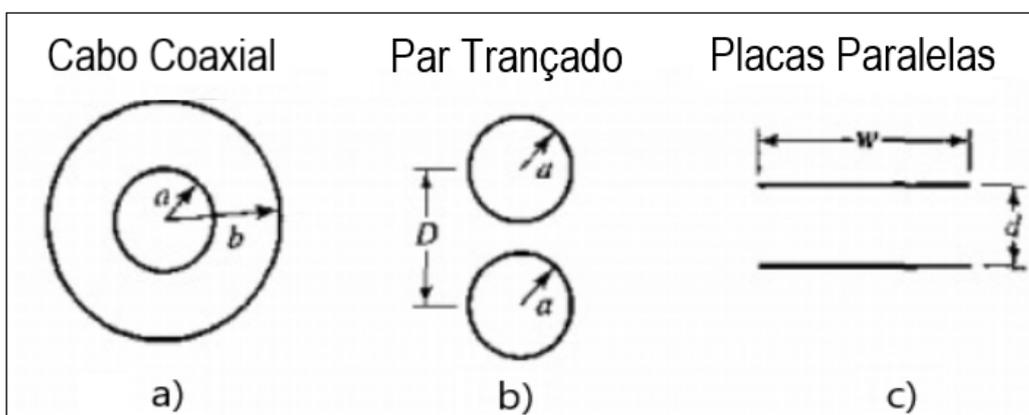


Figura 2 - Tipos de Linhas de transmissão mais comuns

Fonte: Cheng,1989 (Adaptado)

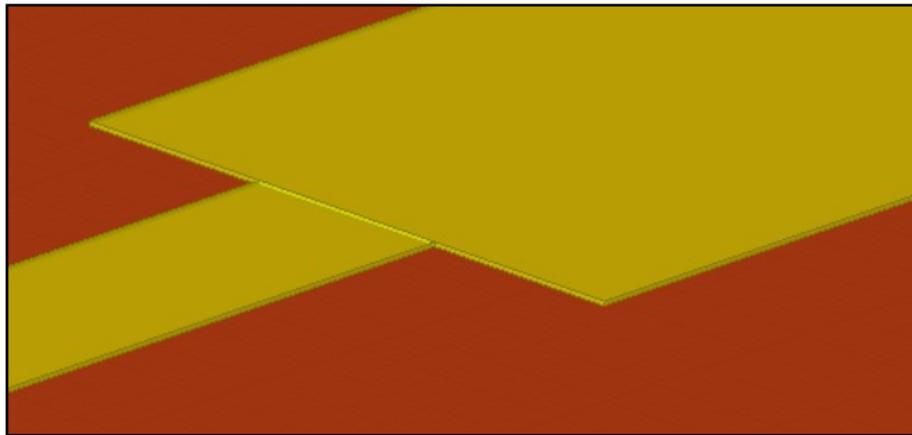


Figura 3 - Microfita

Fonte: Autores

Um problema muito importante que deve ser levado em conta ao utilizar uma LT é a necessidade do uso do casamento de impedância. O casamento de impedância é a forma de se transmitir a máxima potência de uma fonte de alimentação para uma carga, isso é feito diminuindo a reflexão e evitando a retroalimentação dessa onda eletromagnética na fonte. Para ilustrar melhor a teoria, pode-se utilizar a Figura 1.

Ao observar a Figura 1, é possível ver um circuito modelo generalista de uma linha de transmissão com um gerador e impedâncias, Z_g e Z_L . Assumindo a linha de transmissão como uma linha sem perdas, e com impedância característica do meio sendo Z_0 . Nessa linha, podem ocorrer múltiplas reflexões quando ainda não existe o casamento de impedância. Da teoria [6] temos que a tensão em um ponto z' pode ser representada como:

$V_{(z')} = \frac{I_L}{2} \left[\underbrace{(Z_L + Z_0)e^{\gamma z'}}_{\text{Onda Incidente}} + \underbrace{(Z_L - Z_0)e^{-\gamma z'}}_{\text{Onda refletida}} \right]$	(1)
--	-----

Em (2), Γ_l é o coeficiente de reflexão, também chamado de S_{11} dentro da matriz de parâmetros S. Para que ocorra o casamento de impedância, é preciso que o valor do coeficiente de reflexão seja igual a zero, isto é, que a impedância da carga seja o mais aproximado possível da impedância característica do meio.

$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0}$	(2)
--	-----

Esse coeficiente determina o nível de reflexão de uma LT, ou melhor dizendo, o quanto a máxima transferência poderá ser prejudicada. E para obter o resultado esperado de casamento de impedância é desejável que Γ_l seja igual a zero, e, portanto, implica uma impedância de carga igual a impedância intrínseca do meio.

Para o casamento de impedância em linhas de transmissão, as formas mais empregadas são os transformadores de impedância ou os *stubs*. Os transformadores de impedância (Figura 4) tem como função casar uma impedância de carga (Z_L) com a impedância intrínseca do meio (Z_0), colocando uma linha de transmissão com uma impedância calculada entre a carga e o meio. Porém, nesse método, a impedância da carga deverá ser real [6].

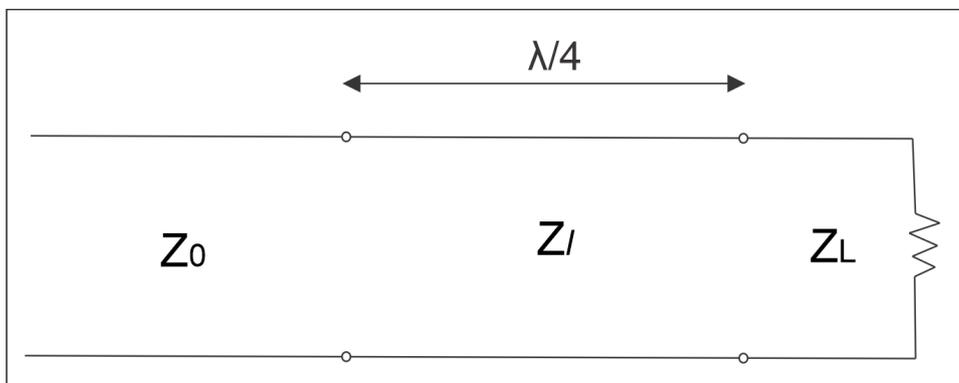


Figura 4 - Transformador $\lambda/4$

Fonte: Autores

A Impedância do transformador pode ser calculada pela fórmula [6]:

$Z_l = \sqrt{Z_0 Z_L}$	(3)
------------------------	-----

Já os *stubs* são linhas de transmissão terminadas em curto circuito ou em circuito aberto e podem ser colocados em série ou em paralelo na LT (Figura 5).

Usando os *stubs*, existe uma maior liberdade para o projeto, pois o casamento não necessita ser de cargas reais, aceitando o casamento de cargas complexas. Uma forma prática para o cálculo dos *stubs* é com o uso da carta de Smith.

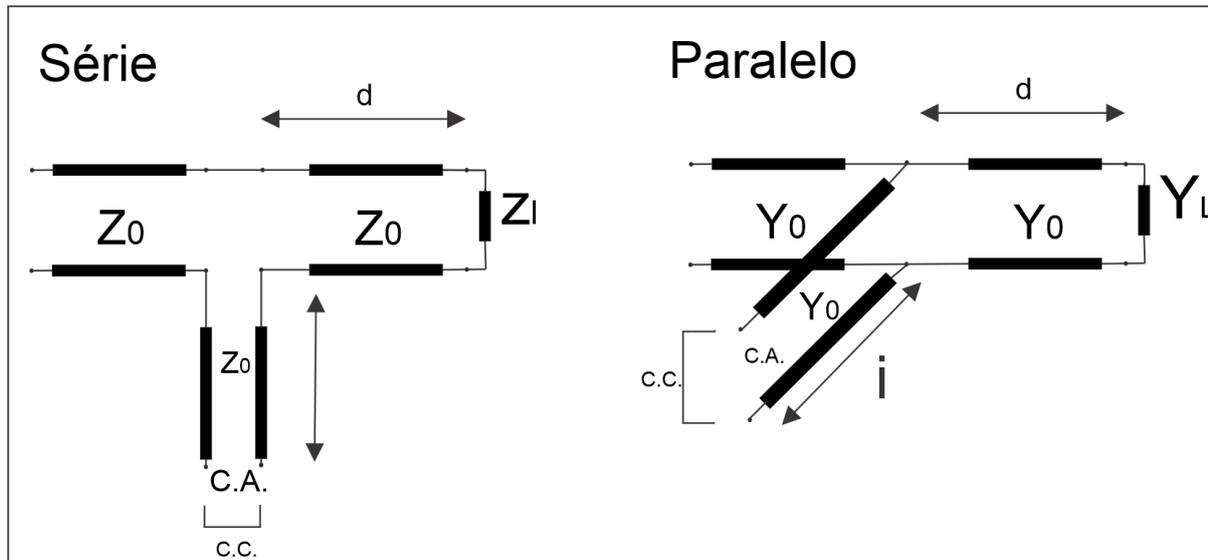


Figura 5 - *Stubs* em série e paralelo

Fonte: Autores

2.2 Carta de Smith

Em 1939, foi sugerida por Phillip H. Smith, uma maneira mais simplificada para examinar os casamentos de impedância em linhas de transmissão utilizando métodos gráficos. Para fazer todas as análises gráficas, partia-se do ponto de que, a partir do coeficiente de reflexão (2), todos os possíveis valores das impedâncias estariam relacionados uns aos outros sobre uma circunferência [9]. Para ilustrar essa demonstração [6], a partir da equação do coeficiente de reflexão:

$$\Gamma = \frac{Z_L - R_0}{Z_L + R_0} = |\Gamma|e^{j\theta_r} \quad (4)$$

A impedância de entrada do circuito é dada como:

$$\underline{Z} = \underline{R} + j\underline{X} \quad (5)$$

Normalizando a impedância em relação à impedância característica da LT, tem-se que:

$z_L = \frac{Z_L}{R_0} = \frac{R_L}{R_0} + j \frac{X_L}{R_0} = r + jx$	(5)
--	-----

A partir do coeficiente de reflexão, agora expressado por sua parte real e imaginária, pode ser escrita como:

$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i = \frac{z_L - 1}{z_L + 1}$	(6)
---	-----

Após manipulação algébrica em (5) e (6), é possível chegar a duas equações importantes:

$r = \frac{1 - \Gamma_r^2 - \Gamma_i^2}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$	(7)
---	-----

$x = \frac{2\Gamma_i}{(1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2}$	(8)
---	-----

Para a (7), pode-se manipular algebricamente para poder chegar no seguinte resultado:

$\left(\Gamma_r^2 - \frac{r}{1+r}\right)^2 + \Gamma_r^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2$	(9)
---	-----

A equação anterior pode ser interpretada como uma equação de circunferência com centro no ponto:

$(\Gamma_r, \Gamma_i) = \left(\frac{r}{r+1}, 0\right)$	(10)
--	------

E raio:

$\text{raio } a = \frac{1}{r+1}$	(11)
----------------------------------	------

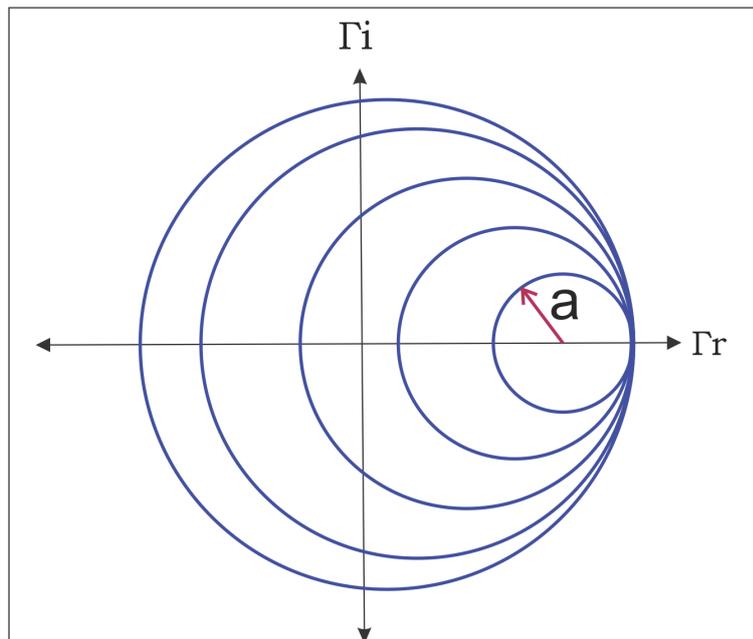


Figura 6 - Resultado dos plots de (9)

Fonte: Autores

A Figura 7 mostra os resultados para alguns valores de resistências normalizadas. O mesmo processo feito em (7) pode ser feito em (8), gerando as equações a seguir:

$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2$	(12)
---	------

Centralizado no ponto:

$(\Gamma_r, \Gamma_i) = \left(1, \frac{1}{x}\right)$	(13)
--	------

E raio:

$a = \Gamma = 1$	(14)
--------------------	------

A Figura 8 mostra a formação da carta de Smith, com algumas plotagens de (9) e (12) para a visualização do esboço do formato final.

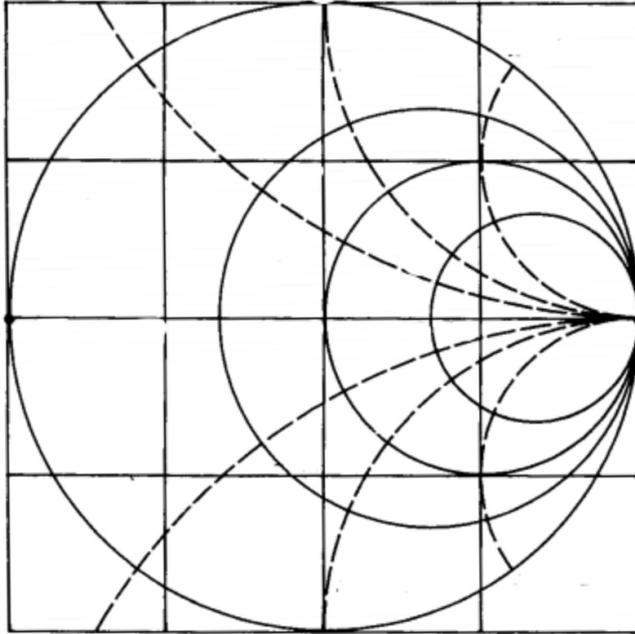


Figura 7 - Resultado dos plots de (9) e (12) sobrepostos

Fonte: Cheng, 1989 (Adaptado)

A Figura 9 mostra a forma padrão da carta de Smith utilizada nos cálculos envolvendo linhas de transmissão e guias de ondas.

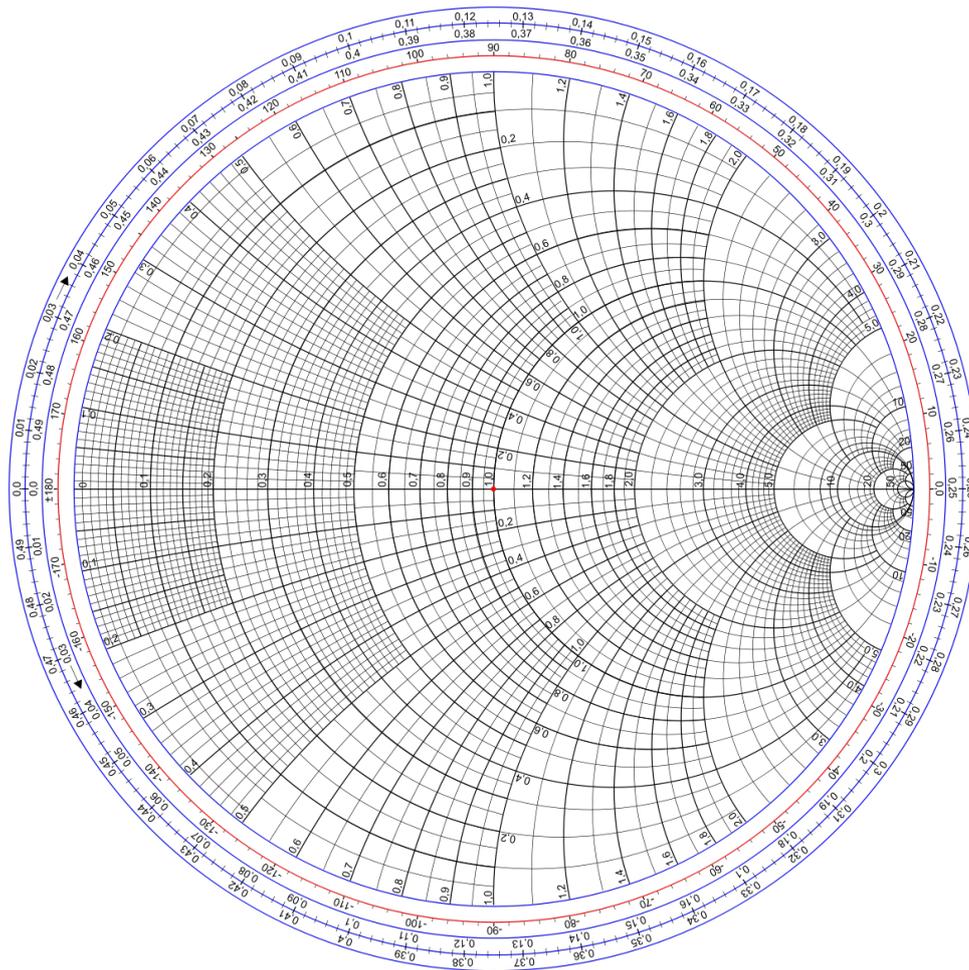


Figura 8 - Carta de Smith Completa

Fonte: Disponibilizada abertamente em [9]

2.3 Bandas Eletromagnéticas Proibidas

As bandas eletromagnéticas proibidas (EBG - Eletromagnetic Band Gap) são consequências da utilização de estruturas periódicas. Elas podem ser fabricadas em materiais dielétricos ou metálicos, e as estruturas periódicas são introduzidas em um meio dielétrico. Como consequência, apresentam uma resposta seletiva em frequência. Ou seja, existe a possibilidade de modelar a propagação eletromagnética, restringindo a propagação de algumas bandas não necessárias [10,11].

As bandas proibidas são originadas das sobreposições de reflexões de ondas. Ao se emitir uma onda eletromagnética em uma estrutura periódica, surge uma onda estacionária, e assim, a transmissão é anulada. A Figura 9 mostra, de forma

simplificada, a formação de uma região de banda proibida em uma estrutura periódica. A primeira onda corresponde ao incidente que penetra na estrutura. A cada período da estrutura haverá a reflexão da onda. Na formação da banda proibida, todas as refletidas possuem a mesma fase, conforme pode ser observado na figura. A cada período da estrutura, as ondas refletidas irão interferir na onda incidente de modo a cancelá-la, como ilustrado na figura através da onda resultante.

Esse efeito pode ser melhor explicado graças à diferença de impedância nas microfitas de cada célula da estrutura periódica. Como será visto posteriormente no item 3.2.2 . O projeto dessas estruturas periódicas pode ser feito com o intuito de gerar uma EBG no espectro desejado. Utilizando duas estruturas diferentes, é possível gerar EBG's distintas em faixas de frequências distintas.

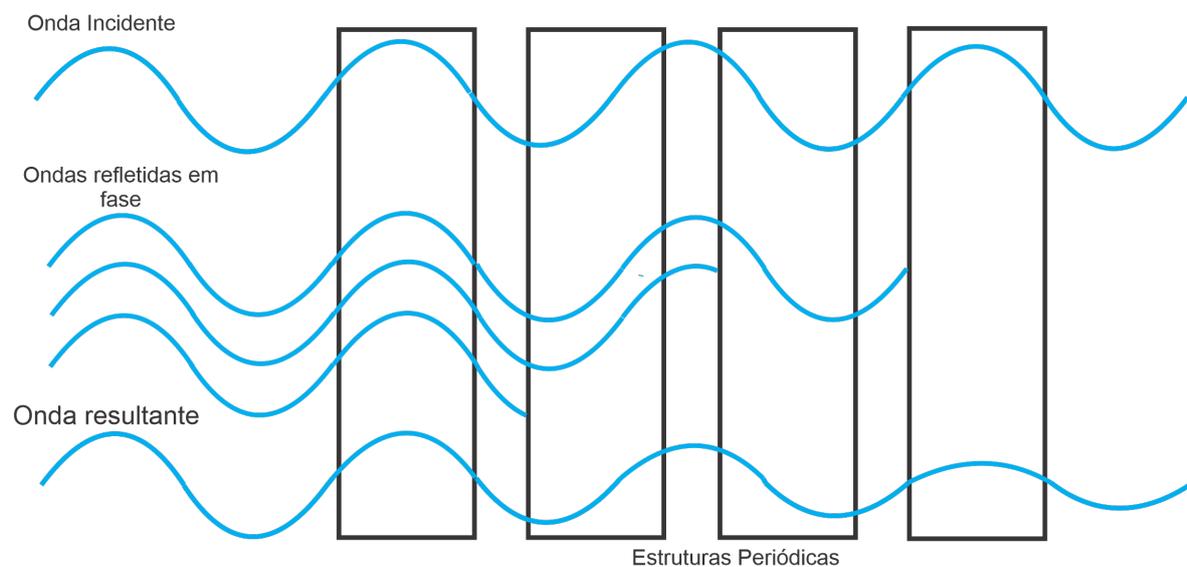


Figura 9 - Reflexões em uma estrutura periódica
Fonte: Autores

2.4 Parâmetros de Espalhamento - (Parâmetros S)

Os chamados parâmetros S são empregados tanto em projetos, quanto em análises de dispositivos em microondas devido à facilidade do uso em experimentos em temas relacionados. O que não ocorre em outros tipos de parâmetros, como o 'H', 'Y' e 'Z' [12].

A partir da Figura 10 que se refere ao circuito, pode-se equacionar os parâmetros S, de forma que possa ser criada uma análise de todos os parâmetros S.

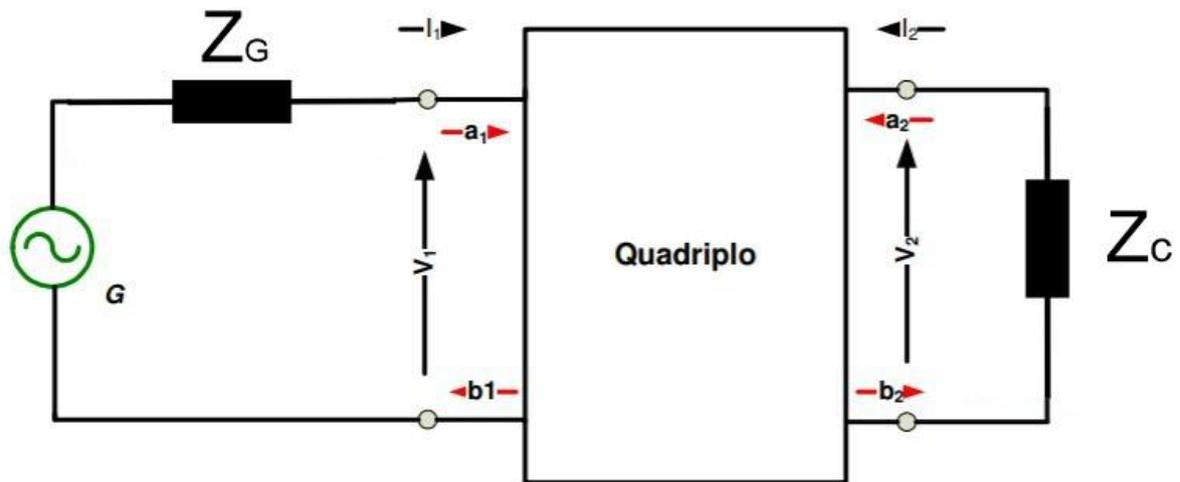


Figura 10 - Circuito Quadripolo.

Fonte: Autores

$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$	(14)
-------------------------------	------

$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$	(15)
-------------------------------	------

Ou também pode ser escrito na forma matricial, como feito a seguir

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

A partir das equações (14),(15) e (16), podemos chegar a definição dos parâmetros S para um quadripolo, como sendo:

$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$ sendo que $a_2 = 0 \Rightarrow$ Coeficiente de reflexão de tensão na porta 1 usando a saída casada com relação a Z_0 ($Z_c = Z_0$).

$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$ sendo que $a_1 = 0 \Rightarrow$ Coeficiente de reflexão de tensão na porta 2 usando a entrada casada com relação a Z_0 ($Z_c = Z_0$) e $V_g = 0$.

$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$ sendo que $a_2 = 0 \Rightarrow$ Ganho de tensão direto no quadripolo.

$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$ sendo que $a_1 = 0 \Rightarrow$ Ganho de transmissão reverso do quadripolo.

Para as análises que serão feitas nos itens posteriores, usaremos tanto S_{11} , quanto S_{21} como principais fontes de comparação entre cada um dos projetos efetuados.

3. Materiais e Métodos

3.1 Materiais

Materiais utilizados no projeto estão listados abaixo:

- 2 Notebooks
- Software Ansoft HFSS
- Software Matlab
- Software Origin
- Software CorelDRAW

Todos os Softwares utilizados no desenvolvimento deste trabalho têm licenças disponibilizadas pela Faculdade de Tecnologia, Universidade Estadual de Campinas, ou possuem versões gratuitas por tempo limitado.

3.1.1 Software Ansoft HFSS

É um software de simulação eletromagnética 3D para projetar e simular produtos eletrônicos de alta frequência, como antenas, conjuntos de antenas, componentes de RF ou micro-ondas [13].

Atualmente a empresa que está vendendo as novas versões do HFSS é a Ansys, mas, a versão utilizada foi a HFSS 13, de quando o software era produzido pela Ansoft, que foi comprada pela atual responsável em 2008 [14].

O software se baseia no método dos elementos finitos [15], a versão HFSS 13 foi escolhida, pois é a mesma disponível nos computadores da universidade e os alunos da graduação em engenharia de telecomunicações adquirem familiaridade quando cursam a disciplina Laboratório de Ondas Guiadas com código TT607.

3.1.2 Software Matlab

O Matlab, ou Matrix Laboratory, é um software destinado a cálculos numéricos e gráficos científicos com ponto forte em cálculos matriciais. Possui também, muitas

funções específicas e ferramentas internamente implementadas, de modo a facilitar o uso do programa pelo usuário [16,17].

O projeto fez uso do software para cálculos simples a fim de confirmar os valores obtidos em [4] de largura das microfitas e projeção de gráficos de banda proibida.

3.1.3 Software Origin

Origin é um software de análise de dados e gráficos da empresa OriginLab, muito utilizado por cientistas e engenheiros em indústrias, universidades e laboratórios do mundo todo [18].

Foi utilizado para gerar os gráficos com as respostas das portas S_{11} e S_{21} da matriz de parâmetros S do circuito, essas portas correspondem respectivamente ao coeficiente de reflexão na entrada do circuito e o ganho de transmissão direto [7].

3.1.4 Software CoreIDRAW

O CoreIDRAW é um programa desenvolvido pela Corel Corporation, e possibilita a criação de desenhos vetoriais bidimensionais. As imagens que mostram cada componente do projeto com suas dimensões foram feitas usando este software.

3.2 Métodos

Abaixo, apresentamos os métodos utilizados para a construção do projeto:

3.2.1 Estudo teórico

A inspiração inicial deste trabalho tem como base o estudo desenvolvido pela mestrande Ana Gabrielle Sahu, e a partir do projeto apresentado [5], foi possível realizar o desenvolvimento dos casadores de impedâncias propostos no objetivo principal deste trabalho. As simulações foram realizadas utilizando o software Ansoft HFSS 13, minimizando a área ocupada pelas microfitas dos *stubs*. As simulações foram feitas para os dois casamentos apresentados no artigo, para uma situação com frequência $f_1=2,4$ GHz e $f_2 = 5,0$ GHz e outra mais voltada para a tecnologia 5G, com $f_1= 2,3$ GHz e $f_2 = 3,5$ GHz.

3.2.2 Desenvolvimento e Simulações

Inicialmente, a arquitetura básica utilizada por Anna Gabrielle Sahu, representada na Figura 11, é composta por uma microfita de guiamento principal ligada a uma carga Z_l e dois *stubs*. É possível notar nesta figura a presença de estruturas periódicas ao longo do *stub*. Uma célula desta estrutura é composta por duas microfitas com mesmo comprimento, mas de diferentes impedâncias características [5].

Assumindo um par de frequências de operação f_1 e f_2 e que Z_l apresenta valores distintos para cada uma delas, então, ao projetar o casamento com a carga em f_1 , o *Stub 2* não deve interferir. Deste modo, a estrutura periódica presente em seu corpo é projetada para criar uma zona de banda proibida que inclua f_1 , isolando-o da microfita nesta frequência. Já o *Stub 1* possui uma estrutura periódica a fim de gerar uma banda proibida que inclua f_2 .

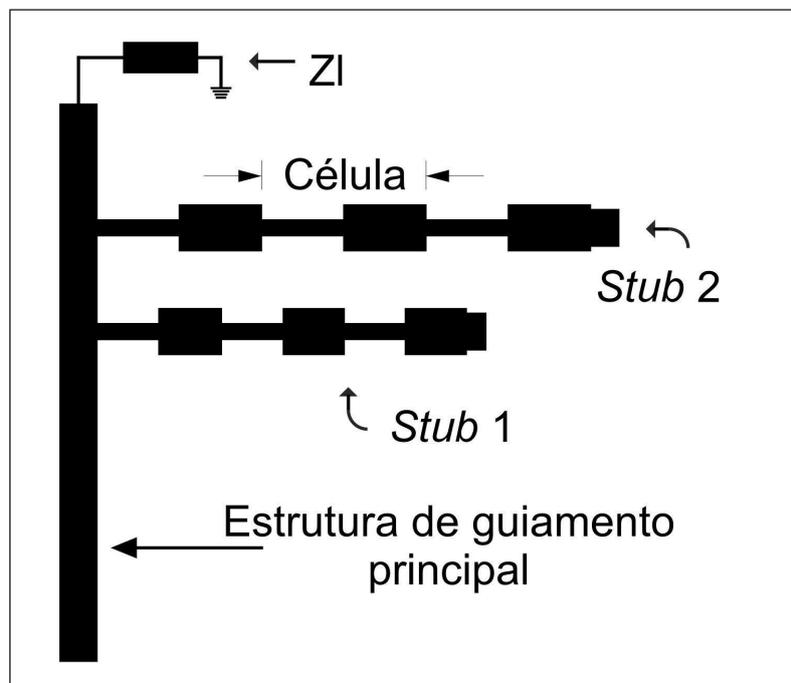


Figura 11 - Arquitetura simplificada do casador de impedância de duas bandas.

Fonte: Autores

No artigo [5], o projeto possui quatro células unitárias por *stub*, compostas por duas microfitas com diferentes impedâncias características, uma de 35Ω e outra de 71Ω , sendo assim, a impedância da estrutura periódica pode ser aproximada por

$\sqrt{35.71} = 50\Omega$ [5]. Para este trabalho, foi inserida mais uma célula em ambos os *stubs*, pois com cinco células a rejeição da EBG é forte o suficiente para garantir que os *stubs* trabalhem de maneira independente.

Para o primeiro caso, em que o objetivo foi realizar o casamento de impedância nas frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz, usou-se como material do substrato o FR4 com permissividade elétrica relativa de 4,3, tangente de perdas de $18,0 \times 10^{-3}$ e altura de 1,6 mm. Foi utilizado como terra do circuito uma camada inferior de cobre com espessura de 15 μm .

O *stub* responsável pelo casamento em 2,4 GHz possui células com 16,8 mm de comprimento, enquanto o responsável pela frequência em 5,0 GHz possui células com 35 mm.

Com equações presentes em [5], é possível determinar β_{ef} , coeficiente de fase efetiva da célula. Deste modo, ao traçar a curva de β_{ef} da célula de 35 mm utilizada neste primeiro modelo em função da frequência, nota-se uma banda proibida na faixa entre 1,9 GHz e 2,9 GHz, como mostra a Figura 12.

O mesmo pode ser feito para a célula de 16,8 mm, a curva de seu β_{ef} em função da frequência presente na Figura 13 mostra uma banda proibida entre 3,8 GHz e 6,0 GHz.

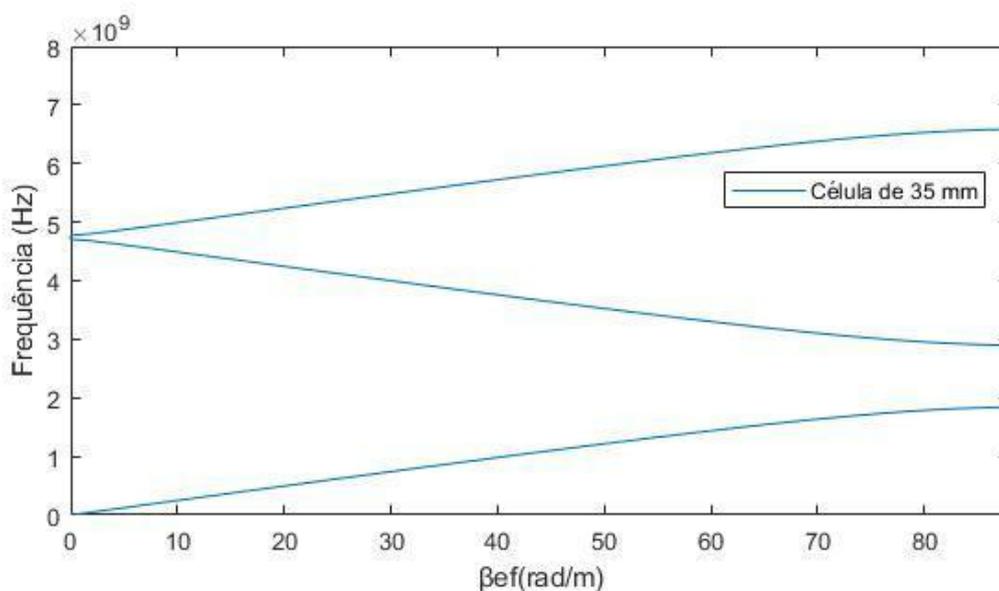


Figura 12 - Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para célula de 35 mm.
Fonte: Autores

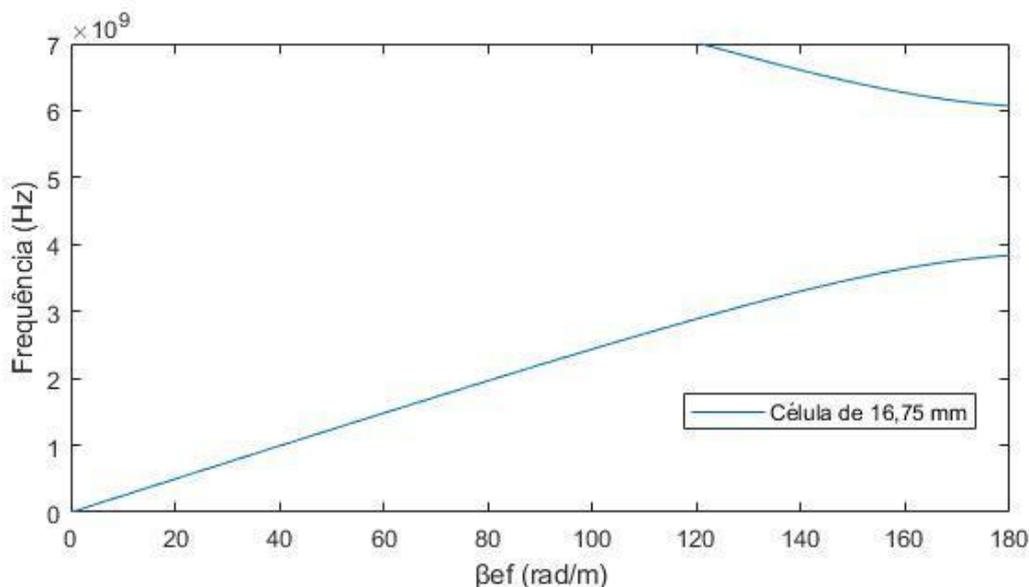


Figura 13 - Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para célula de 16,8 mm.
Fonte: Autores

A estrutura de guiamento principal é uma microfita de 50Ω com largura de 3,1 mm, ligada a uma carga de 50Ω por uma microfita de 70Ω com largura de 1,7 mm e comprimento de 10 mm. A largura das microfitas que compõem as células foi de 5,3 mm para a com impedância característica de 35Ω e 1,6 mm para a com impedância característica de 71Ω , assim como em [5].

Importante notar que com a microfita de 70Ω no circuito, obtém-se uma carga resultante de aproximadamente $71 + j24 \Omega$ em 2,4 GHz e de $91 - j17 \Omega$ em 5,0 GHz [5].

Os *stubs* devem ter um comprimento mínimo para garantir o casamento, desse modo, quando o comprimento total das cinco células somado não atinge o valor mínimo, é adicionado ao seu fim uma microfita de 50Ω com o comprimento restante [5].

Com o auxílio da carta de Smith [6], foram calculados comprimentos mínimos de 85,1 mm e 183,7 mm para os *stubs* de 2,4 GHz e 5,0 GHz, respectivamente. Com estes valores mínimos, foi necessário acrescentar ao primeiro uma microfita de 50Ω com 1,4 mm e ao segundo uma microfita de 50Ω de 8,7 mm.

Utilizando do mesmo método foram calculados os valores das distâncias entre a carga e os *stubs*. O *Stub 2* está situado a 3,2 mm da carga e a distância entre os dois *stubs* é de 9,8 mm. A Figura 14 mostra o adaptador de impedâncias desenvolvido em [5] para as frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz com as distâncias calculadas.

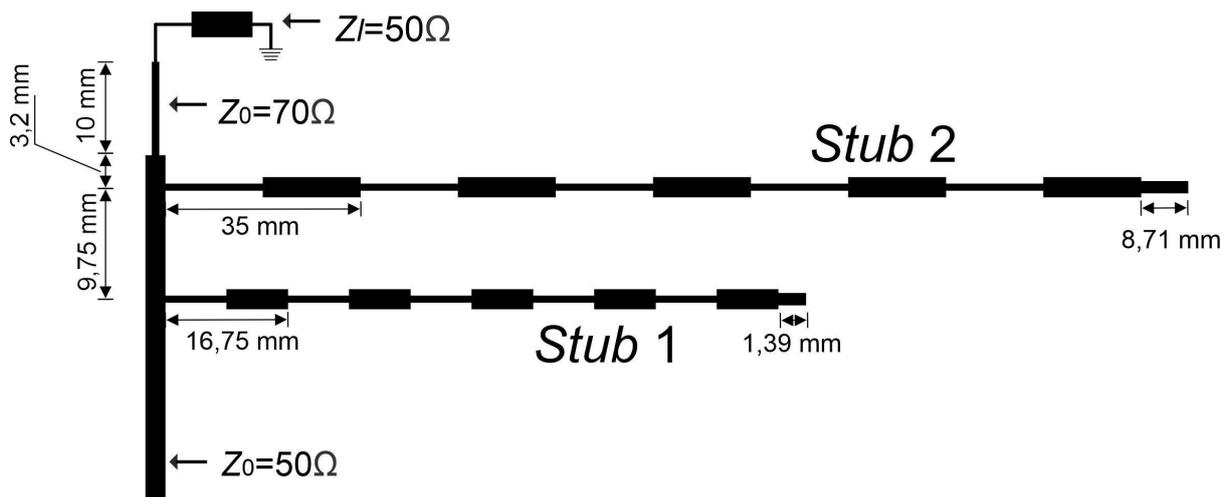


Figura 14 - Casador de impedância para as frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz.
Fonte: Autores

Já para a segunda situação, casamento para as frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz simultaneamente, foi utilizado um substrato Rogers RT/duroid® 5880 com permissividade elétrica relativa de 2,2, tangente de perda de $9,0 \times 10^{-4}$, altura do substrato de 0,5 mm e, por fim, a camada de cobre inferior denominada de terra, possui espessura de 18 μm [5].

As células tiveram seu tamanho calculado mantendo as microfitas de 35 Ω e 71 Ω já citadas, dessa forma, para o *stub* responsável pelo casamento em 2,3 GHz, encontrou-se o valor de 31 mm de comprimento para a célula, enquanto o *stub* responsável pela frequência em 3,5 GHz possui células com 48 mm.

Pelas curvas dos gráficos presentes na Figura 15 e 16, observa-se que para os comprimentos de células calculados, formam-se zonas de banda proibida na faixa de 2,3 GHz e 3,5 GHz.

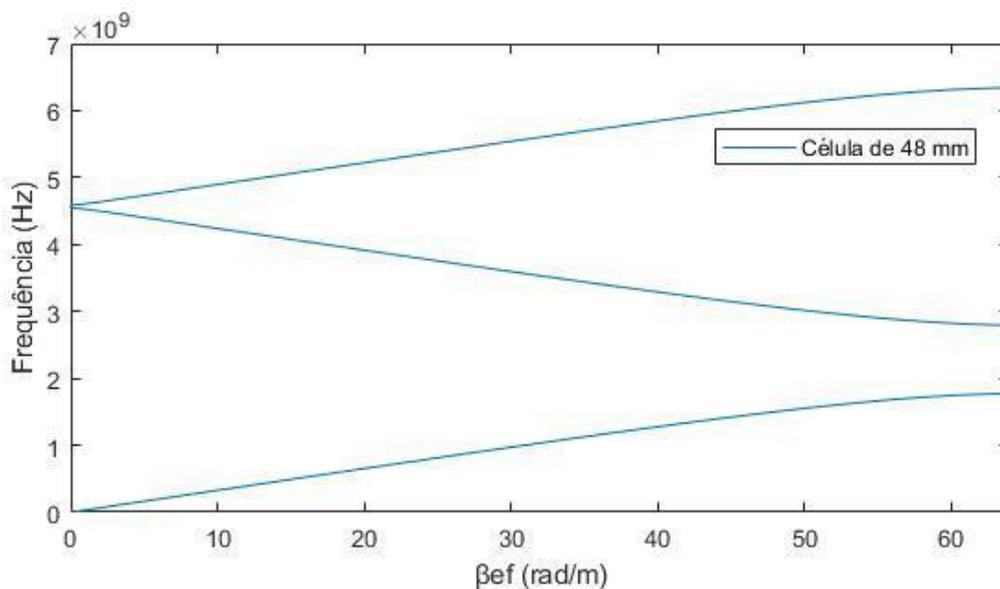


Figura 15 - Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para célula de 48 mm.

Fonte: Autores

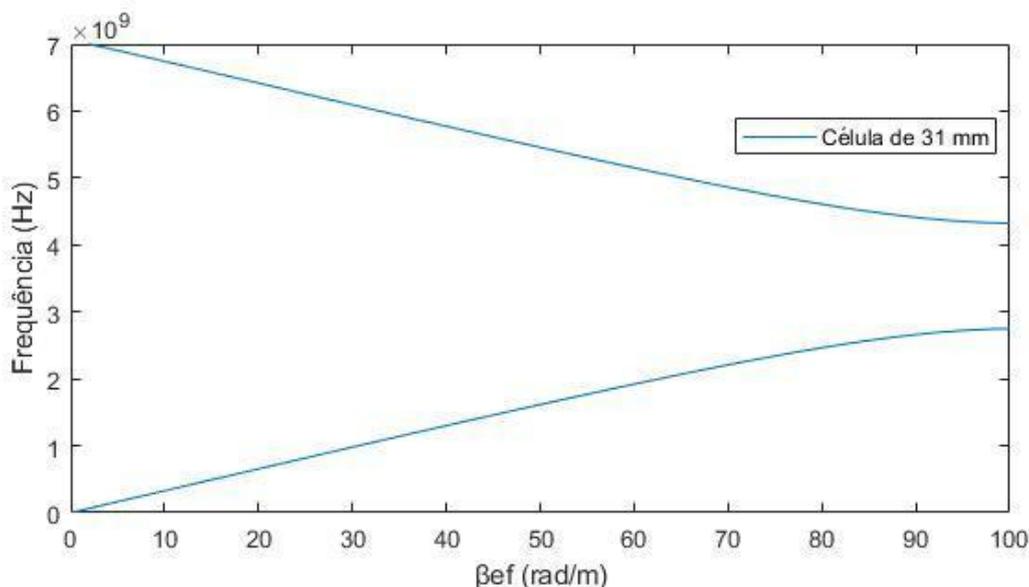


Figura 16 - Curva de dispersão β_{ef} em função da frequência para célula de 31 mm.

Fonte: Autores

A largura das microfita que compõem as células foi de 2,6 mm para a com impedância característica de 35 Ω e 0,9 mm para a de impedância característica de 71 Ω . Já as microfita de 50 Ω possuem 1,6 mm.

Neste projeto de casamento para frequências relacionadas ao 5G, não foi utilizada a microfita de 70 Ω entre a carga e a estrutura de guiamento principal. Contudo, uma porta de saída com impedância de 76 + j35 Ω foi adicionada durante a simulação.

As contas para esta segunda parte foram feitas seguindo o método anterior e encontraram-se comprimentos mínimos de 164,0 mm e 282,8 mm para os *stubs* de 2,3 GHz e 3,5 GHz, respectivamente. Com esses valores mínimos, foi necessário acrescentar ao primeiro uma microfita de 50Ω com 9,0 mm de comprimento e ao segundo, uma microfita de 50Ω e comprimento de 42,8 mm.

As posições dos *stubs* também foram calculadas com o uso da carta de Smith. O *stub* 1 está a 8,5 mm da carga e a distância entre os dois *stubs* é de 10,5 mm. A Figura 17 mostra o adaptador de impedâncias desenvolvido para as frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz com as distâncias calculadas.

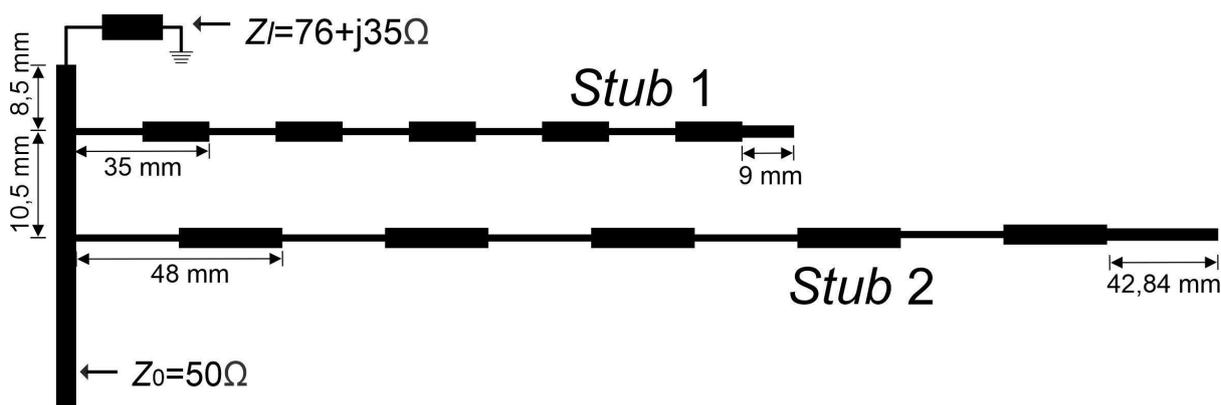


Figura 17 - Casador de impedância para as frequências de 2,3 GHz e 3,5 GHz.

Fonte: Autores

Todas as microfitas citadas nesta seção são de material cobre com permissividade relativa igual a 1, porém, possuem diferentes espessuras para cada modelo apresentado. Para projetos com as frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz, utilizou-se a espessura de $15 \mu\text{m}$, enquanto nos projetos para 2,3 GHz e 3,5 GHz, $18 \mu\text{m}$ de espessura. Desse modo, todos os valores a serem utilizados nas simulações foram apresentados.

3.2.3 HFSS

Como dito em seções anteriores, as simulações deste projeto foram feitas através do software HFSS 13, da Ansoft. Inicialmente, foi construída no software uma versão do casador de impedância para as frequências de 2,4 GHz e 5,0 GHz, com um projeto simples e sem inserir dobras. O intuito de realizar essa simulação foi de confirmar a construção correta de todos os componentes do circuito.

Contudo, os dois *stubs* foram dispostos de lados distintos da estrutura de guiamento principal, assim como mostra a Figura 18, a fim de evitar interferências. Caso estejam do mesmo lado e muito próximos, pode ocorrer acoplamento de onda de um *stub* no outro.

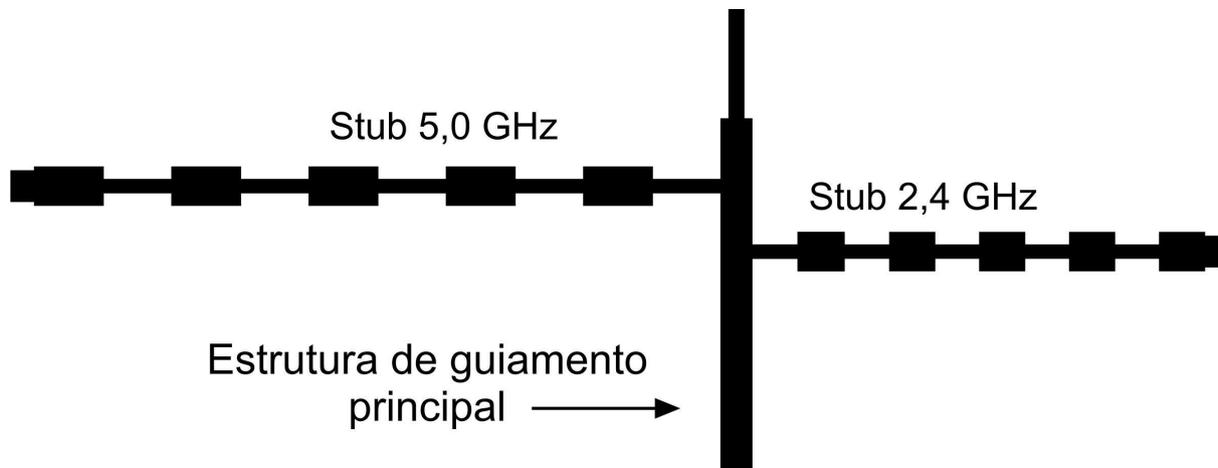


Figura 18 - Disposição dos *stubs* para simulação inicial.
Fonte: Autores

As portas de entrada receberam valores de 50Ω para os dois modelos simulados, já a porta de saída do modelo de 2,3 GHz e 3,5 GHz, recebeu o valor de $76 + j35 \Omega$, enquanto a porta de saída do modelo para 2,4 GHz e 5,0 GHz, recebeu o valor de 50Ω , uma vez que a microfita de 70Ω , ao fim da estrutura de guiamento principal, é a responsável por causar o descasamento a ser resolvido com os *stubs*.

Por fim, foi configurada uma solução de baixa precisão, a fim de obter um resultado rapidamente para confirmar se os componentes foram posicionados corretamente no software.

Após a conclusão da simulação, é possível projetar gráficos e analisar as respostas de interesse. Mais detalhes sobre a construção, menus, configuração e parâmetros do software constam no Apêndice A.

Neste caso, foi gerado um gráfico que tinha no eixo horizontal um intervalo de 1,0 GHz até 6,0 GHz em escala linear, enquanto o eixo vertical continha uma escala logarítmica em decibéis.

Com resultados apresentando valores próximos aos encontrados em [5], deu-se início ao objetivo principal do estudo: modificar o projeto, inserindo curvas no decorrer das microfitas dos *stubs*, buscando diminuir a área de ocupação deles sobre o substrato.

As curvas inseridas ao longo dos *stubs* para todas as simulações deste trabalho foram feitas em 90°, a fim de evitar alterar o comprimento original das microfita.

Todas as curvas possuem espessura e materiais idênticos aos das microfita em que foram inseridas e seguem o princípio apresentado no artigo de K. Gupta [19], no qual os cantos da curvatura foram chanfrados.

Ou seja, ao invés de um quadrado ser inserido no espaço entre a divisão da microfita, como mostrado na Figura 19 em vermelho, é removido um triângulo isósceles do canto externo, resultando no triângulo azul da Figura 19, isto implica em uma menor magnitude para o coeficiente de reflexão das curvaturas.

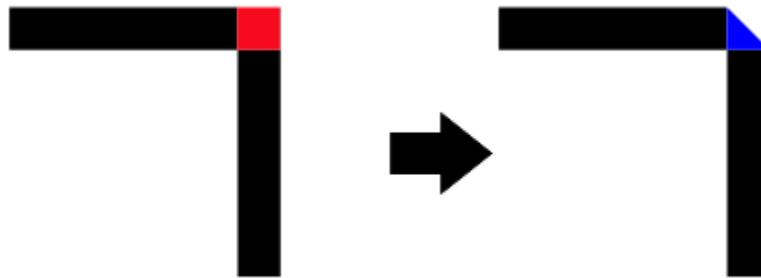


Figura 19 - Modelo de dobra utilizado nas microfita.

Fonte: Autores

4. Resultados

Nesta seção será discutido sobre os testes e resultados encontrados por meio das simulações. Os comprimentos e larguras do substrato variaram em cada simulação, já a estrutura de guiamento principal acompanhou as variações de comprimento do substrato, mantendo sua largura inicial intacta.

Estas variações não serão detalhadas, pois não têm influência significativa no resultado final das simulações. Entretanto, o foco foi diminuir a disposição horizontal dos *stubs* ao mesmo tempo em que não aumentasse muito sua disposição vertical.

4.1 Simulações para frequências 2,4 GHz e 5,0 GHz

4.1.1 Projeto A

Neste experimento inseriu-se uma grande quantidade de curvas no maior *stub* a fim de compactá-lo. Foram inseridas nove dobras ao longo de seu comprimento. Já para o de 2,4 GHz, foram inseridas apenas três curvas. É possível conferir as dimensões e disposição dos *stubs* na Figura 20.

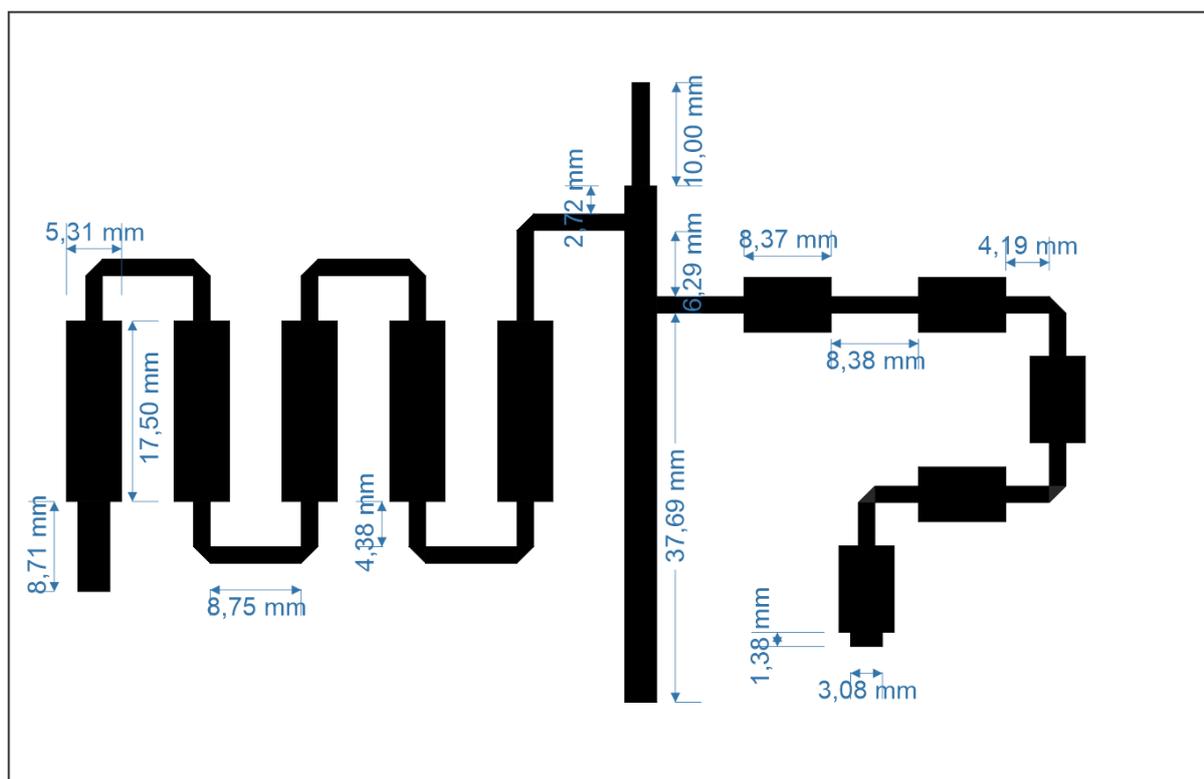


Figura 20 - Projeto A proposto para casamento de impedância em 2,4 GHz e 5,0 GHz.

Foi obtida como nova largura horizontal de 39,6 mm para o *stub* em 2,4 GHz, o que significa uma redução de 53,4 % em sua dimensão. Já para o *stub* em 5,0 GHz, reduziu-se horizontalmente para 52,0 mm, resultando em 71,7 % de redução espacial quando comparado ao comprimento sem curvas.

Os resultados para essa simulação estão ilustrados na Figura 21. Através dela, nota-se um leve deslocamento: o pico de S_{11} alcança -30,4 dB, enquanto S_{21} marca -1,0 dB em 2,4 GHz, em vez de 2,4 GHz. Já para 5,0 GHz, observa-se que S_{11} e S_{21} atingem valores de -20,2 dB e -2,7 dB.

Essas diferenças ocorrem devido ao erro introduzido pela discretização da geometria. Para diminuir esse erro, deve-se aumentar o número de elementos tetraédricos no HFSS. Porém, há limitações impostas pelos recursos computacionais disponíveis e não foi possível realizar um refinamento na discretização da geometria.

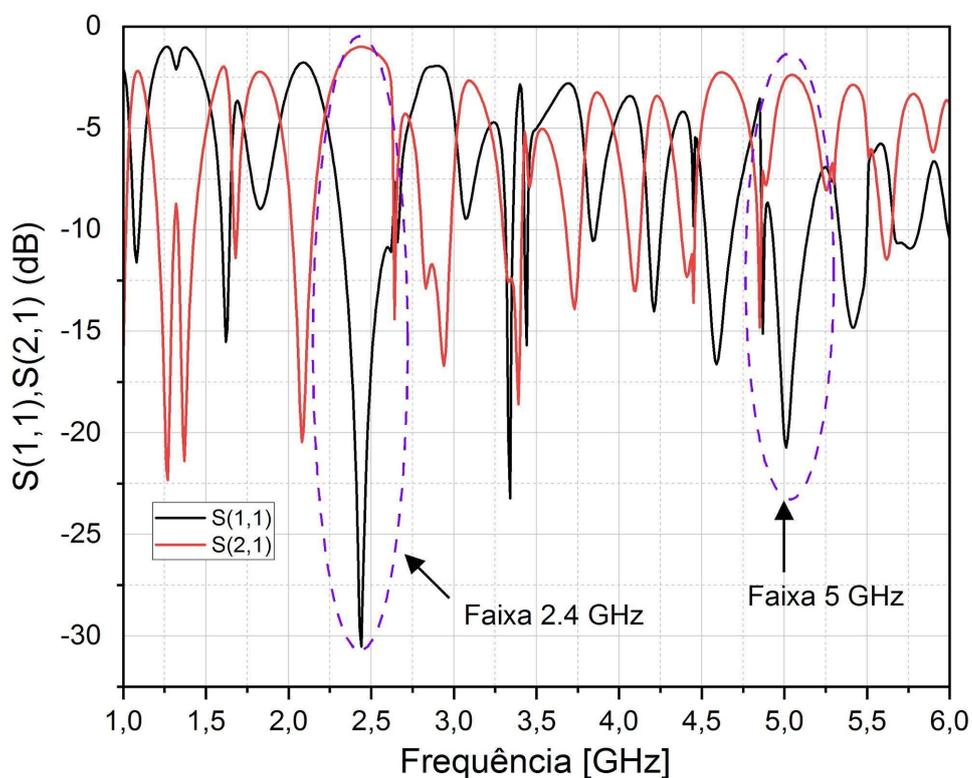


Figura 21 - Resultado do projeto A.

4.1.2 Projeto B

Neste projeto foi buscado reduzir mais as dimensões, para isso, implementou-se o adaptador mostrado na Figura 22. Nesse caso, inseriu-se três dobras no *stub* para 2,4 GHz, como no projeto anterior, e oito dobras no de 5,0 GHz. A Figura 23 apresenta os valores encontrados, S_{11} e S_{21} para a faixa de 2,4 GHz foram -16,6 dB e -1,2 dB respectivamente, para a faixa de 5,0 GHz -21,6 dB e -2,7 dB, respectivamente. Assim como o anterior, tem um leve desvio na frequência.

Todavia, este projeto possui o pior desempenho quando comparado com outros que buscavam o mesmo casamento. Principalmente por apresentar valor para S_{11} de -16,6 dB na faixa de 2,4 GHz, o mais elevado entre todos os projetos das seções 4.1 e 4.2. Isto indica que ao dispor o *stub* de 2,4 GHz como o da Figura 22, as dobras aumentam o coeficiente de reflexão do circuito se comparado aos outros projetos.

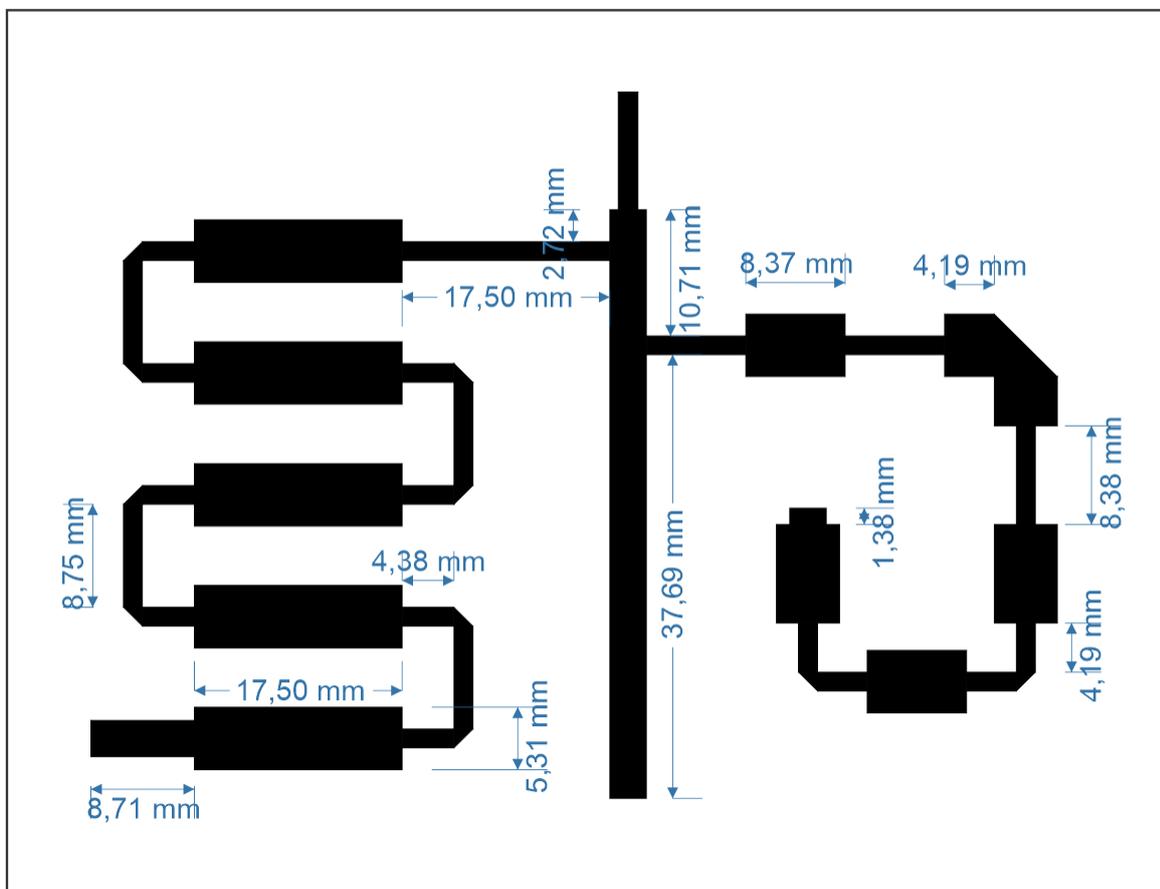


Figura 22 - Projeto B proposto para casamento de impedância em 2,4 GHz e 5,0 GHz.

Fonte: Autores

Neste projeto, tanto para o *stub* em 2,4 GHz quanto para 5,0 GHz foram notadas significantes reduções em seu eixo horizontal. Foi obtida uma nova largura horizontal de 26,2 mm para o *stub* em 2,4 GHz, o que significa uma redução de 76,7 % em sua dimensão. Já para o *stub* em 5,0 GHz, reduziu-se horizontalmente para 43,7 mm, resultando em 69,2 % de redução espacial quando comparado ao comprimento original.

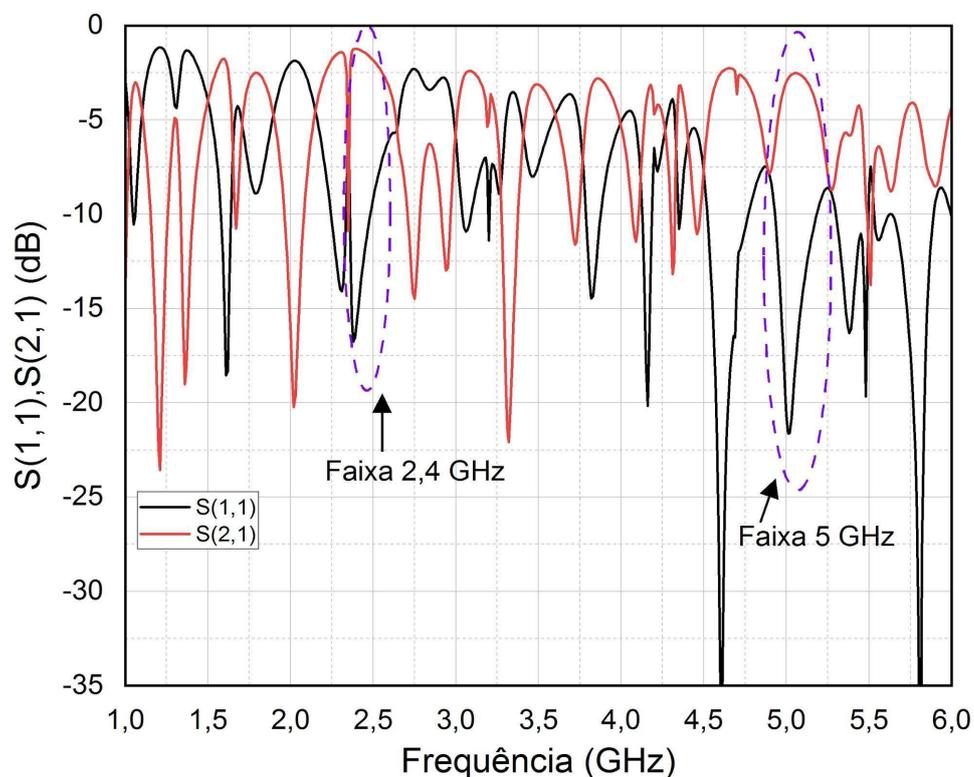


Figura 23 - Resultado do projeto B.

Fonte: Autores

4.1.3 Projeto C

Neste projeto, Figura 24, foram inseridas menos curvas. Apenas quatro no *stub* de 5,0 GHz e três em 2,4 GHz. Como consequência, a estrutura não ficou compacta como os projetos apresentados anteriormente. Contudo, menos curvas indicam menores magnitudes de coeficiente de reflexão acrescentadas no circuito.

Ao analisar a Figura 25, observam-se valores de S_{11} e S_{21} em -25,4 dB e -1,1 dB, respectivamente para a faixa de 2,4 GHz e -29,4 dB e -3,0 dB, respectivamente para a faixa de 5,0 GHz.

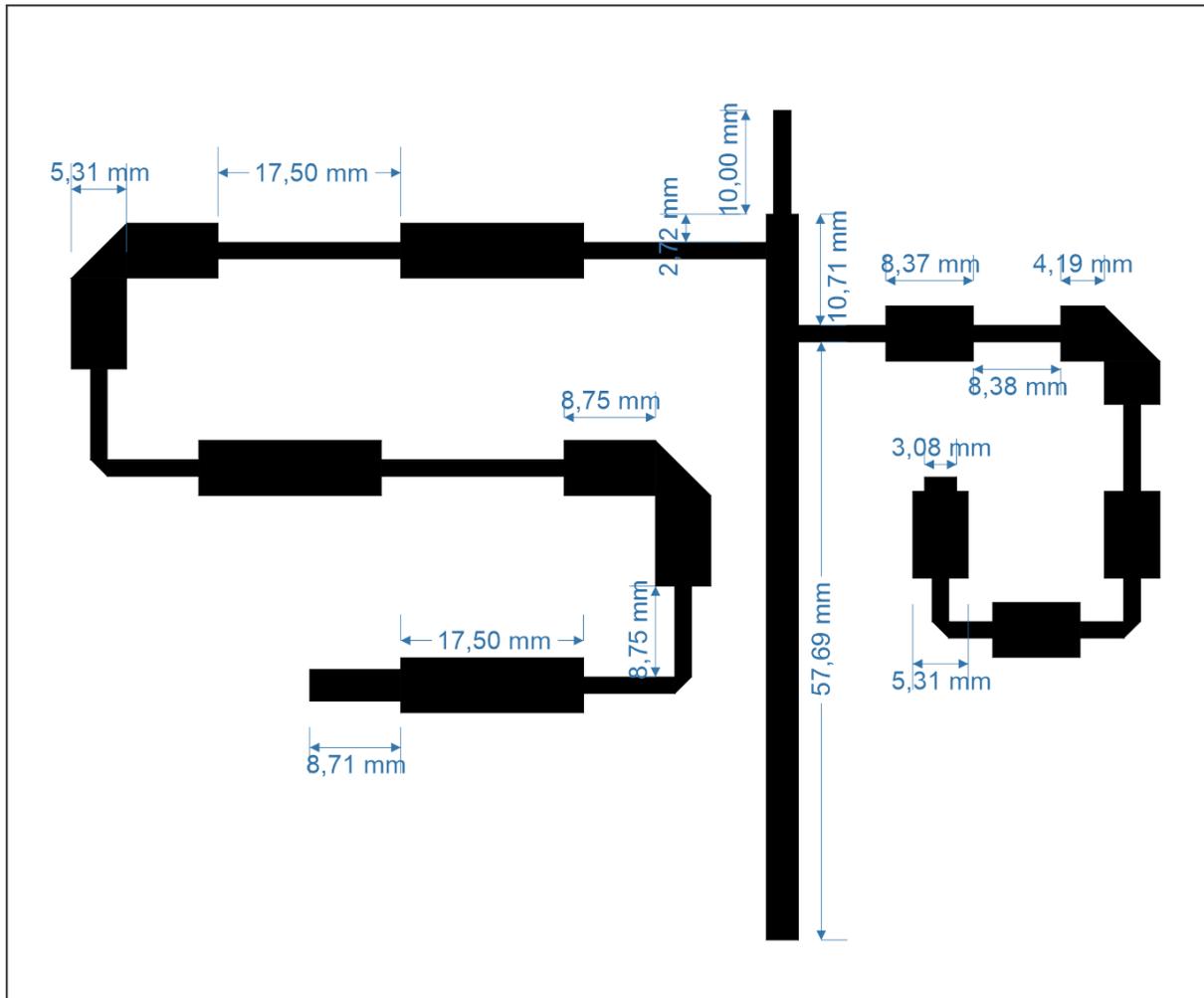


Figura 24 - Projeto C proposto para casamento de impedância em 2,4 GHz e 5,0 GHz.

Fonte: Autores

Tanto para o *stub* em 2,4 GHz quanto para 5,0 GHz foram notadas significantes reduções em seu eixo horizontal. Foi obtida uma nova largura horizontal de 34,6 mm para o *stub* em 2,4 GHz, o que significa uma redução de 63,8 % em sua dimensão. Já para o *stub* em 5,0 GHz, reduziu-se horizontalmente para 66,6 mm, resultando em 63,6% de redução espacial quando comparado ao comprimento sem curvas.

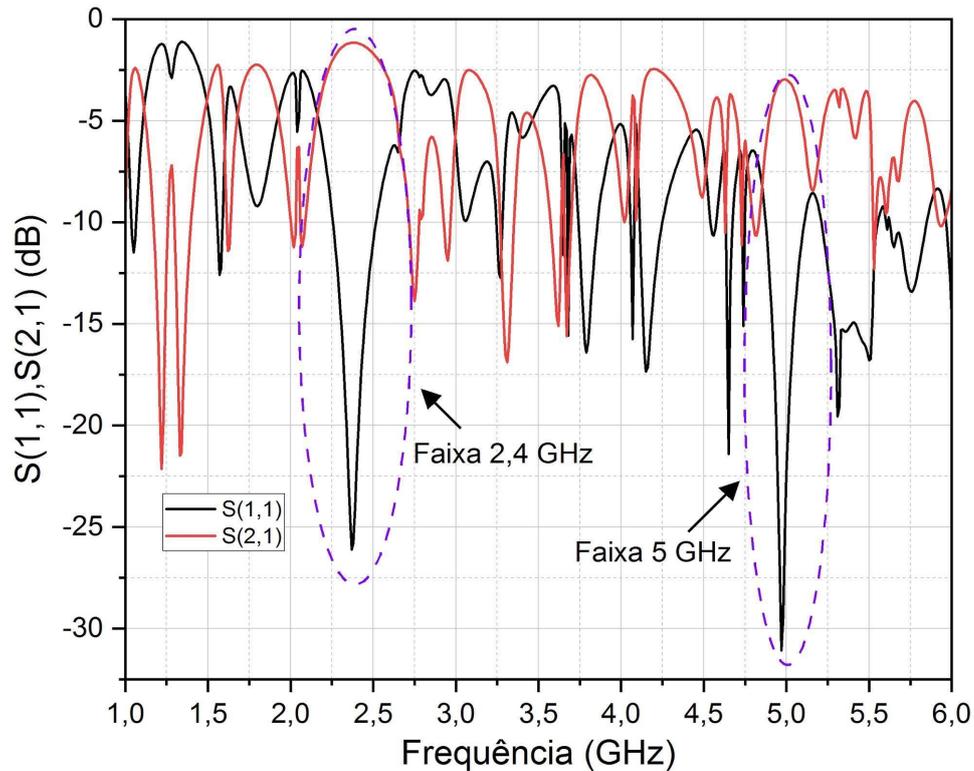


Figura 25 - Resultado do projeto C.

Fonte: Autores

4.2 Simulação para as frequências 2.3GHz e 3.5 GHz

Conforme apresentado durante a seção 3.2.2, as células das estruturas periódicas presentes no casamento envolvendo estas duas frequências são maiores do que para o par de frequências anterior, deste modo, foi necessário inserir mais dobras ao longo do *stub* a fim compactá-lo.

4.2.1 Projeto D

O primeiro projeto para as frequências do 5G pode ser visto na Figura 26. Como pode ser observado, realizou-se 10 dobras ao longo do *stub* para 3,5 GHz e apenas quatro no *stub* de 2,3 GHz. É possível notar, também, um desvio de frequência ao analisar a Figura 27, sendo que, os picos de S_{11} e S_{21} em 2,3GHz alcançam -30,4 dB e $-1,0 \times 10^{-3}$ dB, respectivamente, enquanto em 3,5 GHz alcançam -33,6 dB e $-5,0 \times 10^{-3}$ dB, respectivamente.

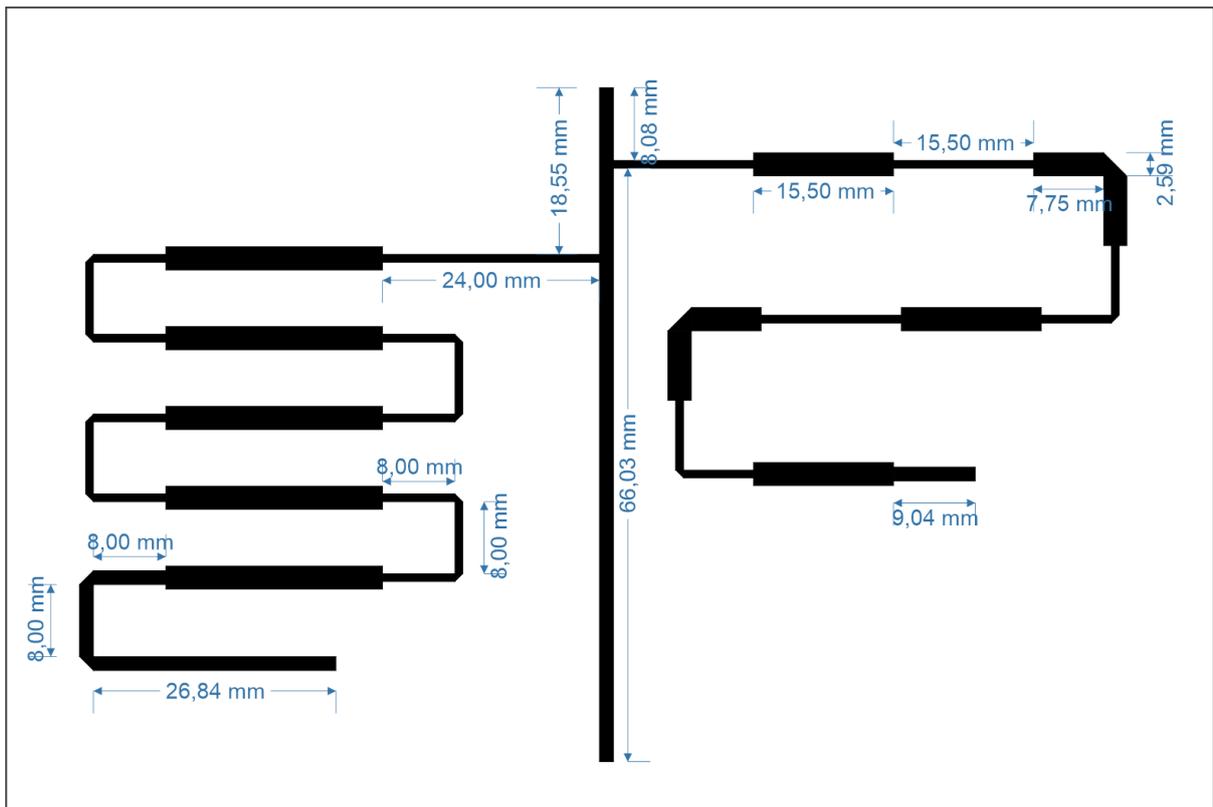


Figura 26 - Projeto D proposto para casamento de impedância em 2,3 GHz e 3,5 GHz

Fonte: Autores

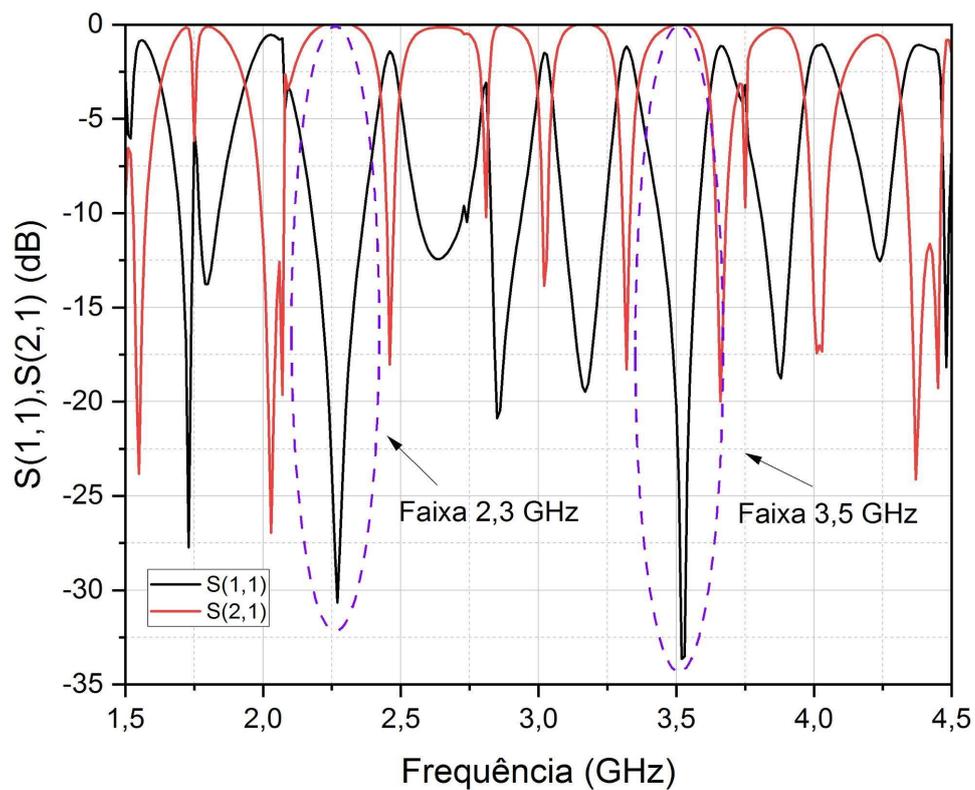


Figura 27 - Resultado do projeto D.

Fonte: Autores

Foi obtida uma nova largura horizontal de 56,9 mm para o *stub* em 2,3 GHz, o que significa uma redução de 69,1% em sua dimensão. Já para o *stub* em 3,5 GHz, reduziu-se horizontalmente para 56,9 mm, resultando em 79,9% de redução espacial quando comparado ao comprimento original.

4.2.2 Projeto E

A Figura 28 representa o projeto montado para o circuito com suas medidas, ele faz uso de conjuntos de curvas testados no modelo anterior a fim de reduzir ao máximo a disposição dos *stubs* sobre o substrato. Foram inseridas dez curvas ao longo do *stub* responsável pela frequência de 3,5 GHz, todas elas nas microfitas com impedância característica de 71 Ω , enquanto apenas cinco foram inseridas no outro, também somente nas microfitas de 71 Ω .

Na Figura 29, estão os resultados referente ao projeto da Figura 28, S_{11} e S_{21} atingem valores de -23,3 dB e -0,1 dB, respectivamente, em 2,3 GHz. Na frequência de 3,5 GHz os resultados foram $S_{11} = -46,3$ dB e $S_{21} = -3,0 \times 10^{-3}$ dB.

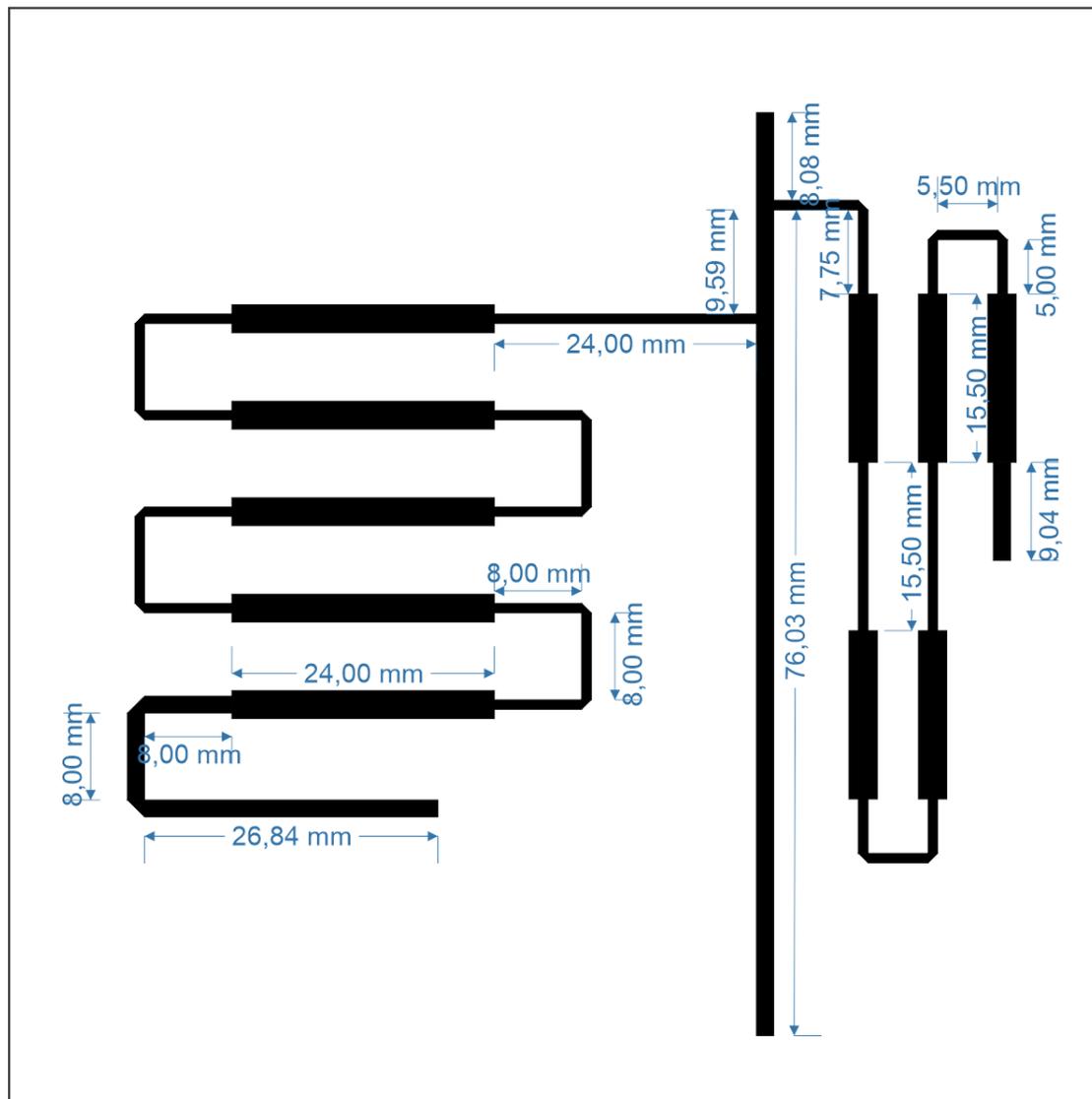


Figura 28 - Projeto E proposto para casamento de impedância em 2,3 GHz e 3,5 GHz.

Fonte: Autores

Foi obtida uma nova largura horizontal de 19,2 mm para o *stub* em 2,3 GHz, o que significa uma redução de 89,6% em sua dimensão. Já para o *stub* em 3,5 GHz, reduziu-se horizontalmente para 56,9 mm, resultando em 79,9% de redução espacial quando comparado ao projeto sem curvas.

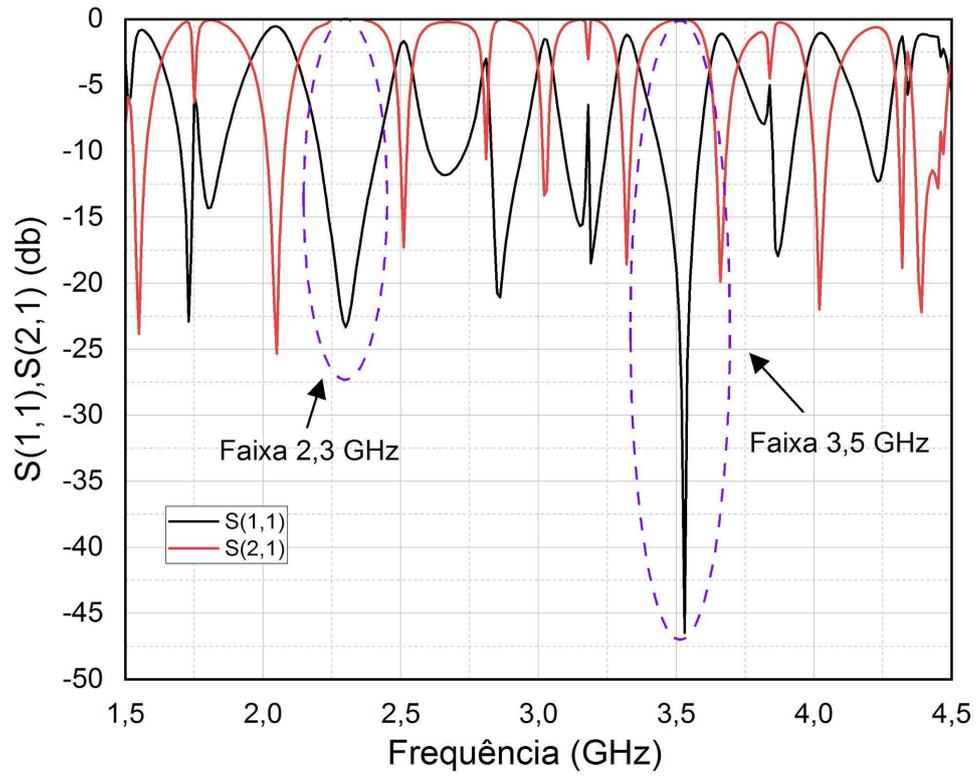


Figura 29 - Resultado do projeto E.

Fonte: Autores

5. Conclusão

Devido à grande necessidade de processamento, as máquinas de uso pessoal dos integrantes não apresentavam a configuração requerida para gerar os melhores resultados, caso contrário, seriam apresentados resultados mais precisos sobre o comportamento dos circuitos analisados.

Utilizando os resultados expostos no item anterior, foi possível concluir que para o modelo com frequências de interesse de 2,4 GHz e 5,0 GHz, um número elevado de dobras, como Projeto B, possui pior resultado do que um projeto com poucas dobras, como o Projeto C. O mesmo pode ser dito sobre o modelo para frequências do 5G, ao comparar as respostas dos Projetos D e E.

Os três projetos apresentados na seção 4.1 apresentam valores S_{21} na faixa de 5,0 GHz maiores que -2,7 dB, o que não é interessante, pois isto representa que, aproximadamente, apenas metade da potência do sinal de entrada está chegando na porta de saída. Isto acontece devido ao material utilizado como substrato, o FR4 tem uma tangente de perdas de $18,0 \times 10^{-3}$ [5] resultando em grandes perdas na faixa de 5,0 GHz. Este material foi utilizado devido ao baixo custo, contudo, não é recomendado para aplicações em microondas.

Por outro lado, nas simulações da seção 4.2 o material utilizado como substrato foi o Rogers RT/duroid® 5880 com tangente de perda de $9,0 \times 10^{-4}$ [5], e como visto no resultado dos dois projetos, S_{21} apresenta valores muito próximos de 0 dB, o que seria a situação ideal.

Os valores obtidos dos projetos sem as curvaturas dos *stubs* nas Tabelas 1 e 2 foram retirados de [5]. Neste projeto, os *stubs* se encontram dispostos do mesmo lado da estrutura de guiamento principal, comprometendo a eficiência do sistema como um todo. Já os projetos A, B, C, D e E, foram projetados com os *stubs* em lados opostos da trilha principal para diminuir a interferência entre eles.

Projeto	Largura Total(mm)	Redução espacial(%)	$S_{11}(2,4 \text{ GHz})$ (dB)	$S_{11}(5,0 \text{ GHz})$ (dB)	$S_{21}(2,4 \text{ GHz})$ (dB)	$S_{21}(5,0 \text{ GHz})$ (dB)
Base- Sem curvas	268,8	-	-20	-40	S/I	S/I
A	91,5	65,9	-30,4	-20,2	-1,0	-2,7
B	69,9	73,9	-16,6	-21,6	-1,2	-2,7
C	101,2	61,9	-25,4	-29,5	-1,1	-3,0

Tabela 1 - Comparativos dos projetos para 2,4 GHz e 5,0 GHz

Fonte: Autores

Projeto	Largura Total(mm)	Redução espacial(%)	$S_{11}(2,3 \text{ GHz})$ (dB)	$S_{11}(3,5 \text{ GHz})$ (dB)	$S_{21}(2,3 \text{ GHz})$ (dB)	$S_{21}(3,5 \text{ GHz})$ (dB)
Base - Sem curvas	466,84	-	-30	-37	S/I	S/I
D	113,8	75,6	-30,4	-33,4	$-1,0 \times 10$	$-5,0 \times 10$
E	76,1	83,0	-23,3	-46,3	-0,1	$-3,0 \times 10$

Tabela 2 - Comparativos dos projetos para 2,3 GHz e 3,5 GHz

Fonte: Autores

Ao analisar os resultados apresentados na seção 4.1, é possível ver que o projeto simulado da Figura 24 é mais consistente, com valores de S_{11} perto de -30 dB nas duas frequências de interesse, enquanto tem valores de S_{21} próximos aos outros dois projetos da mesma seção.

Já na seção 4.2, os dois projetos utilizaram a mesma disposição para o *stub* responsável pelo casamento em 3,5 GHz, e, que apesar do elevado número de dobras em seu corpo, apresentam resultados excelentes como vistos nas Figuras 27 e 29.

Entretanto, o Projeto E, é o que tem o melhor desempenho da seção 4.2, uma vez que para a faixa de 2,3 GHz atinge -30,4 dB para S_{11} e $-1,0 \times 10^{-3}$ dB para S_{21} , enquanto o projeto da Figura 26 tem S_{11} e S_{21} em -23,3 dB e -0,1 dB respectivamente para 2,3 GHz.

Ao longo do desenvolvimento do trabalho, experimentou-se implementar grandes números de dobras, porém conclui-se que quanto maior a quantidade de

dobras inseridas nos *stubs*, maior a perda de desempenho do sistema, ou seja, o valor de S_{11} aumenta significativamente. Assim, a tarefa de compactar o adaptador de impedância torna-se mais desafiadora.

Foram apresentados apenas cinco projetos diferentes nos resultados, sendo que outros foram descartados por desempenhar longe do esperado, uma vez que era de interesse valores de S_{11} próximos a -30 dB. Todavia, foram considerados como um sucesso os resultados obtidos com valores mínimos de -20 dB.

O bom desempenho do projeto da Figura 26 é o resultado importante a se considerar para as novas

Referências Bibliográficas

- [1] Monzon, C. (2003). **A small dual-frequency transformer in two sections**. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 51(4 I), 1157–1161.
- [2] Y. L. Chow and K. L. Wan, “**A transformer of one-third wavelength in two sections-for a frequency and its first harmonic**,” IEEE Microw. Wireless Comp. Lett., vol. 12, no. 1, pp. 22–23, Jan. 2002.
- [3] J. Sophocles and A. Orfanidis, “**Two-section dual-band Chebyshev impedance transformer**,” IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 13, no. 9, pp. 382–384, Sep. 2003.
- [4] M. Ali, “**Design of a wideband microstrip patch antenna on a PBG type substrate**,” Proceedings IEEE SoutheastCon 2002 (Cat. No.02CH37283), Columbia, SC, USA, 2002
- [5] SAHÚ, Anna G; GONÇALVES, Marcos S. **Novo casador de impedâncias de duas bandas utilizando stubs e estruturas periódicas**. In Anais do XXXVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais. Florianópolis, 2020.
- [6] CHENG, David K. **Field and wave electromagnetics**. California (UC): Addison-Wesley, 1989.
- [7] D. M. Pozar, “**Microwave engineering**”, second edition, John Wiley and Sons, 1998.
- [8] A. S. Inan, “**Remembering Phillip H. Smith on his 100th birthday**,” 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, DC, 2005.
- [9] Carta de Smith. Disponível em: <<https://docs.google.com/file/d/0Bw08G8QtolpXOWM5MDFjZjYtMTA4My00OTc2LTk0ZWUtMTIxMTBmYjlyZTM5/edit>>. Acesso em 18 de dez. de 2020.
- [10] WENTWORTH, S.M., **Fundamentos de Eletromagnetismo com Aplicações em Engenharia**. Tradução Abelardo Podcameni, Gláucio Lima Siqueira. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora S.A., 2006.
- [11] S. Bavshar and B. Singh, “**Electromagnetic Band Gap Structures Incorporated In Antenna Array: A Review**”, International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering (IJCTEE) Volume 3, Special Issue, 2013.
- [12] K. Kurokawa, “**Power waves and the scattering matrix**,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-13, Mar. 1965.

- [13] Ansys, 3D Electromagnetic Field Simulator for RF and Wireless Design. Disponível em: <<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>>. Acesso em: 26 de out. de 2020.
- [14] Ansys, ANSYS Signs Agreement to Acquire Ansoft. Disponível em: <<https://www.ansys.com/-/media/ansys/corporate/resourcelibrary/article/aa-v2-i2-agreement-to-acquire-ansoft.pdf>>. Acesso em 27 de out. de 2020.
- [15] E. Vinodha, S. Raghavan, **Double stub microstrip fed two element Rectangular Dielectric Resonator Antenna for multiband operation**, AEU - International Journal of Electronics and Communications, Volume 78, 2017, Pages 46-53. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1434841117306489>>. Acesso em: 10 de nov. de 2020.
- [16] Cleve Moler and Jack Little. 2020. **A history of MATLAB**. Proc. ACM Program. Lang. 4, HOPL, Article 81 (June 2020), 67 pages. Disponível em: <<https://doi.org/10.1145/3386331>>. Acesso em: 14 de dez. de 2020.
- [17] ELEMENTOS BÁSICOS DE PROGRAMAÇÃO EM MATLAB. Disponível em: <http://paginapessoal.utfpr.edu.br/armando/disciplinas/calculo-diferencial-e-integral-i-engenharia/atividades/expout/Apostila_matlab_Prof_DONIZETTI_v2.pdf>. Acesso em 14 de dez. de 2020.
- [18] Origin and OriginPro. Disponível em: <<https://www.originlab.com/origin>> Acesso em 15 de dez. de 2020.
- [19] CHADHA, R., GUPTA, K. "**Compensation of Discontinuities in Planar Transmission Lines**," 1982 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Dallas, TX, USA, 1982.

APÊNDICE A - Detalhes sobre as simulações feitas no software HFSS

Durante as simulações, foram utilizados termos e parâmetros que serão detalhados neste apêndice. Na construção do circuito foram utilizadas *Lumped Ports* para as portas de entrada e saída, que são retângulos sem espessura posicionados no começo e final da linha de transmissão construída no software.

Lumped Ports apresenta campo elétrico uniforme na superfície do retângulo com modo TEM único. Ao configurá-la, é colocada a impedância correspondente, seja para a porta de entrada ou saída do circuito que está sendo construído.

Uma etapa importante da simulação é configurar a solução para o circuito. Nela são escolhidos valores de frequência de solução, *Maximum Number of Passes* e *Maximum Delta S*.

Uma breve introdução aos termos apresentados é que o HFSS usa malha adaptativa, o que significa que ele configura uma malha inicial, resolve os campos e, em seguida, refaz a mesclagem com base em onde os campos têm uma alta concentração ou gradiente. Os números de passos são utilizados para refinar e aumentar a precisão da resposta obtida.

Em cada etapa de refazer a mesclagem, os parâmetros de espalhamento são avaliados e comparados com a etapa anterior. A diferença entre os dois é chamada de "delta S". Deste modo, o HFSS faz passagens adaptativas até que o delta S caia abaixo de um limite definido na configuração da solução.

Em seguida é necessário configurar a varredura de frequências, adicionando no menu *sweep* o intervalo de frequências a ser analisado e o tamanho do passo desta varredura. Aqui pode-se escolher o *Sweep Type* entre *Discrete*, *Fast* ou *Interpolating*.

O modo *Discrete* resolve a malha adaptativa em cada frequência, levando mais tempo de compilação e exigindo mais da memória RAM, enquanto o *Interpolating* resolve o número mínimo de frequências para criar um ajuste polinomial para os parâmetros S.

Neste trabalho as simulações realizadas na seção 4.1 utilizaram o modo *Discrete*, gerando resultados mais precisos. As simulações da seção 4.2 utilizaram o modo *Interpolating*, pois devido aos recursos computacionais limitados, não foi possível obter resultados utilizando o modo *Discrete*.

Por fim, com os componentes organizados e solução configurada, clica-se em *Validate*, desse modo, pode-se confirmar que as etapas necessárias para resolver o modelo foram realizadas. Em seguida, seleciona-se *Analyze All* para iniciar a simulação do projeto.