

UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DE PERNAMBUCO
UNIDADE ACADÊMICA DE CABO DE SANTO AGOSTINHO
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

HELTON SILVA BERNARDO

Caracterização de uma família de ressonadores planares: estruturas circulares
autossimilares para aplicação de circuitos de micro-ondas

Cabo de Santo Agostinho, PE

2022

HELTON SILVA BERNARDO

Caracterização de uma família de ressonadores planares: estruturas circulares autossimilares para aplicação de circuitos de micro-ondas

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica de Cabo de Santo Agostinho, da Universidade Federal Rural de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel.

Orientador: Prof. Dr. Elias Marques Ferreira de Oliveira, UACSA, UFRPE.

Cabo de Santo Agostinho, PE

2022

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal Rural de Pernambuco
Sistema Integrado de Bibliotecas
Gerada automaticamente, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

B523c

Bernardo, Helton Silva

Caracterização de uma família de ressonadores planares: estruturas circulares autossimilares para aplicação em circuitos de micro-ondas / Helton Silva Bernardo. - 2022.
77 f. : il.

Orientador: Elias Marques Ferreira de Oliveira.
Inclui referências.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal Rural de Pernambuco, Bacharelado em Engenharia Elétrica, Cabo de Santo Agostinho, 2022.

1. Família de ressonadores. 2. Caracterização por filtros elétricos. 3. Análise computacional. I. Oliveira, Elias Marques Ferreira de, orient. II. Título

CDD 621.3

HELTON SILVA BERNARDO

Caracterização de uma família de ressonadores planares: estruturas circulares autossimilares para aplicação de circuitos de micro-ondas

Trabalho apresentado à Coordenação de Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica de Cabo de Santo Agostinho, Universidade Federal Rural de Pernambuco como requisito para obtenção do grau de Bacharelado em Engenharia Elétrica.

Data de aprovação: **14 de outubro de 2022.**

Banca Avaliadora:

Prof. Dr. Elias Marques Ferreira de Oliveira, UACSA, UFRPE
Orientador

Prof. Dr. Fernando Gonçalves de Almeida Neto, UACSA, UFRPE
Avaliador

Prof. Dr. Sérgio Vladimir Barreiro Degiorgi, UACSA, UFRPE
Avaliador

Dedico este trabalho à *Odete Maria da Silva Bernardo*, mulher nordestina, agricultora e mãe batalhadora; esta é minha fonte de paz e confiança, meu presente imensurável.

Também dedico à *Fernanda Santos* e à *Edlane Cavalcante* por sempre estarem ao meu lado, suportando as barreiras da insegurança e resistindo aos problemas da vida acadêmica.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao *Prof. Elias Marques* por seguir neste projeto me permitindo à oportunidade de realizar e iniciar na pesquisa – espero de coração ter correspondido as suas expectativas – com todas suas orientações, seus ensinamentos e principalmente sua paciência e dedicação, me confiando esta responsabilidade.

Agradeço ao Programa de Apoio ao Discente (PAD-PROGESTI) por ter mantido financeiramente minha estadia, desde do meu ingresso até o presente momento – estendendo a todos os servidores e técnicos administrativos que compõem o programa.

Agradeço também aos professores envolvidos responsáveis pela disciplina de Princípios de Engenharia de Micro-ondas, sendo a principal fonte de conhecimento para a existência deste trabalho – assimilando e compactando todo o seu conteúdo neste simples e humilde trabalho.

Agradeço a todos professores da UACSA que auxiliaram minha jornada acadêmica, em especial ao Prof. Serginei Liberato por seus ensinamentos e seu empenho para minha desenvoltura na matemática.

Agradeço aos familiares e todos os amigos (em especial a Júlio Cesar Feitosa) que tornaram tudo isto possível, me dando apoio físico e emocional para a conclusão de mais uma etapa de vida.

RESUMO

O presente trabalho objetiva desenvolver e estruturar uma família de dispositivos ressonadores circulares e autossimilares baseados em modelagem por técnica de microfita com estruturas planares para determinar ressonâncias e bandas de frequência, permitindo identificar e localizar as estruturas que ressoam. A metodologia por trás deste estudo é descrita em duas partes: No procedimento de elaboração computacional (estruturação e parametrização) e a simulação em diferentes aspectos. Foram realizadas a modelagem matemática da família dos dispositivos ressonadores, foram calculados os parâmetros de comprimento de onda e os raios dos anéis ressonadores central e adjacentes, bem como implementadas as condições de contorno para a família de ressonadores em ambiente computacional. Foram caracterizadas as estruturas que apresentaram níveis de ressonância adequados por filtros rejeita-faixa através dos parâmetros de espalhamento. A construção dos filtros característicos deu-se pela configuração do paralelo de topologias de rede elétricas (passa-baixa e/ou passa-alta) com respostas similares. Foram realizadas as reparametrizações dos anéis principal e adjacentes para análise da máxima transmissão e da máxima ressonância. Este estudo ainda analisou as distribuições de corrente superficiais para estruturas que apresentaram comportamento distintos com relação as suas ressonâncias. Desta forma, os resultados mostram: ressonância em diferentes bandas de frequência, sintonização dos parâmetros para uma máxima ressonância pela reparametrização e a dinâmica das correntes superficiais nos anéis ressoadores.

Palavras-chave: família de ressonadores; caracterização por filtros elétricos; análise computacional.

ABSTRACT

The present work aims to develop and structure a family of circular and self-similar resonator devices based on modeling by microstrip technique with planar structures to determine resonances and frequency bands, allowing to identify and locate the structures that resonate. The methodology behind this study is described in two parts: In the computational elaboration procedure (structuring and parameterization) and the simulation in different aspects. Mathematical modeling of the family of resonator devices was carried out, the parameters of wavelength and radii of the central and adjacent resonator rings were calculated, as well as the boundary conditions for the family of resonators in a computational environment. The structures that showed adequate resonance levels were characterized by band-stop filters through the scattering parameters. The construction of the characteristic filters took place by configuring the parallel of electrical network topologies (low-pass and/or high-pass) with similar responses. The main and adjacent rings were repaired to analyze the maximum transmission and maximum resonance. This study also analyzed the surface current distributions for structures that presented different behavior in relation to their resonances. In this way, the results show: resonance in different frequency bands, tuning of parameters for maximum resonance by reparametrization and the dynamics of surface currents in the resonator rings.

Keywords: family of resonators; characterization by electrical filters; computational analysis.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Proposta objetiva do método utilizado.	1
Figura 2 – Espectro contínuo eletromagnético da luz.	2
Figura 3 – Aplicação destes ressonadores em sistemas de comunicação típicos.	3
Figura 4 – Esquemática de filtros em aplicações de Micro-ondas.	4
Figura 5 – Efeito observado na condição de ressonância em série <i>RLC</i>	6
Figura 6 – Efeito observado na potência média na condição de ressonância.	6
Figura 7 – Dinâmica de autossimilaridade da esponja de Menger.	8
Figura 8 – Dinâmica de curvas de Hibert uniformes em mosaicos de Mondrian autossimilares.	9
Figura 9 – Dinâmica autossimilar em ilhas de Koch.	10
Figura 10 – Representação do comportamento da densidade do fluxo \vec{B}	13
Figura 11 – Linha de transmissão e suas variáveis elétricas.	16
Figura 12 – Representação em diagrama elétrico da LT por parametrização distribuída.	16
Figura 13 – Estrutura da microfita com dimensões esquemáticas.	18
Figura 14 – Distribuição das linhas de campos.	18
Figura 15 – Esquemática de distribuições em microfita e ressoadores mais utilizados.	21
Figura 16 – Esquemática das condições de contorno em microfita.	22
Figura 17 – Dinâmica de propagação das OEMs em uma rede micro-ondas típica.	24
Figura 18 – Casos ideias da propagação das OEMs em uma rede micro-ondas.	25
Figura 19 – Disposição dos coeficientes da diagonal principal.	26
Figura 20 – Aspectos básicos para construção de um filtro rejeita-banda.	28
Figura 21 – Topologia da rede <i>RLC</i> em paralelo para um filtro rejeita-faixa.	28
Figura 22 – Topologia da rede <i>RLC</i> em série para um filtro rejeita-faixa.	29
Figura 23 – Controle da ressonância através de parâmetros físicos.	31
Figura 24 – Esquemática das estruturas a serem projetadas.	32
Figura 25 – Processo metodológico utilizado.	35
Figura 26 – Elaboração da família de ressonadores circulares autossimilares.	37
Figura 27 – Reparametrização do raio interno central (do ressonador central).	38
Figura 28 – Reparametrização dos raios internos (dos ressonadores adjacentes).	38
Figura 29 – Definição no <i>software</i> as condições de contorno.	39
Figura 30 – Coeficientes de transmissão, reflexão e fase da LT.	40
Figura 31 – Coeficientes de transmissão e reflexão da família de ressonadores.	41
Figura 32 – Fase da família de ressonadores.	42
Figura 33 – Parâmetros <i>S</i> das estruturas 8 e 9 (efeito interessante).	43
Figura 34 – Fase nas estruturas 8 e 9.	44
Figura 35 – Parâmetros frente à variação radial interna.	44

Figura 36 – Aspecto de espalhamento frente à maior ressonância $R_{\text{principal}} \approx 9.5 \text{ mm}$	45
Figura 37 – Coeficientes parametrizados dos anéis menores.	46
Figura 38 – Rede elétrica projetada 1 (Estrutura 8).	47
Figura 39 – Rede elétrica projetada 2 (Estrutura 8).	49
Figura 40 – Rede elétrica projetada 3 (Estrutura 8).	50
Figura 41 – Primeira resposta comparativa e a rede passiva associada (Estrutura 8).	51
Figura 42 – Resumo das topologias elétricas obtidas.	51
Figura 43 – Segunda resposta comparativa e a rede passiva associada (Estrutura 8).	52
Figura 44 – Terceira resposta comparativa e a rede passiva associada (Estrutura 8).	53
Figura 45 – Relação linear entre o raio principal e a frequência de ressonância.	55
Figura 46 – Resultado das correntes superficiais nas frequências de ressonância (Estrutura 8).	58
Figura 47 – Resultado das correntes superficiais nas frequências de ressonância após a reparametrização.	59
Figura 48 – Resultado das correntes superficiais nas frequências de ressonância (Estrutura 9).	60

LISTA DE SIGLAS

2D	Bidimensional
ABCD	Modelos de parâmetros distribuídos ABCD em micro-ondas
AM	<i>Amplitude Modulated</i> (Amplitude Modulada, em inglês)
BW	<i>Bandwidth</i> (Largura de banda, em inglês)
CAD	Ambiente de Desenho Assistido por Computador
CPW	<i>Coplanar Waveguide</i> (Guia de onda coplanar, em inglês)
CST	Software de simulação <i>CST Studio Suite 2018</i>
FM	<i>Frequency Modulated</i> (Frequência Modulada, em inglês)
FR-4	<i>Flame Retardant Epoxy Resin</i> (Material utilizado para fabricação de circuitos impressos)
LT	Linha de Transmissão
mmWave	<i>Milimeter Wave</i> (ondas milimétricas, em inglês)
NRSC	Conferência Nacional de Ciência de Rádio
OEMs	Ondas Eletromagnéticas
quasi-TEM	<i>Quasi-Transverse Mode Electromagnetic</i> (Modo quase transverso-eletromagnético, em inglês)
RF	Radiofrequência
RLC	Rede elétrica qualquer com resistências, indutâncias e capacitâncias
SI	Sistema Internacional de Unidades e Medidas
TE	Transverso-elétrico
TEM	Transverso-eletromagnético
TM	Transverso-magnético
TV	Televisão
UACSA	Unidade Acadêmica de Cabo de Santo Agostinho
UFMG	Universidade Federal de Minas Gerais
UFRPE	Universidade Federal Rural de Pernambuco
UV	Ultra-Violeta
VHF	<i>Very High Frequency</i> (Frequências Muito Altas, em inglês)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	OBJETIVO	1
1.1.1	Objetivo geral	1
1.1.2	Objetivos específicos	1
1.2	PARADIGMAS DE ENGENHARIA DE MICRO-ONDAS	2
1.3	FILTROS E SUAS APLICAÇÕES EM MICRO-ONDAS	4
1.4	O EFEITO DE RESSONÂNCIA EM SISTEMAS ELÉTRICOS	5
1.5	ESTRUTURAS AUTOSSIMILARES	7
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	11
2.1	EQUAÇÕES DE MAXWELL	11
2.2	LINHA DE TRANSMISSÃO	15
2.3	A MICROFITA E OS MODELOS DISTRIBUÍDOS	18
2.4	CONDIÇÕES DE CONTORNO PARA A MICROFITA	22
2.5	PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO	23
2.6	O FILTRO REJEITA-FAIXA	27
2.6.1	Modelagem matemática	28
2.6.2	Equivalência planar	30
3	METODOLOGIA CIENTÍFICA	32
3.1	CONCEITO E OS PRINCIPAIS PARÂMETROS	32
3.2	CÁLCULO DAS VARIÁVEIS DE PROJETO	33
3.3	ALGORITMO METODOLÓGICO	35
3.4	FAMÍLIA DE RESSONADORES	36
3.4.1	Construção da linha de transmissão	36
3.4.2	Idealização dos anéis ressonantes	36
3.5	MODELAGEM POR REPARAMETRIZAÇÃO DOS ANÉIS RESSONANTES	38
3.5.1	Reparametrização do anel principal	38
3.5.2	Reparametrização dos anéis adjacentes ao central	38
3.6	CARACTERIZAÇÃO DOS RESSONADORES POR SÍNTESE DE FILTROS ELÉTRICOS	39
3.7	DEFINIÇÃO DAS CONDIÇÕES DE CONTORNO	39
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	40
4.1	RESULTADOS INICIAIS OBTIDOS	40
4.1.1	As respostas de espalhamento da linha de transmissão	40

4.1.2	As respostas de espalhamento da família	41
4.2	RESULTADOS PARTICULARES DAS ESTRUTURAS 8 E 9	43
4.3	RESULTADOS DA REPARAMETRIZAÇÃO DOS ANÉIS RESSONANTES	44
4.3.1	Anel central	44
4.3.2	Anéis adjacentes	46
4.4	RESULTADO DA MODELAGEM PELA SÍNTESE DE FILTROS ELÉTRICOS	47
4.4.1	Caracterização inicial	50
4.4.2	Melhorias na caracterização	51
4.5	DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	53
4.5.1	Discussão acerca da linha de transmissão	53
4.5.2	Discussão acerca da família de ressonadores	53
4.5.3	Discussão acerca das estruturas particulares	54
4.5.4	Discussão acerca da reparametrização dos anéis	54
4.5.5	Discussão sobre a caracterização da estrutura	56
4.6	ANÁLISE DE CORRENTES SUPERFICIAIS DAS ESTRUTURAS 8 E 9	56
4.6.1	Estrutura 8	56
4.6.2	Estrutura 8 reparametrizada no raio de máxima ressonância	56
4.6.3	Estrutura 9	57
5	CONCLUSÃO	61
5.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS.	61
5.2	TRABALHOS FUTUROS	61
	REFERÊNCIAS	62

1 INTRODUÇÃO

Os processos de telecomunicação têm sido dentre os mais importantes na área tecnológica e científica, pois, desempenha e emprega novas formas e técnicas pela transmissão de micro-ondas em sistemas eletrônicos de radiocomunicação, implicando em melhoramento e produção de novos dispositivos úteis. Assim, surge uma demanda tecnológica-industrial e científica no estudo do eletromagnetismo em linha de transmissão, sendo de suma importância: a estruturação de ressoadores para radiocomunicação que integram circuitos de micro-ondas.

1.1 OBJETIVO

1.1.1 Objetivo geral

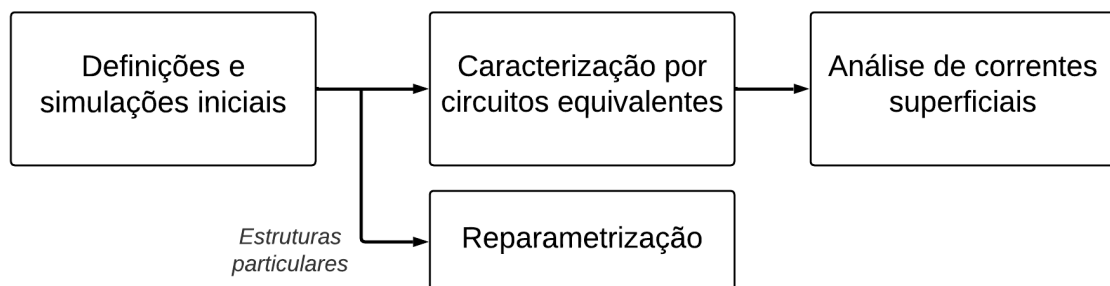
Este projeto objetiva descrever e analisar um conjunto de técnicas e métodos utilizados no processo de caracterização e simulação de circuitos ressonantes planares em microfita para aplicação em filtros planares, os quais foram estudados na revisão bibliográfica, analisados no procedimento metodológico e discutidos os resultados obtidos na conclusão final.

1.1.2 Objetivos específicos

O trabalho propõe estudar, projetar e analisar os seguintes tópicos pela especificidade do objetivo geral (em consonância ao propósito da Fig. 1):

- Buscar modelos de estruturas ressonantes já caracterizadas;
- Modelar a dinâmica matemática geral de circuitos ressonadores;
- Caracterizar os circuitos planares para utilização como potenciais ressonadores;
- Simular computacionalmente os ressonadores e suas topologias em circuitos elétricos;
- Obter e analisar as respostas em frequência em ambiente computacional;

Figura 1 – Proposta objetiva do método utilizado.



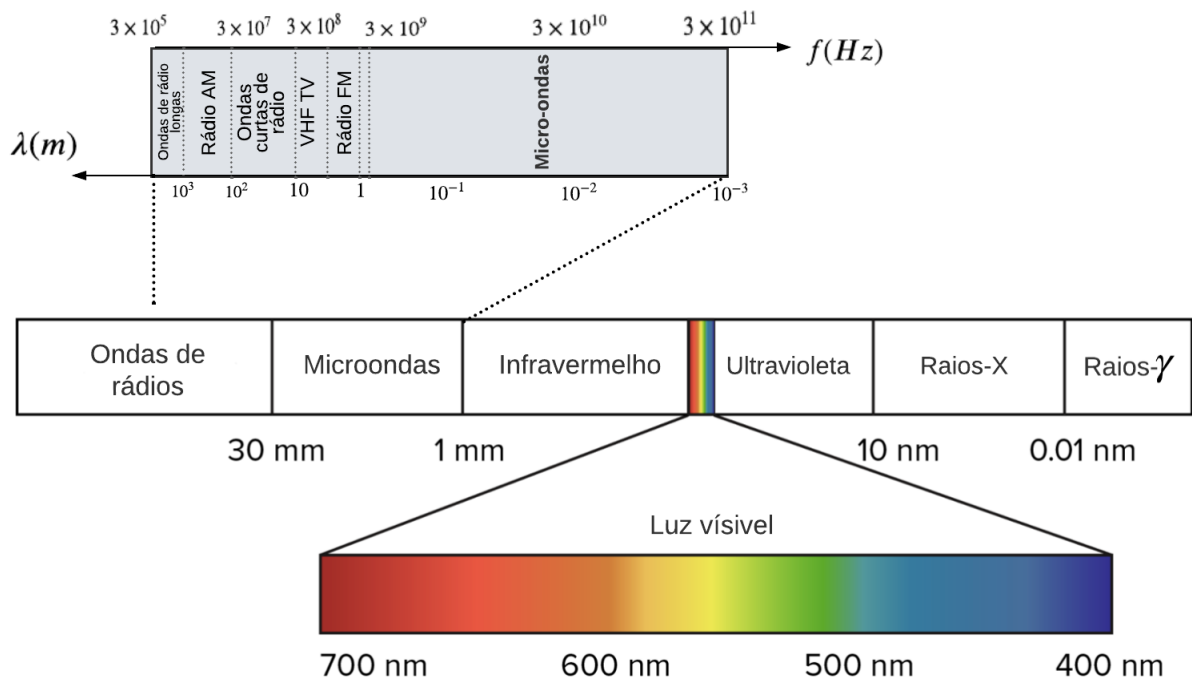
Fonte: Autor (2022)

1.2 PARADIGMAS DE ENGENHARIA DE MICRO-ONDAS

A luz é o fenômeno físico fundamental para a manutenção da sociedade moderna tal como ela é conhecida hoje. Em termos de engenharia e tecnologia, os estudos científicos avançam em diferentes áreas e campos com relação a este maravilhoso fenômeno do universo, isto porque ondas eletromagnéticas (OEMs) possuem um espectro de frequência variante que permite diversas aplicações e funções com uso de tecnologias específicas (ROTEIRO ..., 2020) por exemplo, análise clínica por ressonância magnética e radiação-X, absorção nuclear UV por amostra de metais pesados em regiões de alta industrialização, feixe de luz polarizada como aplicação de *lasers* e, por fim; circuitos de radiofrequência (RF) em Engenharia de Micro-ondas.

O espectro eletromagnético para as micro-ondas varia de frequência f entorno 3 kHz à 30 GHz bem como o comprimento de onda λ de 100 km (uma cidade para outra) até 10 fm (tamanho de partículas subatômicas), de maneira que é representada (a faixa de micro-ondas) na Fig. 2:

Figura 2 – Espectro contínuo eletromagnético da luz.



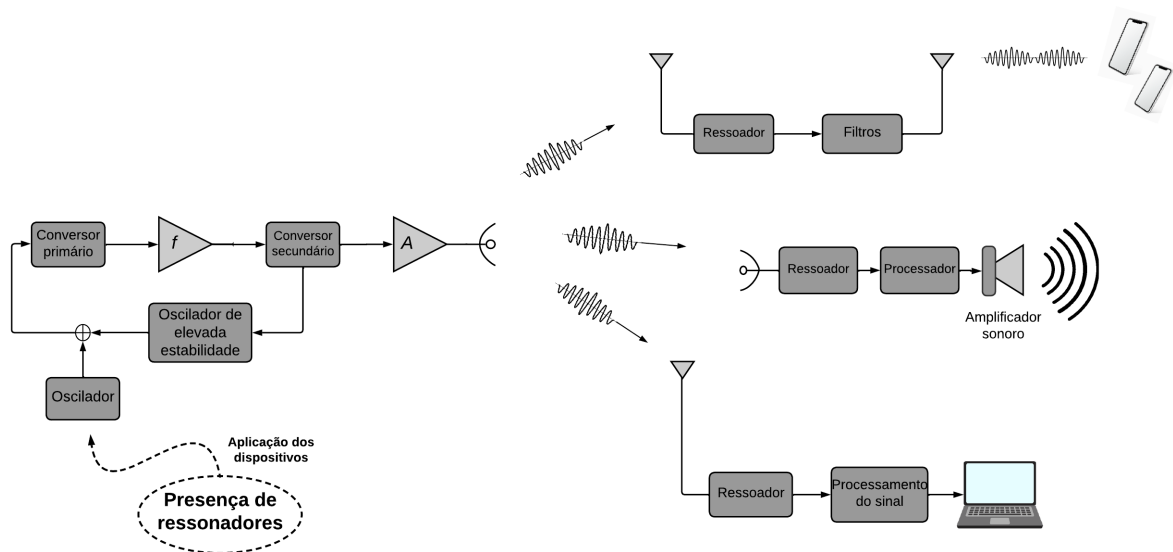
Fonte: Autor (2022)

A faixa de frequência de micro-ondas é destacada no espectro contínuo pela Fig. 2 e é visível notar que ondas eletromagnéticas apresentam comprimentos de ondas milimétricos, muitas vezes chamadas de *mmWaves* (mm é a designação usual no SI para milímetros e do inglês *Waves*, ondas). Com este fato, é possível muitas vezes projetar circuitos e sistemas milimétricos em micro-ondas. Alguns circuitos apresentam linhas de transmissão em um modo de operação

definido e podem ser transmitidos sinais em estruturas típicas chamadas de guias de ondas, de acordo com [Dartora \(2022\)](#).

As microondas são a base para o processo de telecomunicação mais utilizado nos dias de hoje, pois suas aplicações fornecem grandes contribuições para projetos de radiofrequência. Desta forma, o princípio de um sistema de telecomunicação é o processo básico de emissão e transmissão do sinal que leva consigo uma mensagem pelo canal (ou meio) até a recepção deste a um sistema de interesse distante ([OPPENHEIM; WILLSKY, 2010](#)), de forma observada pela Fig. 3.

Figura 3 – Aplicação destes ressonadores em sistemas de comunicação típicos.



Fonte: Autor (2022)

Não é por acaso que a Fig. 3 apresenta um sistema de radiocomunicação com algumas particularidades, dos ressonadores detalhando outras estruturas importantes (processadores, conversores, osciladores dentre outros) inerente a ele ([OGUNSOLA, 2009](#), p. 1). Uma estação de rádio central de telefonia celular possui em sua extensão dispositivos conversores, amplificadores em frequência ou em potência e principalmente um conjunto de osciladores (dentre eles alguns de elevada estabilidade); estes dispositivos, que a compõem, enviam uma mensagem pelo canal (geralmente, o ar) e outro sistema que possui uma portadora receptora compatível capta este sinal, processa e entrega ao usuário a mensagem original ([RIBEIRO, 2009](#)). Em muitos destes componentes os ressonadores são essenciais.

Assim, tanto nos osciladores que auxiliam o processo de modulação e demodulação do sinal seja em amplitude ou frequência, quanto nos sistemas receptores (rádios, conversores digitais para TVs dentre outros) possuem ressoadores com faixa de frequência operável para captura do sinal pela antena instalada.

Em ondas que se propagam no espaço livre, os campos elétrico e magnético possuem intensidade nula na direção de propagação. Denomina-se, portanto, este modo de propagação de

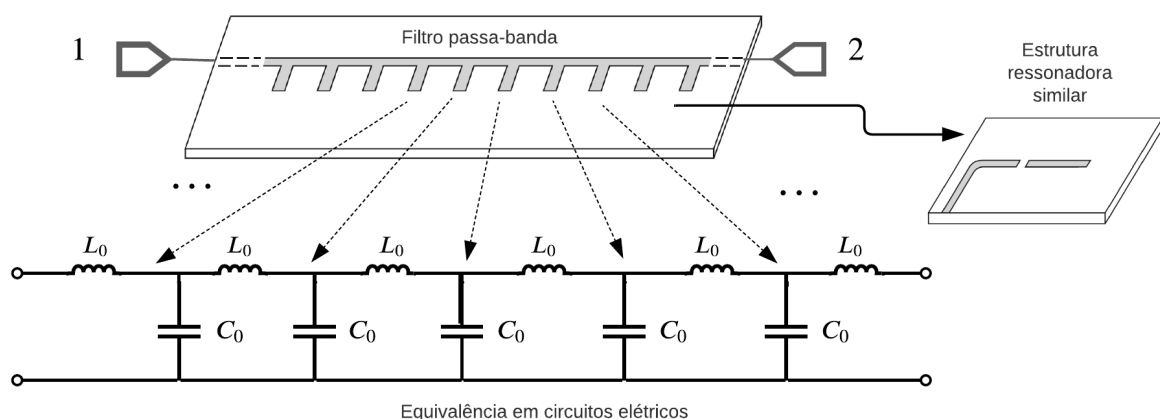
transverso-eletromagnético (TEM). Em guias de ondas, e alguns tipos específicos de linha de transmissão podem ocorrer outros modos de propagação induzidos pelas condições de contorno. São eles: o modo transverso-elétrico (TE) e modo transverso-magnético (TM) – em que uma das componentes é transversal à direção de propagação (DARTORA, 2022).

As equações de Maxwell quando postas neste modo de propagação dos campos possuem soluções factíveis, praticáveis e sobretudo analiticamente consistentes, no entanto estas condições de contorno em modo híbrido (TEM) – sobre as fronteiras da estrutura – podem tornar as soluções mais complicadas e complexas com funções não-analíticas (DEGIORGI, 2022).

1.3 FILTROS E SUAS APLICAÇÕES EM MICRO-ONDAS

A Engenharia de Micro-ondas é promissora já que funcionalidades associadas a filtros convencionais abordados no estudo e na engenharia de sistema de controle podem ser implementados pelo emprego em modos de operação e propagação¹ dos campos atuantes sobre estas estruturas comportadas.

Figura 4 – Esquemática de filtros em aplicações de Micro-ondas.



Fonte: Baseado no Pozar (2011)

Como elucidado-se a Fig. 4, estes filtros podem ser produzidos e fabricados pela geometria distribuída de um material condutor (geralmente cobre) sobre uma placa com material dielétrico qualquer. Dessarte, estas distribuições de material associadas à forma geométrica – proposta e feita – traduz-se em consequências características na resposta em frequência pelo regime permanente senoidal.

No funcionamento destes dispositivos, ao longo do tempo, com o aumento de frequência (ou a constância da operação em frequências altas) promovem-se acúmulos de carga pelo armazenamento de energia magnética residual dos materiais envolvidos, resultando no aparecimento de capacitâncias e indutâncias inerente ao processo de propagação e de transmissão do sinal

¹As OEMs propagam-se em modo *quasi*-TEM, em sistema guiado por *microstrip* (microfita) (WU, 2011).

eletromagnético. Estes componentes originários e intrínsecos à estrutura podem ser modelados e compreendidos em análise de circuitos elétricos pelas leis de corrente e tensão de Kirchhoff, à luz do conhecimento do arranjo circuitivo em questão.

1.4 O EFEITO DE RESSONÂNCIA EM SISTEMAS ELÉTRICOS

Em circuitos elétricos, o efeito de ressonância é tido ou surge pela presença de indutâncias e capacitâncias, isto é, reatâncias ativas atuantes no sistema. O efeito de ressonância é amplo e pode se manifestar em diversos sistemas físicos. O escopo deste trabalho permear-se-á sobre a análise da teoria de sistemas de controle, tomando identidade específica e restringindo o fenômeno a dinâmica em sistemas elétricos e eletrônicos. Assim, este fenômeno está associado a um par de polos conjugados – tendo um efeito ressonante esperado na resposta em frequência (SADIKU; ALEXANDER, 2013, p. 561), no lugar das raízes da resposta em frequência ou função de transferência do sistema analisado, mediante ao quadro 1:

Quadro 1 – Critério para ressonância em sistemas elétricos/eletrônicos

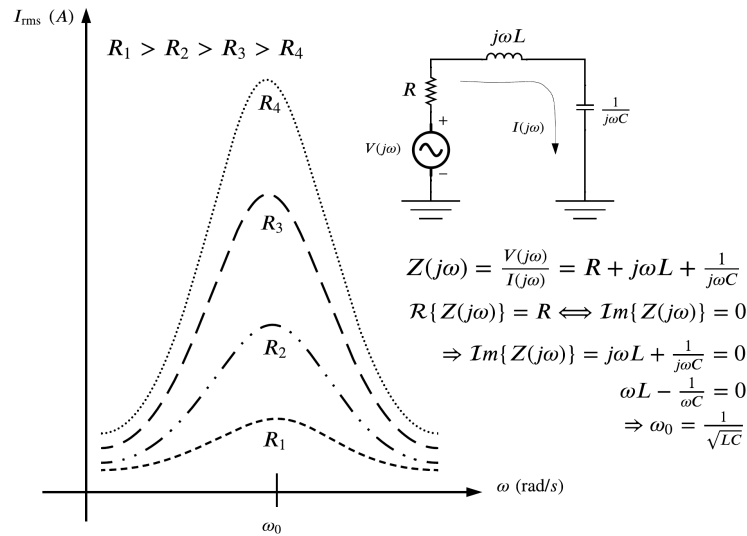
Definição 1: Ressonância em um circuito <i>RLC</i>
É definida como condição inerente ao rearranjo <i>RLC</i> de uma rede em série ou paralelo (ou mista) em que as reatâncias capacitivas e indutivas se cancelam entre si, consistindo como consequência em uma impedância essencialmente resistiva.

Fonte: Sadiku e Alexander (2013), Nave (2009)

Em muitas aplicações, a ressonância é requerida pois ela permite que alguns circuitos atuem como filtros seletores de determinada frequência chamada de frequência natural de ressonância ω_0 . O termo *natural* faz alusão ao fato de que é um fenômeno essencialmente derivado de uma condição imposta pela natureza do circuito elétrico.

Na verdade, o que pode-se realizar em termos de projeto é a utilização inteligente desta frequência frente às questões, principalmente, de filtragem ou ainda de seletividade de banda ou exclusão de um dado polo no sistema de controle. Assim, na Fig. 5 é notório ver o aumento da amplitude da corrente elétrica média pelos elementos dos circuitos em diferentes casos, onde há a diminuição da resistência global. No momento, em que o sistema começa a ressoar em ω_0 , a parte imaginária da impedância de entrada vista a partir da fonte de tensão é nula – dado que ambas as reatâncias (indutiva e capacitiva) se cancelam:

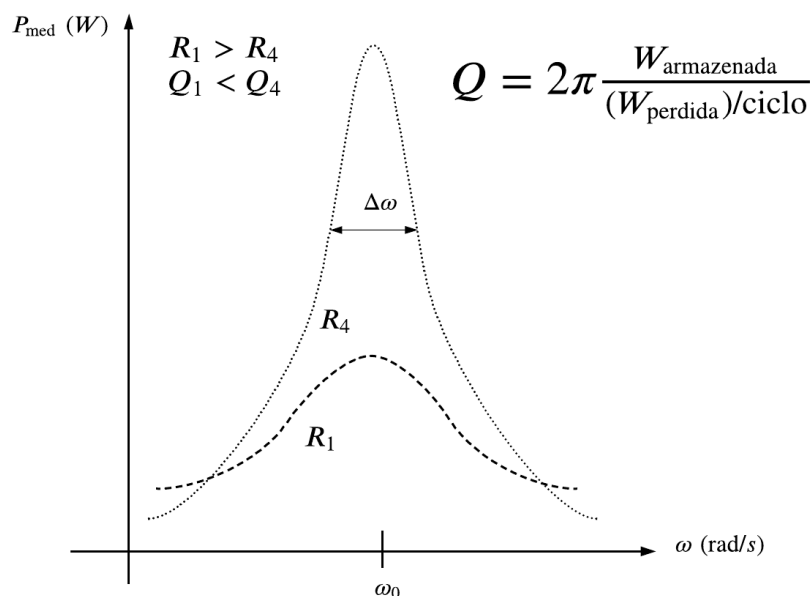
Figura 5 – Efeito observado na condição de ressonância em série RLC .



Fonte: Adaptada de Nave (2009)

Já na Fig. 6, é mostrada a relação nítida da potência média P_{med} em razão da frequência de ressonância. Analisa-se assim o efeito pelo impacto no fator de qualidade Q entorno da largura de banda $\Delta\omega$ centralizada pela frequência natural ω_0 e W é a energia relacionada ao sistema. Pode-se ver que o aumento de contribuições resistivas R no sistema, diminui o fator de qualidade, na faixa de largura $\Delta\omega$ e conseqüentemente pela variação crescente brusca de potência média no sistema:

Figura 6 – Efeito observado na potência média na condição de ressonância.



Fonte: Baseada no Nave (2009)

1.5 ESTRUTURAS AUTOSSIMILARES

O surgimento de ressonância estudado é observável em alguns sistemas de telecomunicação responsáveis por determinada particularidade de um dado filtro ou modo de operação básica da estrutura projetada. Estas particularidades são de interesses muitas vezes intencionais, de maneira que o filtro se comporta como dispositivo ressonante em aspecto geral do circuito em questão (POZAR, 2011). Um fato notável presente na literatura de micro-ondas: estruturas afetam a dinâmica de propagação dos campos eletromagnéticos.

Em síntese, o que se quer e se propõe evidenciar (no escopo do trabalho) é o fato de algumas estruturas autossimilares ou com autossimilaridade² provocam na transmissão do sinal – características interessantes, dentre elas: a ressonância em uma frequência singular, como resalta Hong e Lancaster (2001).

Logo, as propriedades geométricas presentes nas estruturas de microfita podem ser de grande valia quando tais apresentam grande similaridades entre si, em decorrência de um fluxo de corrente superficial por determinado(s) segmento(s) condutor(es), isto ressoa pelo acoplamento da energia em uma outra estrutura autossimilar (do componente vizinho) ou em torno das proximidades com casamento dos elementos resultantes.

Mediante os fatos e expostas as afirmações que realçam a necessidade de estudar, analisar e utilizar este recurso convenientemente a este trabalho, recorrer-se-á a formalidade matemática para definição de autossimilaridade, em consonância com obra de Vaz e Neri (2018), a qual ajuda a entender o processo de autossimilaridade em progresso iterativo. Desta forma, introduzir-se-á transformações similares iteradas a partir de uma geometria simples básica, de acordo com o quadro 2.

²Propriedade iterativa de um elemento qualquer contido várias vezes consigo mesmo, a formalidade matemática está descrita na Definição 2.

Quadro 2 – Definição matemática da autossimilaridade.

Definição 2: Autossimilaridade

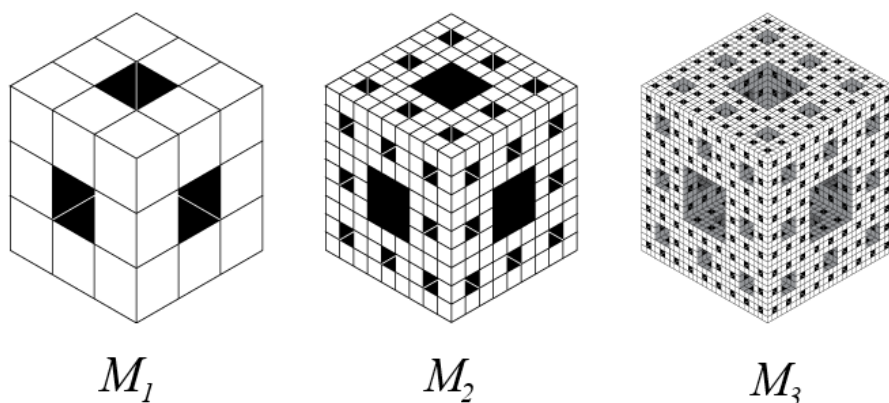
Dadas k -ésima transformações similares $f_k(x,y) \in \mathbb{R}^2$, haverá $(k-1)$ -iteradas cópias replicadas em sequências geradoras $S_k \in \mathbb{R}^2$ tal que $k \in \mathbb{N}$. Uma sequência geradora S_k é a junção das uniões destas transformações similares aplicadas à sequência original $S_{k-1} \in \mathbb{R}^2$. Matematicamente, a lei é expressa por 1:

$$\begin{aligned}
 S_2 &= f_1(S_1) \cup f_2(S_1) \cup f_3(S_1) \cdots \cup f_k(S_1) \\
 S_3 &= f_1(S_2) \cup f_2(S_2) \cup f_3(S_2) \cdots \cup f_k(S_2) \\
 S_4 &= f_1(S_3) \cup f_2(S_3) \cup f_3(S_3) \cdots \cup f_k(S_3) \\
 &\vdots \\
 S_{m-1} &= f_1(S_{k-2}) \cup f_2(S_{k-2}) \cup f_3(S_{k-2}) \cdots \cup f_{k-1}(S_{k-2}) \cup f_k(S_{k-2}) \\
 S_m &= f_1(S_{k-1}) \cup f_2(S_{k-1}) \cup f_3(S_{k-1}) \cdots \cup f_{k-1}(S_{k-1}) \cup f_k(S_{m-1}) \\
 &\Rightarrow S_m = \bigcup_{k=1}^m f_k(S_{m-1}) \quad (1)
 \end{aligned}$$

Fonte: Vaz e Neri (2018)

O processo iterado de aplicações autossimilares sobre um elemento geométrico pode ser entendido através de alguns exemplos: um cubo especial M_1 (chamado de esponja de Menger) pode sofrer inúmeras transformações similares pela geração de novas cópias identicamente iguais à original, como se pode notar na seguinte Fig. 7:

Figura 7 – Dinâmica de autossimilaridade da esponja de Menger.



Fonte: Vaz e Neri (2018)

A sequência cúbica original M_1 da esponja de Menger pode oferecer outras 20 cópias replicadas quando aplicada as transformações similares $f_{20}(x,y)$, neste caso $m = 20$, que é

quantidade de sequências, assim, têm-se as réplicas das sequências M_2 e M_3 pela equação 2:

$$\begin{aligned} M_2 &= f_1(M_1) \cup f_2(M_1) \cdots \cup f_{20}(M_1) \\ M_3 &= f_1(M_2) \cup f_2(M_2) \cup f_3(M_2) \cdots \cup f_{20}(M_2) \end{aligned} \quad (2)$$

Outro fator importante que deve ser tratado é que autossimilaridade não é dependente de simetria ou de questões simétricas, uma vez que sua característica principal é tida pela preservação outros componentes geométricos.

Exemplos do processo de autossimilaridade: Curvas de Hilbert e Ilha de Koch em dinâmica uniforme.

É possível verificar esta propriedade em outros elementos geométricos, o qual pode sofrer tantas autossimilaridades k , $m \rightarrow +\infty$ que praticamente as cópias replicadas geradas tornam-se pequenas ou suficientemente reduzidas a ponto de ser imperceptíveis. Desta forma, destaca-se dois processos iterativos que sofreram autossimilaridade, na Fig. 8 são destacadas 10 curvas de Hilbert em $m = 1$ mosaico de Mondrian a medida com que este número cresce para $m = 50, 100, 500, 1000$ e 5000 , a configuração do mosaico de Mondrian se torna mais perceptível e as curvas de Hilbert se tornam "exageradamente" pequenas, não há uma relação direta com a simetria. Isto é, o que propõe um dos objetivos deste trabalho, através do poder de autossimilaridade construir círculos (em estruturas planares) para avaliar o efeito de ressonância. Similarmente, o mesmo procedimento também pode ser percebido na Fig. 9 através dos círculos uniformes em ilhas de Koch:

Figura 8 – Dinâmica de curvas de Hilbert uniformes em mosaicos de Mondrian autossimilares.

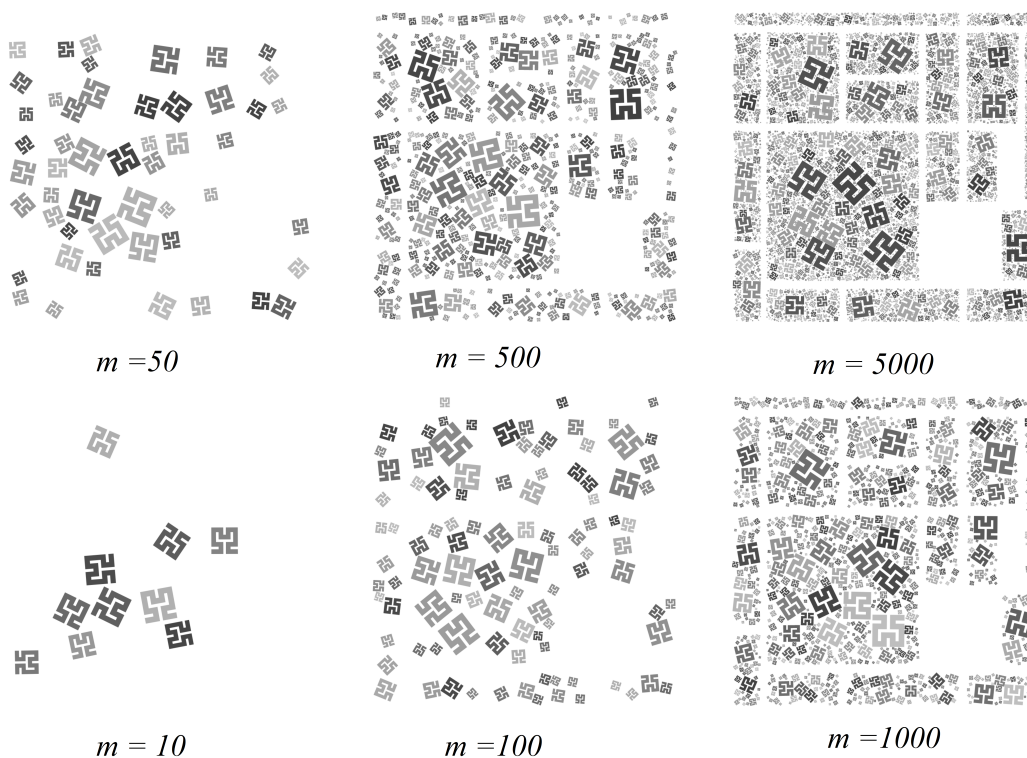
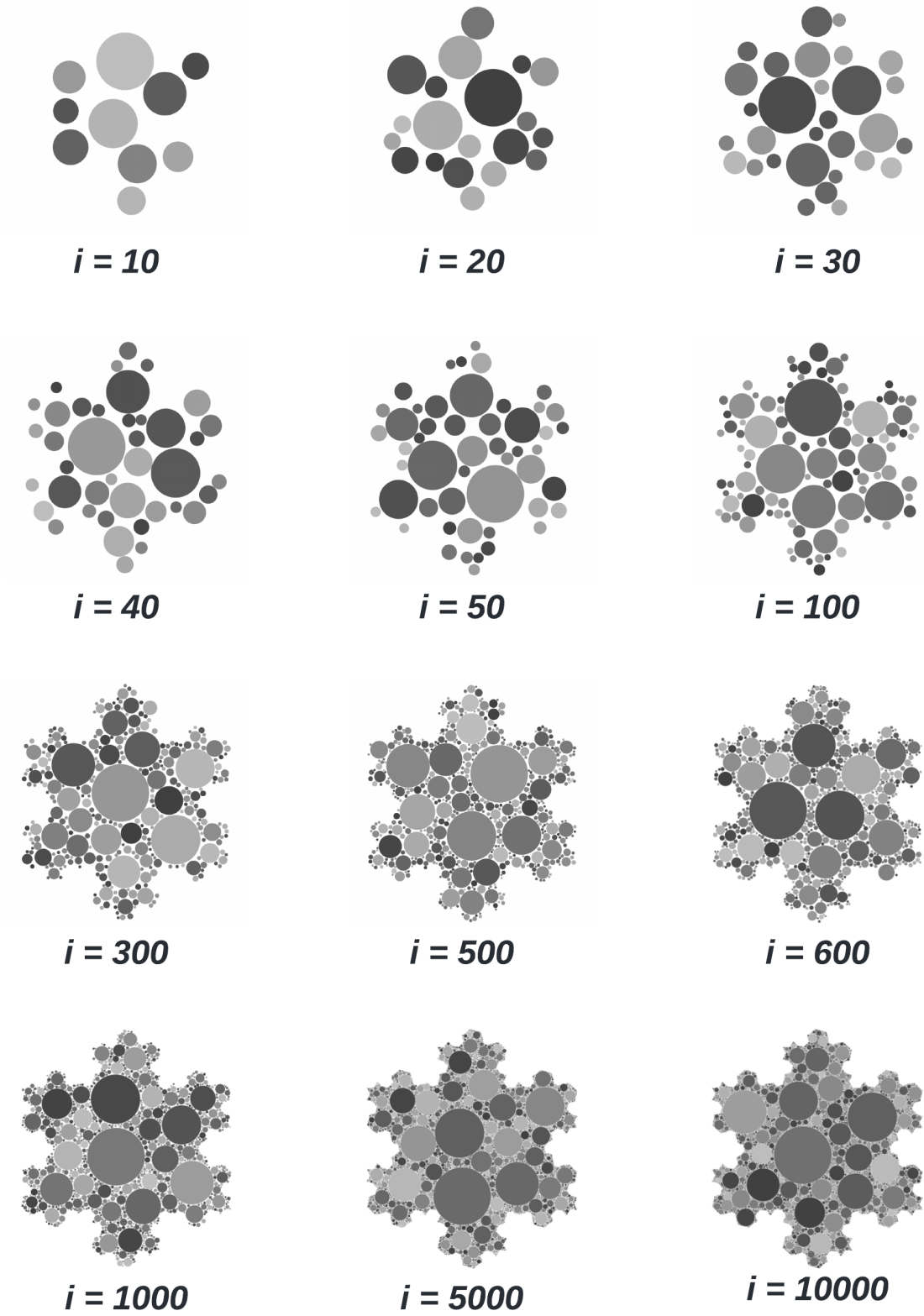


Figura 9 – Dinâmica autossimilar em ilhas de Koch.



Fonte: Autor (2022)

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Os fundamentos que levam o **eletromagnetismo** modelados pelas **equações de Maxwell** permitem realizar o método de análise de *rede de micro-ondas* que consiste na construção de **linhas de transmissão** em técnicas de **microfita** com elementos distribuídos abordadas na literatura corrente, avaliando-se a resposta de **espalhamento** (parâmetros-S), na frequência, sob o recurso da propriedade de *reciprocidade da rede* e caracterizada por um **filtro rejeita-faixa** ou pelo processo de filtragem típico.

2.1 EQUAÇÕES DE MAXWELL

O eletromagnetismo é um campo do conhecimento que envolve várias leis fundamentais da natureza e que descreve o comportamento elétrico e magnético como inseparável e indissociável. Durante muito tempo, vários físicos acreditavam e consideravam que forças e atrações elétricas associadas às cargas pontuais (eletrodinâmica regente da época) não possuíam qualquer relação com fenômenos magnéticos, sendo impensável e completamente absurdo que campos elétricos e magnéticos se comportariam de maneira tão intrínseca. No entanto, toda esta concepção e noção é colocada em xeque, quando James Clerk Maxwell publica o intitulado trabalho “Sobre Linhas de Forças de Faraday” em 1855 (LIMA, 2019).

As leis fundamentais do eletromagnetismo foram estabelecidas de maneira empírica – avaliadas experimentalmente com grande contribuição do próprio Michael Faraday. Desta forma, Maxwell analisava que o verdadeiro método para descoberta era o investigativo que permitia, à medida do experimento, a obtenção dos resultados experimentais comprovando de maneira efetiva a hipótese proposta das linhas de forças, bem como a relação com a eletricidade. Assim, para explicar e explanar o fenômeno de campos elétricos e magnéticos inferidos na linha de força de Faraday com uma limalha de Ferro (originalmente publicado pelo Faraday “Experimental Researches in Electricity”, em 1851), Maxwell se apropriou de analogias referidas ao comportamento do fenômeno experimental conhecido (OSVALDO, 2017).

Desta maneira, em seus estudos, Maxwell introduziu além da direção do campo, o conceito de intensidade pela avaliação da força magnética. As quatro equações de Maxwell que regem a dinâmica e fundamentam os pilares do eletromagnetismo pelo que se conhece hoje, são expressas pelas equações 3 a 6 (POZAR, 2011, p. 6):

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} - \vec{M} \quad (3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad (4)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{D}} = \rho \quad (5)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{B}} = 0 \quad (6)$$

As funções vetoriais reais $\vec{\mathcal{E}} \equiv \mathcal{E}(x,y,z,t)$ e $\vec{\mathcal{H}} \equiv \mathcal{H}(x,y,z,t)$ são dependentes das coordenadas de um ponto qualquer no espaço (x,y,z) e o do tempo t ;

onde,

$\vec{\mathcal{E}}$ é o vetor do campo elétrico mensurado em V/m ;

$\vec{\mathcal{H}}$ é o vetor do campo magnético mensurado em A/m ;

$\vec{\mathcal{D}}$ é a densidade de fluxo elétrico o qual flui por uma superfície (em C/m^2);

$\vec{\mathcal{B}}$ é a densidade de fluxo magnético o qual flui por uma superfície (em Wb/m^2);

$\vec{\mathcal{M}}$ é a densidade de corrente magnética nesta mesma superfície (em V/m^2);

$\vec{\mathcal{J}}$ é a densidade de corrente elétrica nesta mesma superfície (em A/m^2);

ρ é a densidade de carga elétrica associada ao volume (em C/m^3).

As equações de Maxwell descritas por eq. 3 à 6 estão em forma diferencial. A eq. 3 é denominada de Lei de Faraday-Lenz, já 4 recebe o nome Lei de Ampère-Maxwell e as equações 5 e 6 designam o nome do matemático *Sir*. Carl Friedrich Gauss, chamada de Lei de Gauss para eletricidade e para o magnetismo – respectivamente (JAMES ..., 2022).

Os componentes vetoriais $\vec{\mathcal{M}}$ e $\vec{\mathcal{J}}$ são as fontes de campo, responsáveis pelo surgimento do campos elétrico $\vec{\mathcal{E}}$ e magnético $\vec{\mathcal{H}}$, bem como suas densidades de fluxo $\vec{\mathcal{D}}$ e $\vec{\mathcal{B}}$. As densidades de corrente elétrica e magnética são consequência da densidade de carga elétrica estacionária ρ disposta no espaço contínuo.

A dinâmica de propagação dos campos em espaço¹ livre (de interferências eletrostáticas ou magnetostáticas) são descritas pelas expressões auxiliares eq. 7 e 8, dado que a linearidade das equações de Maxwell é válida. No entanto são totalmente dependentes umas das outras (POZAR, 2011):

$$\vec{\mathcal{B}} = \mu_0 \vec{\mathcal{H}} \quad (7)$$

$$\vec{\mathcal{D}} = \epsilon_0 \vec{\mathcal{E}} \quad (8)$$

Em que,

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} H/m$ é a permeabilidade magnética (no espaço livre);

$\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} F/m$ é a permissividade elétrica (no espaço livre);

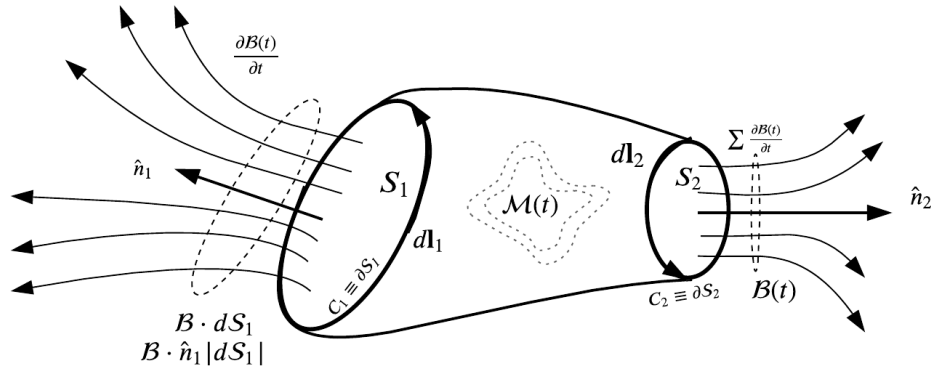
A aplicação do operador divergente diferencial sobre a equação de Faraday-Lenz introduz uma trivialidade como verifica-se em:

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (\nabla \times \vec{\mathcal{E}}) &= \nabla \cdot \left(-\frac{\partial}{\partial t} \vec{\mathcal{B}} \right) - \nabla \cdot \vec{\mathcal{M}} = 0 \\ -\frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \vec{\mathcal{B}}) - \nabla \cdot \vec{\mathcal{M}} &= 0 \\ \xrightarrow[\text{vácuo}]{\nabla \cdot \vec{\mathcal{M}}=0} \nabla \cdot \vec{\mathcal{B}} &= 0 \end{aligned} \quad (9)$$

¹Sem interferência de cargas de outra natureza de campo, isto é, de outros campos presentes.

A equação 9 pode ser imaginada pela Fig. 10, a qual ilustra uma superfície S normal ao vetor unitário \hat{n} : Da equação de continuidade, nota-se que quando aplicado o divergente na equação 4

Figura 10 – Representação do comportamento da densidade do fluxo $\vec{\mathcal{B}}$.



Fonte: Baseada no Pozar (2011)

obtêm-se:

$$\begin{aligned} \nabla \cdot (\nabla \times \vec{\mathcal{H}}) &= \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \vec{\mathcal{D}}) + \nabla \cdot \vec{\mathcal{J}} = 0 \\ \Rightarrow \underbrace{\frac{\partial}{\partial t} (\nabla \cdot \vec{\mathcal{D}})}_{\nabla \cdot \vec{\mathcal{D}} = \rho} + \nabla \cdot \vec{\mathcal{J}} &= 0 \Rightarrow \nabla \cdot \vec{\mathcal{J}} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

O resultado da equação pela operação se leva à eq. 10, isto é, leva-se a conclusão de conservação da carga elétrica – representando desta forma, que a soma da taxa da densidade de corrente e da variação da densidade volumétrica de carga elétrica em relação ao tempo é nula, matematicamente. As expressões podem aparecer em outro formato matemático (em forma integral) e modelam os mesmos fenômenos físicos. Observa-se que na Fig. 10, a superfície S é orientada positivamente e possui um vetor normal \hat{n} . Por este meio material, há a passagem do fluxo magnético – a quantidade de linhas de campos define a densidade, analisando a expressão 4 pela uso do teorema do divergente de Gauss pela eq. 11:

$$\int_V \nabla \cdot \vec{\mathcal{B}} dv = \oint_S \vec{\mathcal{B}} \cdot d\mathcal{S} = 0, \quad (11)$$

Portanto, para eq. 3 têm-se pelo recurso do teorema de Stokes a eq. 12:

$$\begin{aligned} \int_S (\nabla \times \vec{\mathcal{E}}) \cdot d\mathcal{S} &= \oint_C \vec{\mathcal{E}} \cdot d\mathbf{l} \Rightarrow \oint_C \vec{\mathcal{E}} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \left(-\frac{\partial \vec{\mathcal{B}}}{\partial t} - \vec{\mathcal{M}} \right) \cdot d\mathcal{S} \\ \Rightarrow \oint_C \vec{\mathcal{E}} \cdot d\mathbf{l} &= -\frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{\mathcal{B}} \cdot d\mathcal{S} - \int_S \vec{\mathcal{M}} \cdot d\mathcal{S} \end{aligned} \quad (12)$$

O mesmo procedimento pode ser feito na equação 5, pelo uso do teorema do divergente de Gauss e, portanto, obtêm-se a eq. 13:

$$\int_V \nabla \cdot \vec{\mathcal{D}} dv = \int_V \rho dv \Rightarrow \int_V \nabla \cdot \vec{\mathcal{D}} dv = \oint_S \vec{\mathcal{D}} \cdot d\mathcal{S} \Rightarrow \oint_S \vec{\mathcal{D}} \cdot d\mathcal{S} = \int_V \rho dv = q. \quad (13)$$

Por fim, a Lei de Ampère-Maxwell pode ser convertida na forma integral pelo teorema de Stokes – integrando ambos os lados da equação 4 em relação a área da superfície S , como se ver em eq. 14:

$$\int_S (\nabla \times \vec{\mathcal{H}}) \cdot d\mathcal{S} = \int_S \left(\frac{\partial \vec{\mathcal{D}}}{\partial t} + \vec{\mathcal{J}} \right) \cdot d\mathcal{S} = \int_S \frac{\partial \vec{\mathcal{D}}}{\partial t} \cdot d\mathcal{S} + \underbrace{\int_S \vec{\mathcal{J}} \cdot d\mathcal{S}}_{= I},$$

$$\oint_C \vec{\mathcal{H}} \cdot d\mathbf{l} = \frac{\partial}{\partial t} \oint_S \vec{\mathcal{D}} \cdot d\mathcal{S} + I. \quad (14)$$

Com o procedimento de conversão de uma forma para outra, surgem outras grandezas, tais como: a carga elétrica total q (medida em C), dispersa no interior do volume dado por V e o fluxo de corrente elétrica, que transita pela superfície ao longo do tempo (medido em A).

Até o momento, as equações introduziram a dinâmica dos fenômenos eletromagnéticos em espaço livre de cargas interferentes, considerando-se apenas as fontes de densidade de corrente elétrica $\vec{\mathcal{J}}$ e magnética $\vec{\mathcal{M}}$ e os próprios campos $\vec{\mathcal{D}}$ e $\vec{\mathcal{H}}$ que originam em consequência destas cargas isoladas no vácuo.

Estas equações podem tomar outras formas dependentes somente da análise harmônica na frequência, no espaço. Para isto, precisar-se-á descrever os vetores de campos $\vec{\mathcal{E}}$ e $\vec{\mathcal{H}}$ em condição fasorial, sendo assim, é possível separar em uma componente espacial e outra harmônica. Desta maneira, qualquer amplitude deste campo é totalmente descrita em função das coordenadas (x, y, z) e a fase é responsável pelo efeito oscilatório dependente da frequência ω , do tempo t e da constante de fase "defasagem" ϕ . Isto significa que o campo vetorial recebe uma nova enunciação, conforme se observa na eq. 15:

$$\vec{\mathcal{E}}(x, y, z, t) = \mathcal{E}_1(x, y, z)e^{j\omega t + \phi_1} \hat{x} + \mathcal{E}_2(x, y, z)e^{j\omega t + \phi_2} \hat{y} + \mathcal{E}_3(x, y, z)e^{j\omega t + \phi_3} \hat{z} \quad (15)$$

$$\vec{\mathcal{H}}(x, y, z, t) = \mathcal{H}_1(x, y, z)e^{j\omega t + \phi_1} \hat{x} + \mathcal{H}_2(x, y, z)e^{j\omega t + \phi_2} \hat{y} + \mathcal{H}_3(x, y, z)e^{j\omega t + \phi_3} \hat{z}.$$

Em geral,

$$\vec{\mathcal{E}}(x, y, z, t) = \mathcal{E}(x, y, z)e^{j\omega t + \phi} \quad (16)$$

$$\vec{\mathcal{H}}(x, y, z, t) = \mathcal{H}(x, y, z)e^{j\omega t + \phi}$$

Aplicando as equações derivadas de 16, obtêm-se pela supressão dos termos fasoriais, as seguintes igualdades:

$$\nabla \times \vec{\mathcal{E}} = -j\omega \vec{\mathcal{B}} - \vec{\mathcal{M}} \quad (17)$$

$$\nabla \times \vec{\mathcal{H}} = j\omega \vec{\mathcal{D}} + \vec{\mathcal{J}} \quad (18)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{D}} = \rho \quad (19)$$

$$\nabla \cdot \vec{\mathcal{B}} = 0 \quad (20)$$

Com as equações de Maxwell em mãos é possível conhecer os campos sobre condições específicas tratadas pelo contorno do material sobre as redondezas e o comportamento matemático

característico que modela a dinâmica dos fenômenos ocorridos relativo a determinado material. A imposição destas condições é avaliada, de acordo, com a característica do meio – tendo em conta o grau de permissividade elétrica ϵ e a permeabilidade magnética μ de propagação na matéria.

2.2 LINHA DE TRANSMISSÃO

Linhas de transmissão (LTs) são essenciais para o processo de comunicação em meios materiais confinados por ondas cujos campos em modo quasi-TEM, pela presença da propagação de campos elétricos e magnéticos oscilantes que interagem com a mesma (linha) pela transmissão do sinal de excitação inicial distante (gerador) até a carga. A principal distinção a qual associa a teoria dos circuitos tradicionais e a teoria das linhas de transmissão é o comprimento elétrico que está (segundo caso) relacionado a diferença de fase das ondas, uma vez que o comprimento de onda passa a ser comparável com as dimensões de circuitos típicos.

Desta forma, é comum convencionar analiticamente pela técnica conhecida que circuitos elétricos assumem dimensões físicas de rede muito menores do que o comprimento da onda – a qual está fluindo – mas as linhas de transmissão costumam ter seus tamanhos em uma fração de um comprimento de onda ou múltiplos deles, desta forma é possível definir uma LT de acordo com os postulados apresentados no quadro 3:

Quadro 3 – Postulados para um linha de transmissão

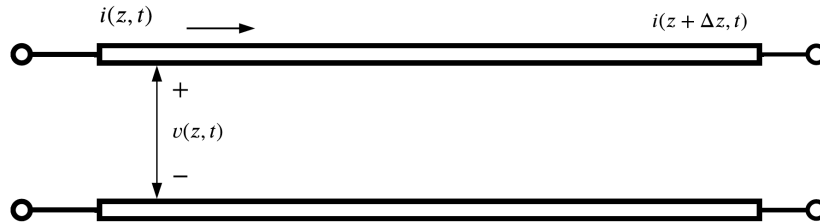
Definição 3: Linha de transmissão
<p>Segundo Oliveira (2018, p. 17), uma linha de transmissão pode ser modelada por parâmetros distribuídos se atende aos seguintes postulados:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. A linha de transmissão uniforme deve consistir em dois (ou mais) condutores retilíneos e paralelos imersos em um dielétrico. 2. As correntes no sistema devem fluir na mesma direção de propagação de onda. 3. Em uma seção transversal do sistema, todas as parcelas de correntes devem ser de mesma amplitude nos dois (ou mais) condutores e fluírem em direções contrárias. 4. Em uma seção retilínea da linha de transmissão, haverá um valor, somente, para a diferença de potencial entre os condutores em qualquer instante. Este potencial corresponde à integral de linha do campo elétrico ao longo de toda trajetória do plano transversal em quaisquer pontos das extremidades destes condutores. 5. A linha de transmissão é comportada por quatro coeficientes distribuídos básicos de um circuito elétrico, dados por valores constantes (por unidade de comprimento) em qualquer trecho dos condutores.

Fonte: [Oliveira \(2018\)](#)

Como apresentado por [Rizzi \(1988, p. 56\)](#) esta definição é um contraste à teoria de circuitos elétricos convencionais, visto que suas tensões e correntes ao longo dos parâmetros

concentrados (resistores, capacitores e indutores físicos) não variam tão significativamente em relação às dimensões físicas do próprio modelo.

Figura 11 – Linha de transmissão e suas variáveis elétricas.

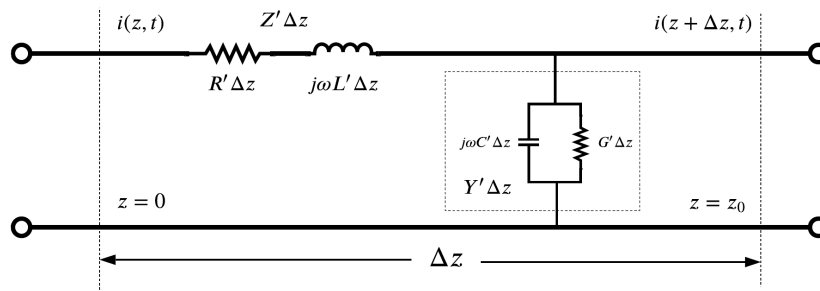


Fonte: Adaptada de Schmitt (2016)

A Fig. 11 apresenta uma linha de transmissão proveniente da composição de dois condutores no espaço com tensão $v(z,t)$, cujo comprimento é definido por Δz . Assim, a medida com que é inserida uma excitação, denota-se o surgimento de uma corrente elétrica $i(z,t)$ dependente do tempo e da variação da posição (em função do comprimento na LT).

Neste momento, quando imposta uma excitação provida pelo gerador, há o surgimento de corrente superficiais que perpassa pelas reatâncias intrínsecas à estrutura da LT dispondo das indutâncias e resistências (distribuídas por unidade de comprimento) pela configuração em série, capacitâncias e condutâncias (distribuídas por unidade de comprimento) em paralelo, ao longo de todo comprimento da LT, tal qual relaciona a Fig. 12 (CHATURVEDI, 2018, p. 25):

Figura 12 – Representação em diagrama elétrico da LT por parametrização distribuída.



Fonte: Adaptada de Schmitt (2016) e Orfanidis (2016, p. 554)

Onde,

R' é a resistência da linha distribuída por unidade de comprimento (Ω/m);

C' é a capacitância distribuída da linha por unidade de comprimento (F/m);

L' é a indutância distribuída da linha por unidade de comprimento (H/m);

G' é a susceptância distribuída da linha por unidade de comprimento (S/m);

Z' é a impedância distribuída da linha por unidade de comprimento (Ω/m), descrita pela eq. 23;

Y' é a admitância distribuída da linha por unidade de comprimento (S/m), descrita pela eq. 24.

Utilizando as leis de Kirchhoff, é possível obter as equações nodais 21 e 22:

$$\frac{dV}{dz}(z) = -Z'I(z) \quad (21)$$

$$\frac{dI}{dz}(z) = -Y'V(z). \quad (22)$$

Em que,

$$Z' = R' + j\omega L' \quad (23)$$

$$Y' = G' + j\omega C'. \quad (24)$$

Cujas soluções de 21 e 22 são modeladas pelas eq. 25 e eq. 26:

$$V(z) = V^i e^{-j\gamma z} + V^r e^{j\gamma z}, \quad (25)$$

$$I(z) = \frac{V^i e^{-j\gamma z} - V^r e^{j\gamma z}}{Z_0}, \quad (26)$$

sendo as componentes de tensão V^r e corrente I^r refletidas e as componentes de tensão V^i e corrente I^i incidentes. Além disso, Z_0 é a impedância característica em Ω , e vale usualmente para parâmetro de projeto $Z_0 = 50 \Omega$; o cálculo da impedância característica para a técnica de *microstrip* é definido na seção 2.3. **A microfita e os modelos distribuídos**. De acordo com Orfanidis (2016, p. 555), a constante de propagação é definida pelo parâmetro γ (em m^{-1}) e é dependente fortemente da frequência ω de operação, como se expressa a eq. 27:

$$\begin{aligned} \gamma &= -j\sqrt{Z'Y'} \\ \Rightarrow \gamma &= -j\sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}. \end{aligned} \quad (27)$$

Portanto, a impedância complexa considerando a dependência harmônica da frequência é definida por 28:

$$Z = \frac{V(z)}{I(z)} = \sqrt{\frac{Z'}{Y'}} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}. \quad (28)$$

Considerando-se a linha $R' = G' = 0$ sem perdas:

$$Z \xrightarrow{R'=G'=0} Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}. \quad (29)$$

Outro fator importante no processo de transmissão do sinal eletromagnético pela linha é a velocidade com que viaja esta energia através do meio material que pode ser calculada pelos parâmetros já dimensionados e encontrados pela teoria. Esta velocidade efetiva no meio material é definida pela eq. 30:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'C'}}. \quad (30)$$

No domínio do tempo, a tensão e a corrente elétricas que se propagam pela LT são estabelecidas pelas equações 25 e 26, com fator dependente da frequência ω_0 em que operam, expressas² por:

$$v(z,t) = V(z) \cos(\omega_0 t + \phi_0), \quad (31)$$

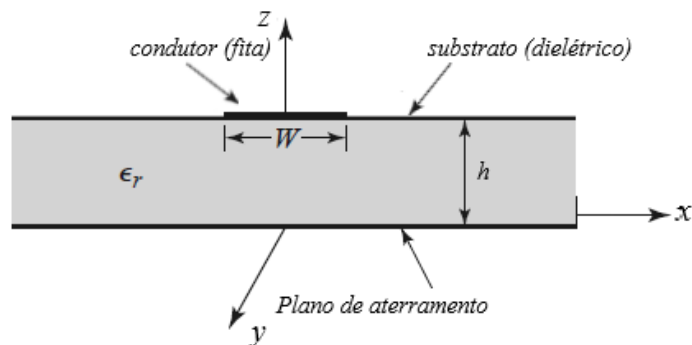
$$i(z,t) = I(z) \cos(\omega_0 t + \phi_0). \quad (32)$$

Onde ϕ_0 é uma constante de fase associado aos fasores de tensão e corrente na linha de transmissão.

2.3 A MICROFITA E OS MODELOS DISTRIBUÍDOS

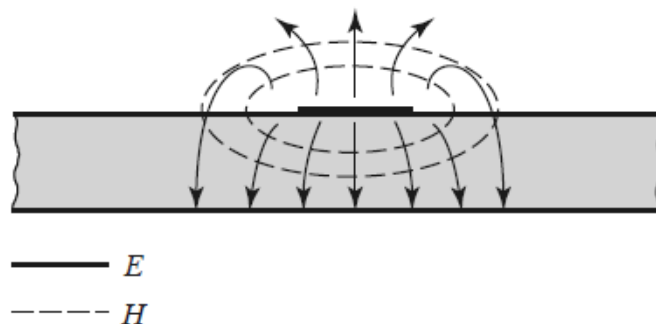
Uma linha clássica em uma estrutura de microfita (ou *microstrip*) é modelada pela composição de material condutor e largura W sobre uma estrutura de substrato dielétrico (com permissividade relativa ϵ_{rel}) de altura h sobre uma camada de metal aterrado abaixo da linha de transmissão (BAHL; BHARTIA, 2003). Neste contexto, a Fig. 13 representa a estrutura com os parâmetros definidos e a Fig. 14 representa a mesma de acordo com comportamento de distribuição das linhas de campos elétrico e magnético ao longo do condutor.

Figura 13 – Estrutura da microfita com dimensões esquemáticas.



Fonte: Pozar (2011)

Figura 14 – Distribuição das linhas de campos.



Fonte: Pozar (2011)

²A tensão e corrente estão em fase, pois o sistema opera em sua frequência de ressonância, com a impedância puramente resistiva.

Naturalmente, como parte do campo elétrico está propagando-se pelo substrato outra, parte está no meio acima dele sobre o ar, assim o meio é *heterogêneo*, por esta razão deve ser definida a permissividade resultante entre o meio relativo e o ar. Isto permite extrair algumas parâmetros de projeto com relação à permissividade efetiva ϵ_{eff} em função da razão entre a largura e a altura desta microfita, w/h (NOTAROS, 2011), expressa pela eq. 33,

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_{\text{rel}} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{\text{rel}} - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-1/2} + p \right], \quad (33)$$

Em que p assume os valores dados pela função equacionada por 34:

$$p(w/h) = \begin{cases} 0, & \text{se } w/h < 1, \\ 0.04(1 - w/h)^2 & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (34)$$

É importante ressaltar que as eq. 33 e conseqüentemente eq. 34 vêm de ajuste experimentais por questões empíricas abordadas na literatura buscada. Outra variável de preocupação para o projeto da linha é a impedância característica da linha Z_0 , a qual relacionam-se: a permissividade efetiva ϵ_{eff} , a razão da largura e altura w/h e a impedância intrínseca do espaço livre $\eta_0 = 120\pi\Omega$. A equação que define a dependência destes fatores é descrita por 35;

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right), & \text{se } w/h \leq 1. \\ \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}, & \text{caso contrário.} \end{cases} \quad (35)$$

De acordo com as propriedades definidas, a linha de transmissão (assim como qualquer outro sistema) está susceptível às perdas tanto no material condutor, quanto no substrato dielétrico. Desse modo, é possível calcular o fator de atenuação α_c da linha desprezando o efeito de bordas pela equação 36,

$$\alpha_c = \frac{R_s}{wZ_0}. \quad (36)$$

Neste contexto, a propagação da corrente elétrica pela superfície do condutor provoca um efeito peculiar de resistência³, cuja magnitude é,

$$R_s = \sqrt{\pi\mu_0 f / \sigma_c}, \quad (37)$$

E o fator de qualidade Q pode ser determinado de forma numérica pela expressão 38:

$$Q = \frac{Z_0(\omega_0)}{480\pi(h/\lambda_0)^2 R_l} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{\pi\omega_0}{2\zeta} \quad (38)$$

Em que,

R_s é a resistência do efeito peculiar devido ao aumento da frequência f (em Ω).

σ_c é a condutividade do material condutor (em S/m).

$Z_0(\omega_0)$ é a impedância característica na condição de dispersão (em Ω).

R_l é a resistência de transmissão por unidade de comprimento da linha (em Ω/m).

³A condutividade do material condutor σ_c é constante e tabelada para o tipo de material metálico usado.

λ_0 é o comprimento de onda associado à frequência de ressonância f_0 (em m).

$\zeta = \pi\Delta\omega$ é o fator de carga (em Hz).

Por fim, $\Delta\omega$ é a diferença de frequências de cortes ou banda de largura (já definida no tópico 1.4

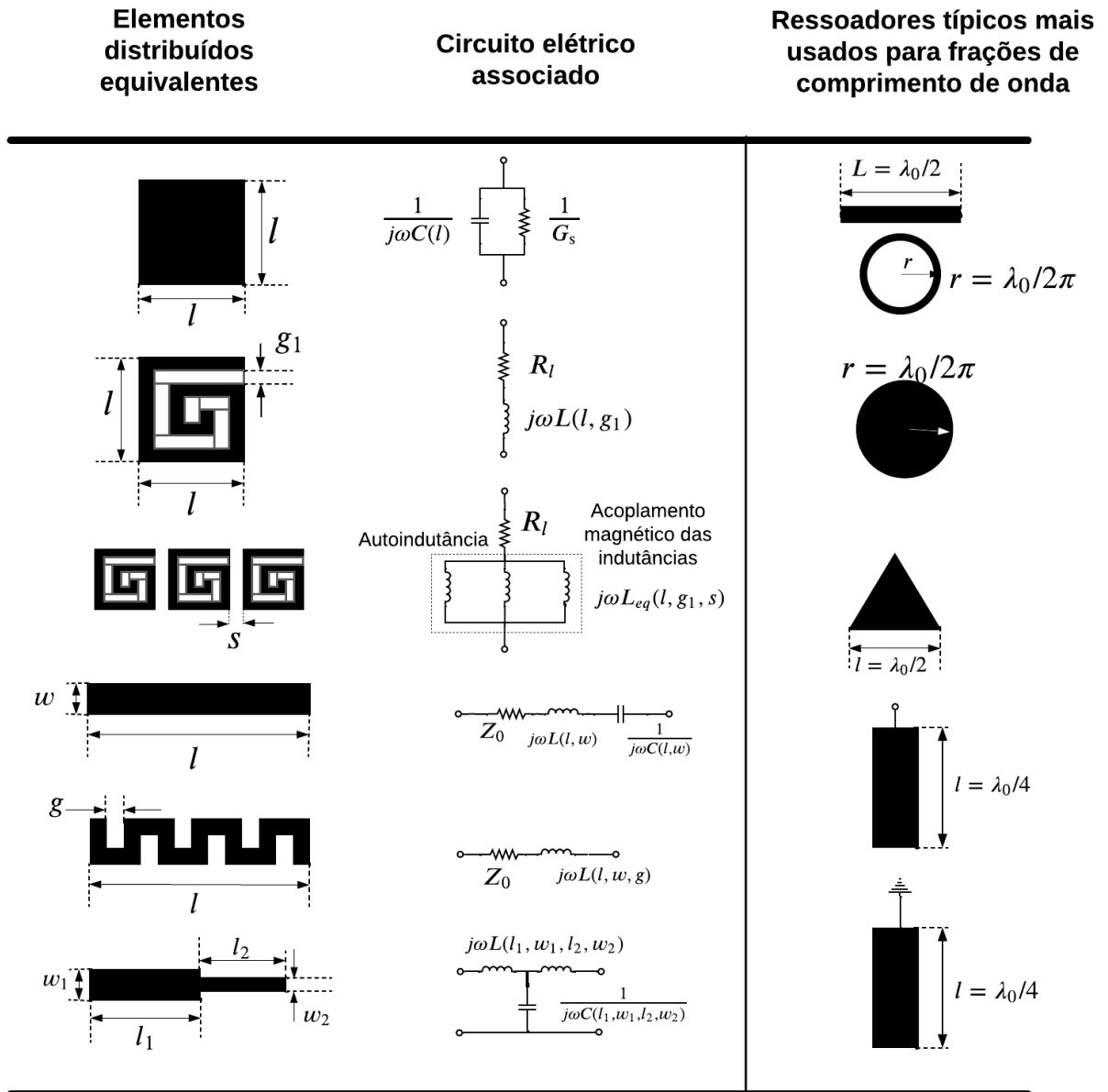
O efeito de ressonância em sistemas elétricos, de acordo com [Bahl e Bhartia \(2003\)](#)).

Assim, quando a permissividade efetiva em um sistema de microfita tende ao valor da permissividade relativa, a impedância distribuída Z' tende ao produto da impedância característica Z_0 e a razão dos parâmetros de altura e largura da microfita como expressa a eq. 39:

$$\epsilon_{\text{eff}} \rightarrow \epsilon_{\text{rel}}, \quad Z' \rightarrow Z_0 \frac{h}{w}. \quad (39)$$

Para a microfita é possível modelar o efeito capacitivo e indutivo em modelos distribuídos pelo projeto sobre a estrutura do subtrato, como descrito na literatura de micro-ondas. A obra do [Hong e Lancaster \(2001\)](#) é baseada em técnicas medidas de componentes elétricos distribuídos em microfita, desta forma, de acordo com ele pode-se estabelecer as relações de parametrização de acordo com a Fig. 15, a qual representa um compilado de outras obras destacadas:

Figura 15 – Esquematização de distribuições em microfita e ressoadores mais utilizados.

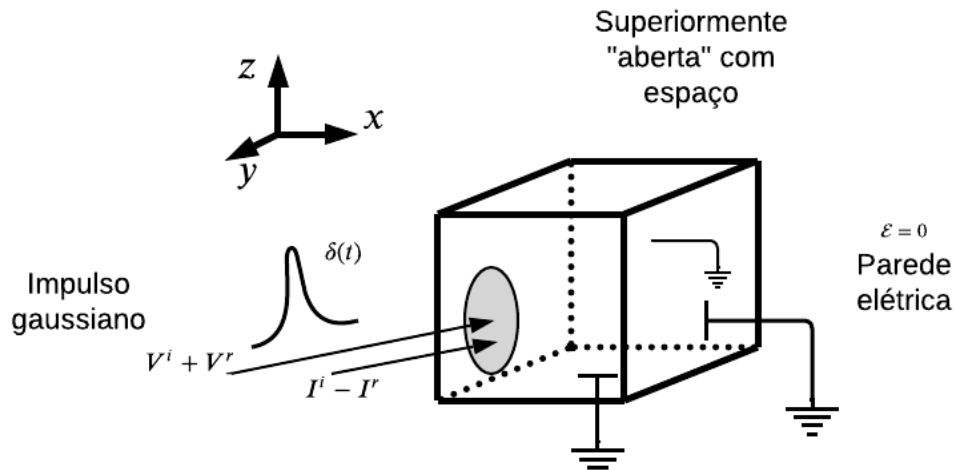


Fonte: Compilação baseada nas obras de [Hong e Lancaster \(2001\)](#), [Poazar \(2011\)](#), [Chen et al. \(2004\)](#), [Bahl e Bhartia \(2003\)](#)

2.4 CONDIÇÕES DE CONTORNO PARA A MICROFITA

A rede de micro-onda é definida por uma região no espaço de onde não há saída de energia eletromagnética do sistema para o exterior, exceto nas portas da estrutura. Desta forma, fica evidente que a saída pela Fig. 16 (ou a entrada) de potência proveniente do (ou para o) sistema é permitida apenas por estes elementos configurados.

Figura 16 – Esquematização das condições de contorno em microfita.



Fonte: Autor (2022)

Este contorno é condicionado pela chamada parede elétrica (campo elétrico nulo no determinado ponto), por esta consequência o vetor que direciona o fluxo de potência (conhecido como vetor de Poynting) é nulo – de modo que a energia eletromagnética ali, residida no ponto é nula. De fato, para [Orfanidis \(2016, p. 542\)](#) a decomposição longitudinal-transversal (calculado pelo gradiente ∇_T) do campo elétrico sobre a coordenada z pode ser escrita pela eq. 40:

$$\nabla_T \mathcal{E}_z \times \hat{z} - j\beta \hat{z} \times \vec{\mathcal{E}} = -j\omega\mu\vec{\mathcal{H}} \Rightarrow \hat{z} \times (\nabla_T \mathcal{E}_z - j\beta \vec{\mathcal{E}}) = j\omega\mu\vec{\mathcal{H}}. \quad (40)$$

As condições de contorno em particular partem pela modelagem da equação 41, na coordenada x :

$$\frac{\partial \mathcal{E}_z}{\partial y} + j\beta \mathcal{E}_y = -j\omega\mu \mathcal{H}_x, \quad (41)$$

a interface entre os campos nos diferentes meios (ar-dielétrico) condiciona a dinâmica representada pelas equações 42 e 43:

$$\frac{\partial \mathcal{E}_z^{\text{ar}}}{\partial y} + j\beta \mathcal{E}_y^{\text{ar}} = \frac{\partial \mathcal{E}_z^{\text{diel}}}{\partial y} + j\beta \mathcal{E}_y^{\text{diel}}, \quad (42)$$

singularizando-se as condições:

$$\frac{\partial}{\partial y} (\mathcal{E}_z^{\text{ar}} - \mathcal{E}_z^{\text{diel}}) = j\beta \frac{\epsilon - \epsilon_0}{\epsilon} \mathcal{E}_z^{\text{ar}} = j\beta \frac{\epsilon - \epsilon_0}{\epsilon_0} \mathcal{E}_z^{\text{diel}}. \quad (43)$$

2.5 PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO

De modo a analisar as configurações ressoadoras, é necessário graduar-se conceitualmente no conhecimento e na relevância do método de parametrização das redes esquematizadas. De fato, se deve ter em mente quando se avaliam os parâmetros de espalhamento S (do inglês, *Scattering parameters*), $ABCD$, Z ou ainda Y é o fato de está lidando com grandezas relativamente distintas. Diante do exposto, convencionou-se a seguinte definição dos parâmetros S pelo quadro 4:

Quadro 4 – Matriz de espalhamento.

Definição 4: Parâmetros- S

Dada uma rede de micro-ondas com duas portas, a relação definida pela razão entre as tensão refletidas V_n^r e V_m^r nas portas n , m pelas tensões incidentes V_n^i e V_m^i nas portas n , m , respectivamente^a, é designada como coeficiente de espalhamento S_{nm} , como analisa-se pelas eq. 44 e 45:

$$S_{nm} = \frac{V_n^r}{V_m^i}, \quad n, m \in \mathbb{N}. \quad (44)$$

Em forma matricial, obtêm-se pela generalização da rede:

$$\begin{pmatrix} V_1^r \\ V_2^r \\ V_3^r \\ \vdots \\ V_k^r \\ \vdots \\ V_{n-1}^r \\ V_n^r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1m} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2m} \\ S_{31} & S_{32} & \cdots & S_{3m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{k1} & S_{k2} & \cdots & S_{kj} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{(n-1)1} & S_{(n-2)2} & \cdots & S_{(n-1)(m-1)} \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nm} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^i \\ V_2^i \\ V_3^i \\ \vdots \\ V_j^i \\ \vdots \\ V_{m-1}^i \\ V_m^i \end{pmatrix}, \quad (45)$$

em que $1 \leq k \leq n$ e $1 \leq j \leq m$.

^aTipicamente, outras literaturas utilizam V^+ para ondas refletidas e V^- para ondas incidentes.

Fonte: [Hong e Lancaster \(2001, p. 22\)](#)

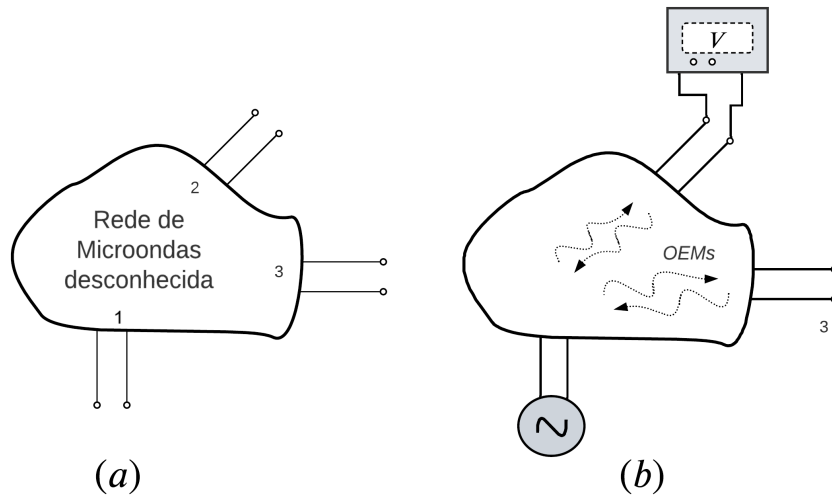
Estes modelos (S , Z dentre outros) podem auxiliar na visualização da resposta em frequência do sistema. A título de exemplo: os parâmetros S requerem as tensões de incidência e refletância, em contraponto os parâmetros de impedância Z requerem as tensões nas portas assim como as correntes que circulam nos elementos do circuito.

Os parâmetros de espalhamento são importantes neste trabalho para analisar a característica da rede com relação a sua resposta em frequência. Desta maneira, é nítido que o sistema tende a apresentar propriedades similares a filtros com efeito interessante em rejeição de certo conjunto de frequência (ou banda de frequência) a medida que o princípio de ressonância

torna-se predominante na estrutura planar. Os parâmetros de espalhamento, nestas aplicações de micro-ondas, correspondem fisicamente ao coeficiente de reflexão $S_{nn} = S_{mm} = \Gamma$ quando analisada a tensão de reflexão e de incidência em uma mesma porta. Outrossim, a transmissão relaciona às tensões de reflexão e de incidência em portas distintas⁴ $S_{nm} = S_{mn} = T$.

A Fig. 17 (a) evidencia uma rede com três portas básicas quaisquer de micro-ondas cuja propriedades são desconhecidas em termos de reflexão e transmissão do sinal eletromagnético. Neste contexto, um conjunto de OEMs é emitido no sistema e pela Fig. 17 (b), a qual representa a dinâmica de propagação pela rede, nota-se a relação entre a reflexão e a transmissão dos parâmetros de espalhamento na porta 3 quando existente uma fonte de excitação externa na porta 1. Ainda é possível ver que existe um dispositivo medidor na porta 2.

Figura 17 – Dinâmica de propagação das OEMs em uma rede micro-ondas típica.



Fonte: Autor (2022)

A Fig. 17 (b) permite avaliar três prováveis casos referentes a inserção de energia na porta 3. Nesta circunstância, o primeiro caso é considerado em circuito aberto; o sinal proveniente da rede atinge a porta 3 pela incidência com tensão V_3^i , toda esta energia é refletida para rede com tensão V_3^r , o coeficiente de espalhamento é caracterizado pela formulação 46, onde há uma *inversão* do sinal (em fase e sentido):

$$\Gamma = \frac{V_3^r}{V_3^i} \xrightarrow{V_3^r = V_3^i \angle 180^\circ} \Gamma = -1. \quad (46)$$

No segundo caso, em uma situação cuja porta 3 está curto-circuitada de um ponto ao outro; a energia incidente com amplitude V_3^i retorna integralmente para rede de micro-ondas e assim, a reflexão é máxima de acordo com a expressão 47, o sinal mantém a fase *invertendo* o sentido:

$$\Gamma = \frac{V_3^r}{V_3^i} \xrightarrow{V_3^r = V_3^i \angle 0^\circ} \Gamma = 1. \quad (47)$$

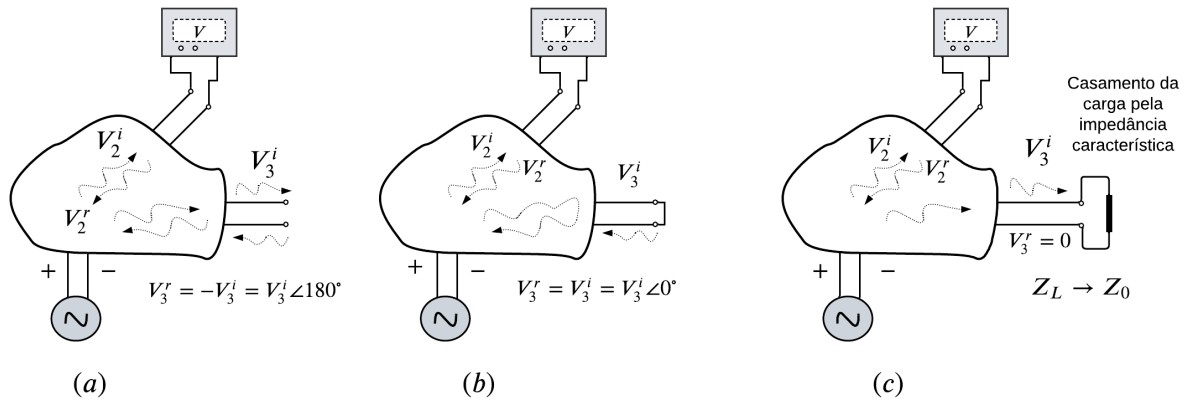
⁴Em casos que a rede é recíproca.

No terceiro caso, cuja situação em que a porta 3 está perfeitamente casada com uma carga de impedância característica $Z_L = Z_0$; a energia incidente com amplitude V_3^i é totalmente absorvida pela carga, não retornando energia para rede de micro-ondas, a reflexão é nula (em um cenário ideal) mediante a equação 48:

$$\Gamma = \frac{V_3^r}{V_3^i} \xrightarrow{V_3^r=0} \Gamma = 0. \quad (48)$$

Já em um cenário real, sempre há uma parte desta energia refletindo (caso teórico 1). Todo o processo descrito anteriormente pode ser resumido de forma prática na Fig. 18. Os três casos são casos ideais, hipotetizados em condições que distinguem da prática. No entanto, este conceito possibilita a introdução do entendimento teórico do parâmetro relativo ao surgimento do espalhamento.

Figura 18 – Casos ideais da propagação das OEMs em uma rede micro-ondas.



Fonte: Autor (2022)

O último caso é peculiar e possui relevância conforme a inserção da impedância e a carga. Em uma rede de linha de transmissão, seu coeficiente de reflexão é calculado pela eq. 49 (ORFANIDIS, 2016, p. 559):

$$Z_L \xleftrightarrow[\text{Inversão algébrica}]{} \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (49)$$

$$\Gamma_L \Leftrightarrow Z_L = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L}. \quad (50)$$

O comprimento da linha z entre o gerador (fonte de alimentação) e a carga Z_L implica em um fator exponencial sobre o coeficiente de reflexão, em virtude da propagação do sinal de retorno $-z$, portanto em termos matemáticos, têm-se 51:

$$\Gamma(z) = \Gamma_L e^{-2j\beta z} \quad (51)$$

$$\Rightarrow Z(z) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta z}}{1 - \Gamma_L e^{-2j\beta z}}. \quad (52)$$

Tais parâmetros de projeto descrevem aspectos singulares no funcionamento da rede. Eles afetam o desempenho do sistema através de fatores pertinentes à estrutura projetada; assim,

a matriz de espalhamento permite prever o comportamento característico pela presença de elementos não-lineares, perdas por aquecimento em decorrência da natureza do material e a existência de elementos ativos, provocando desta forma propriedades indesejáveis. Dos fatos dispostos, destacados e esclarecidos, uma definição que trata da essencialidade prática das estruturas planares apresentadas na metodologia do trabalho é a reciprocidade da rede como estabelece a definição no quadro 5.

Quadro 5 – Critérios para sistemas de micro-ondas recíprocos.

Definição 5: Reciprocidade
<p>Uma rede de micro-ondas é recíproca quando seu espalhamento é independente da direção, de modo que $S_{mn} = S_{nm}$, como consequência, prevê-se as seguintes características:</p> <ul style="list-style-type: none"> ○ Elementos passivos; ○ Meio não-isotrópico (anisotrópico); ○ Linearidade em seus elementos;

Fonte: Degiorgi (2022)

A título de exemplo, dada uma matriz qualquer em que seus coeficientes da diagonal principal são nulos, pode-se inferir que ocorreu uma absorção total pelo casamento perfeito da impedância e da carga, como expressa a Fig. 19:

Figura 19 – Disposição dos coeficientes da diagonal principal.

$$\begin{array}{ccccccc}
 & & \text{Casamento perfeito} & \longrightarrow & \text{Absorção total} & \longrightarrow & \Gamma = 0 \quad \text{Alta} \\
 & & & & & & \text{transmissão} \\
 \left(\begin{array}{ccccc}
 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} \\
 S_{21} & 0 & S_{23} & S_{24} & S_{25} \\
 S_{31} & S_{32} & 0 & S_{34} & S_{35} \\
 S_{41} & S_{42} & S_{43} & 0 & S_{45} \\
 S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & 0
 \end{array} \right)
 \end{array}$$

Fonte: Autor (2022)

Outrossim, a reciprocidade da rede é conferida quando os coeficientes de espalhamento S_{nm} forem idênticos aos S_{mn} , isto acontece quando a condição 53 é satisfeita:

$$S_{nm} = S_{mn} \quad n \neq m, \text{ tal que } n, m \in \mathbb{N}. \quad (53)$$

Estes parâmetros (parâmetros-S) ajudam a entender como o procedimento de filtragem ocorre mediante à síntese da curva de espalhamento delineando-se ao longo da progressão gradativa da

frequência, ou seja: como a magnitude dos coeficientes de reflexão e transmissão se comportam em termos da frequência, auxiliando assim a observar o efeito de ressonância na estrutura de microfita pelo aspecto das linhas de transmissão acopladas pela configuração ressonante.

2.6 O FILTRO REJEITA-FAIXA

Os filtros são importantes aliados pelo leque de aplicações que possuem: em sistemas eletrônicos, sejam eles analógicos ou digitais, utilizados desde processamento de sinais de áudio, vídeo e banco de dados em telecomunicação, processo de alimentação e/ou realimentação em sistemas de controle, dentre diversas e infinitas aplicabilidades. Neste contexto, revela-se a necessidade deste trabalho pela abordagem dos filtros (mais especialmente) rejeita-faixa, pela resposta requerida e hipotetizada pela aplicação e objetivo ao qual deseja-se chegar (vide quadro 6).

Quadro 6 – Critério de funcionamento para um filtro rejeita-banda.

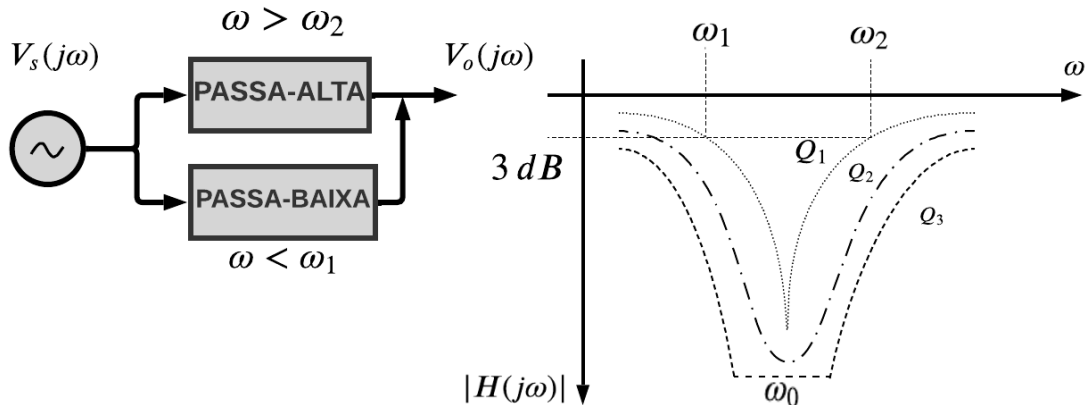
Definição 6: Filtro Rejeita-faixa (ou rejeita-banda)
Um sistema eletrônico capaz de selecionar (por alta atenuação), rejeitar ou atenuar uma componente de frequência, ou conjunto de frequências (banda de atenuação) de sinal elétrico é denominado um filtro rejeita-faixa ou bloco de filtragem <i>stop-band</i> (em processamento de sinais).

Fonte: Nascimento (2001)

Em micro-ondas, as respostas de espalhamento expressam filtros através das características em frequência dos mesmos. A título de exemplo, um trabalho que confirma este fato é a dissertação de mestrado de Neto (2020) do Instituto Federal Paraíba que, através de filtros planares baseados em geometrias retangulares e circulares, conseguiu demonstrar controle no ganho para o fator de qualidade Q , alteração na faixa de passagem e a rejeição de determinadas bandas.

Assim, a constituição básica do rejeita-banda pode ser representada pela configuração em paralelo de dois filtros mais fundamentais; que permitem a banda de passagem em baixas frequências (inferior a de corte ω_1) e a banda de passagem em altas frequências (superior a de corte ω_2). Conforme mostra a Fig. 20:

Figura 20 – Aspectos básicos para construção de um filtro rejeita-banda.



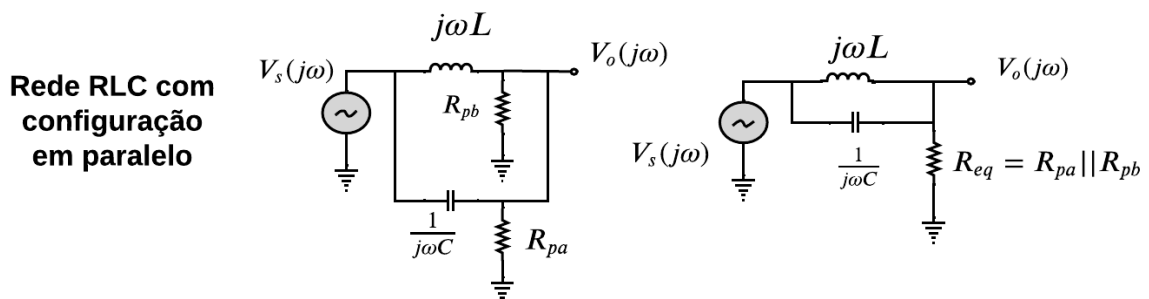
Fonte: Autor (2022)

2.6.1 Modelagem matemática

A modelagem do filtro rejeita-banda é feita através de algumas propriedades básicas que são relevantes à análise em frequência. Tais parâmetros moldam o mecanismo do sistema pelo filtro implementado, considerando a função de transferência (muitas vezes utilizadas as relações de tensões de saída e entrada). No caso deste trabalho acadêmico, usar-se-á a correspondência dos parâmetros de espalhamento. A função de transferência⁵ (eq. 54) permite exprimir as frequências de cortes inferior ω_1 e superior ω_2 , a central⁶ ω_0 , a largura de banda BW e o fator de qualidade Q (MELGES, 2013), conforme as configurações das redes apresentadas pelas Fig. 21 e 22:

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} \quad (54)$$

Figura 21 – Topologia da rede RLC em paralelo para um filtro rejeita-faixa.

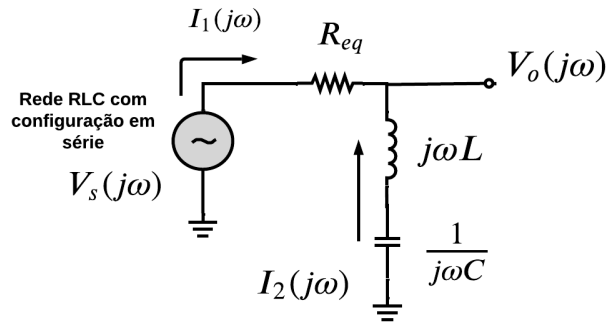


Fonte: Autor (2022)

⁵Para todo efeito, considera-se $s = j\omega$ (regime permanente).

⁶Note que a frequência central é a frequência de ressonância.

Figura 22 – Topologia da rede RLC em série para um filtro rejeita-faixa.



Fonte: Adaptada de Melges (2013)

Aplicando as equações de Kirchhoff das correntes na associação em série, obtêm-se:

$$I_1(s) = \frac{V_o(s) - V_s(s)}{R_{eq}} \quad \text{e} \quad I_2(s) = \frac{V_o(s)}{Z_{eq}(s)} \quad (55)$$

Observa-se que $Z_{eq}(s)$ é a associação série entre os elementos capacitivo e indutivo na Fig. 22. Como as correntes $I_1 + I_2 = 0$, que entram no nó, extrai-se a eq. 56:

$$\frac{V_o(s) - V_s(s)}{R_{eq}(s)} + \frac{V_o(s)}{Z_{eq}} = 0 \quad (56)$$

$$V_o(s) \left(\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{Z_{eq}(s)} \right) = \frac{V_s(s)}{R_{eq}(s)}, \quad (57)$$

onde,

$$Z_{eq}(s) = sL + \frac{1}{sC}. \quad (58)$$

A função de transferência é então dada pela relação da expressão 54 e portanto é descrita por 59:

$$\begin{aligned} H_{\text{RF}}(s) &= \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{\frac{1}{R_{eq}(s)}}{\frac{1}{R_{eq}} + \frac{1}{Z_{eq}(s)}} \times \frac{Z_{eq}(s)R_{eq}}{Z_{eq}(s)R_{eq}} = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq}(s) + R_{eq}} \\ &\Rightarrow H_{\text{RF}} = \frac{Z_{eq}(s)}{Z_{eq}(s) + R_{eq}} = \frac{Z_{eq}}{Z_{eq} + R_{eq}} \end{aligned} \quad (59)$$

De fato, o filtro rejeita-faixa é descrito pela eq. 59, de acordo com Mussoi (2004). Pela substituição de eq. 58 em eq. 59, obtêm-se como resultado a eq. 60:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{sL + \frac{1}{sC}}{sL + \frac{1}{sC} + R_{eq}} = \frac{sL + \frac{1}{sC}}{sL + \frac{1}{sC} + R_{eq}} \times \frac{sC}{sC} \Rightarrow H(s) = \frac{1 + s^2LC}{s^2LC + sR_{eq}C + 1} \\ &\Rightarrow H_{\text{RF}}(s) = \frac{\frac{1}{LC} + s^2}{s^2 + s\frac{R_{eq}}{L} + \frac{1}{LC}} \triangleq \frac{\omega_0^2 + s^2}{s^2 + BWs + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (60)$$

Em que, a largura de banda BW , a frequência central ω_0 e os cortes ω_1 e ω_2 são definidos pelas seguintes equações 61, 62, 63 e 64, respectivamente:

$$BW = \frac{R_{eq}}{L} \quad (61)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (62)$$

$$\omega_1 = -\frac{BW}{2} + \sqrt{\left(\frac{BW}{2}\right)^2 + \omega_0^2} \quad (63)$$

$$\omega_2 = \frac{BW}{2} + \sqrt{\left(\frac{BW}{2}\right)^2 + \omega_0^2} \quad (64)$$

Assim, pode-se ver que a largura de banda é a diferença entre as componentes de corte, de modo que $BW = \omega_2 - \omega_1$.

Fazendo $s = j\omega$ e calculando a magnitude $\|H_{RF}(j\omega)\|$, encontra-se pela 65:

$$\begin{aligned} \|H_{RF}(j\omega)\| &= \left\| \frac{\frac{1}{LC} - \omega^2}{-\omega^2 + j\omega\frac{R_{eq}}{L} + \frac{1}{LC}} \right\| \\ \Rightarrow \|H_{RF}(j\omega)\| &= \frac{\left\| \frac{1}{LC} - \omega^2 \right\|}{\sqrt{\left(\frac{1}{LC} - \omega^2\right)^2 + \left(\omega\frac{R_{eq}}{L}\right)^2}} \end{aligned} \quad (65)$$

A fase é obtida a partir do argumento da expressão complexa em $j\omega$ da resposta em frequência do filtro pela eq. 66:

$$\phi(j\omega) = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega\frac{R_{eq}}{L}}{\omega^2 - \frac{1}{LC}}\right) \quad (66)$$

Em suma, as propriedades já introduzidas e definidas por esta fundamentação relacionam-se em termos de equivalência planar com as estruturas de interesse, ao longo do processo de análise metodológica.

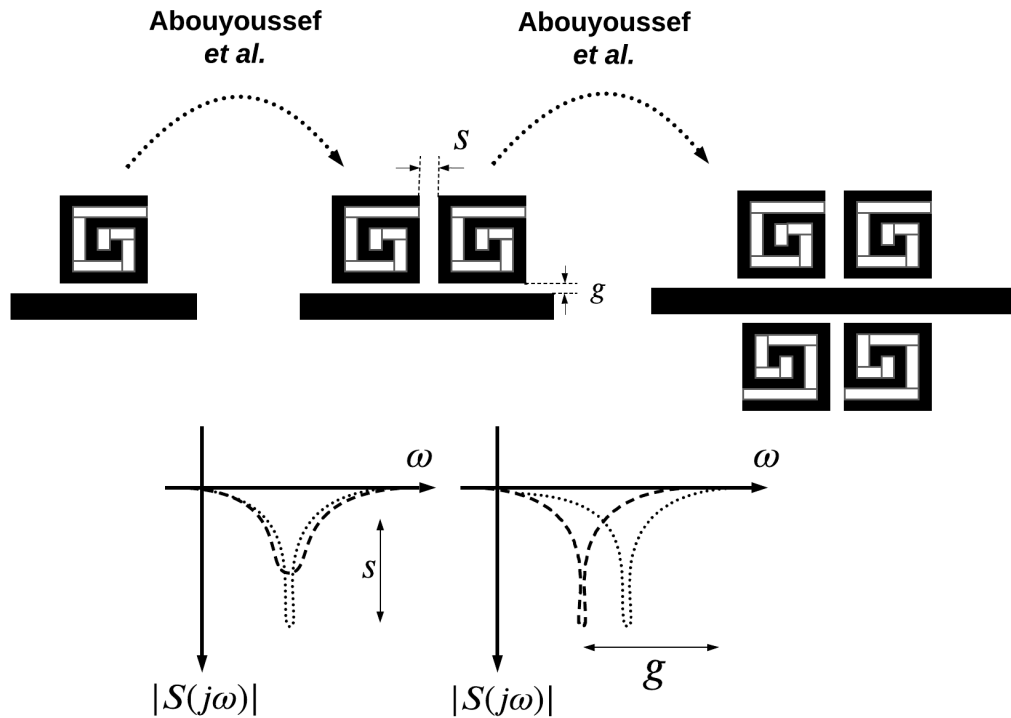
2.6.2 Equivalência planar

As equivalências planares das topologias (já descritas) de rede para os filtros estudados estão diretamente ligadas pela configuração das estruturas ressonantes. De fato, estas particularidades são então avaliadas pelas disposições dos anéis ressonadores em concatenação com a linha de transmissão, à medida com que os campos perpassam ao longo da microfita – estes campos tendem a interagir com as estruturas metálicas ressonantes.

Desta maneira, a distribuição de corrente superficial é dispersiva e residual acumulativa pelas extremidades. Como prova deste fato, vale, a título de exemplo, consultar o artigo de [Abouyoussef, El-Tager e El-Ghitani \(2018\)](#), publicado na Conferência Nacional de Ciência de Rádio em 2018 (NRSC), no qual ele e seu grupo de pesquisa mostram como modificando os parâmetros de espaçamento s entre os respectivos anéis e o *gap* g entre estes e a LT, obtinham-se

modificações na resposta em frequência dos parâmetros de espalhamento, pelo controle da ressonância, como ilustra a Fig. 23:

Figura 23 – Controle da ressonância através de parâmetros físicos.



Os níveis de isolamento alteravam de acordo com as mudanças no espaçamento entre os anéis.

A frequência transladava com alterações do *gap* entre a linha e os anéis.

Fonte: Autor (2022)

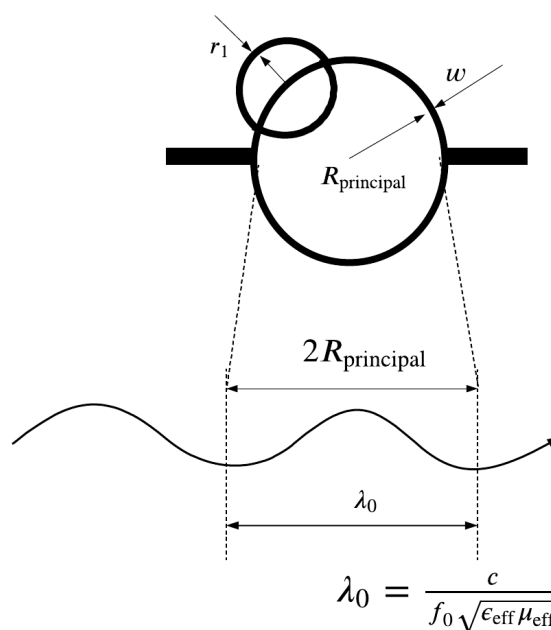
3 METODOLOGIA CIENTÍFICA

Após **fundamentada a teoria** elencada pelos pontos de interesse a esta metodologia, desde da construção da **linha de transmissão** e seus *efeitos reativos* para a **estrutura de microfita**, em virtude dos **elementos distribuídos** por consequência da configuração disposta do condutor metálico sobre material dielétrico – resta, por fim: a caracterização dos ressonadores. É claro a caracterização do fenômeno só pode ser relacionada ao **espalhamento** das ondas eletromagnéticas ao longo da sua *transmissão* e da sua *reflexão*, em uma estrutura de elementos passivos *recíprocos*. Como produto do processo, inevitavelmente haverá ressonância presente que pode ser descrita em termos da *faixa de rejeição* no processo de **filtragem** pela *modelagem matemática* vigente no momento da passagem e da atenuação do sinal que propagasse pelos anéis ressonadores, associada à *equivalência planar* existente.

3.1 CONCEITO E OS PRINCIPAIS PARÂMETROS

Naturalmente, estruturas planares possuem limitações de projeto referentes às dimensões físicas. A adição de estruturas ressonadoras assim como explanadas na ideia de [Abouyoussef, El-Tager e El-Ghitani \(2018\)](#) promovem mudanças na transmissão do sinal (vide **2.6.2 Equivalência Planar**). Desta maneira, a Fig. 24 é um ponto de partida para o dimensionamento do circuito.

Figura 24 – Esquemática das estruturas a serem projetadas.



Fonte: Autor (2022)

Sendo assim, o critério de escolha do tamanho da estrutura foi a relação entre o diâmetro

e o comprimento de onda. Desta maneira, analisar-se-á o espalhamento sob as sintonizações do raios $R_{principal}$ do anel central e os raios externos adjacentes r_1 , tendo assim as correntes de superfície são indicadores da relação entre a geometria destas estruturas e a resposta em frequência. Destarte, o projeto implementa os parâmetros que possibilitem variações na resposta e, assim, a resultância de efeitos implícitos a ele (ou a eles).

Efetivamente, as estruturas planares – aqui escolhidas – apresentam propriedades de autossimilaridade, reciprocidade e rejeição ou absorção de determinada banda de frequência (note que estas características estão relacionadas à natureza da rede). No entanto, a característica de ressonância está ligada à topologia da rede, isto é, à dispersão e à geometria do material condutor sobre o dielétrico – esta por sua vez, é facilmente analisada quando modificada de maneira paramétrica. Depois da exposição do contexto, recorre-se à formalização das variáveis utilizadas.

Para a caracterização do projeto, sintonizar-se-á pela modificação dos parâmetros dos anéis ressonadores interno e externo, extrai-se da Fig. 24:

$R_{principal}$ é o raio interno do anel principal ao centro da LT (em mm);

r_1 é o raio interno dos anéis menores adjacentes ao principal localizados nas extremidades do ressoador central (em mm);

λ_0 é o comprimento de onda para a frequência central (em mm);

f_0 é a frequência natural de ressonância (em GHz);

w é a largura da fita (em mm).

3.2 CÁLCULO DAS VARIÁVEIS DE PROJETO

O conjunto de fatores que afetam o funcionamento do ressonador é parametrizado pelo cálculo preliminar do comprimento de onda, em termos da frequência de operação e assim as distâncias radiais dos respectivos anéis; tal qual se convencionou a relação radial da circunferência em razão do comprimento de onda, como expressa a eq. 67:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_{eff}}}. \quad (67)$$

O perímetro do anel é $C_{principal} = 2\pi R_{principal}$ e, portanto, o raio interno principal está associado a meio comprimento de onda $\lambda_0/2$ para um ângulo elétrico de $\theta = 180^\circ$, de acordo como consta a Fig. 15. Desta forma, expressa-se a eq. 69:

$$\lambda_0 = 2 \times R_{principal} = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_{eff}}} \quad (68)$$

$$\Rightarrow R_{principal} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_{eff}}}. \quad (69)$$

Os parâmetros de permissividade e permeabilidade relativos são fixos e valem $\epsilon_{rel} = 4.5$ e $\mu_{rel} = 1$ (considerando o material com FR-4 sem perdas¹). Em uma calculadora de *microstrip* – utilizou-se

¹O material foi escolhido em função da sua disponibilidade no Lab. de Prototipagem da UFRPE, UACSA.

o site [emtalk \(2022\)](#) – foram computadas as variações necessárias para transmissão de uma linha, utilizando os seguintes valores de parâmetros: $f_0 = 1\text{ GHz}$, $\theta_{\text{elétrico}} = 180^\circ$, $Z_0 = 50\Omega$ e $y = 80,00\text{ mm}$, tendo como resultado $L = 81,10\text{ mm}$ e $w = 3,10\text{ mm}$, de acordo com Fig. 24. Ademais, os valores escolhidos e obtidos são classificados quanto as suas características elétricas e geométricas pelas tabelas 1 e 2, como expostas:

Tabela 1 – Características elétricas.

ϵ_{rel}	μ_{rel}	λ_0	f_0	$\theta_{\text{elétrico}}$	Z_0
4,5	1	5,7 mm	1 GHz	180°	50 Ω

Fonte: Autor (2022)

Tabela 2 – Características geométricas.

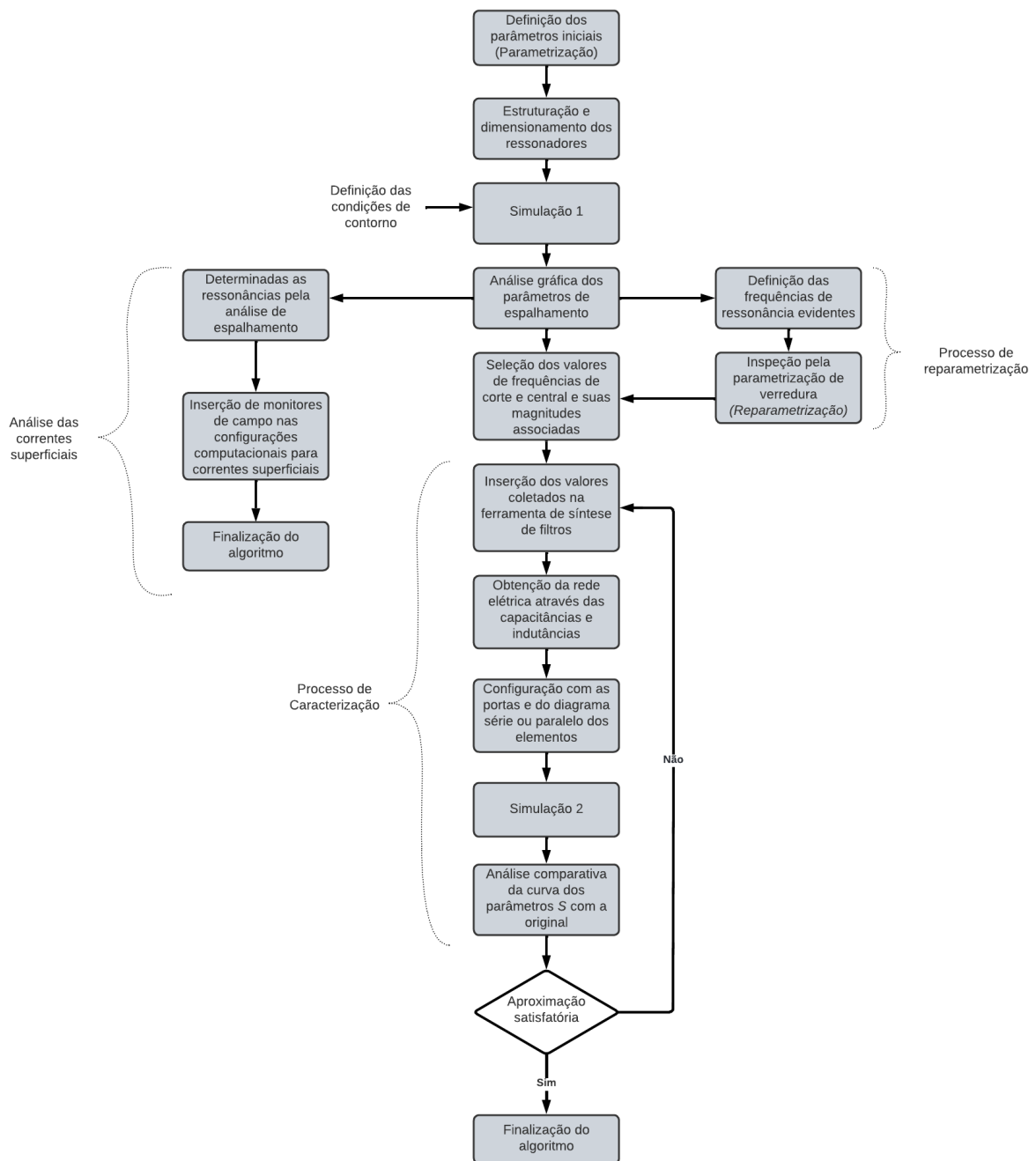
L	w	h	y	t_{linha}	$R_{\text{principal}}$	r_1
81,1 mm	3,1 mm	1,65 mm	80,0 mm	0,1 mm	11,4 mm	7,5 mm

Fonte: Autor (2022)

3.3 ALGORITMO METODOLÓGICO

O fluxograma explica todo o processo metodológico estabelecido por este trabalho, em função dos passos realizados pelo projetista. O referido apresenta de maneira lógica e prática o processo de caracterização, reparametrização e análise das correntes superficiais pelos estágios simplificados dos blocos de tarefas, avaliado pela Fig. 25:

Figura 25 – Processo metodológico utilizado.



Fonte: Autor (2022)

3.4 FAMÍLIA DE RESSONADORES

3.4.1 Construção da linha de transmissão

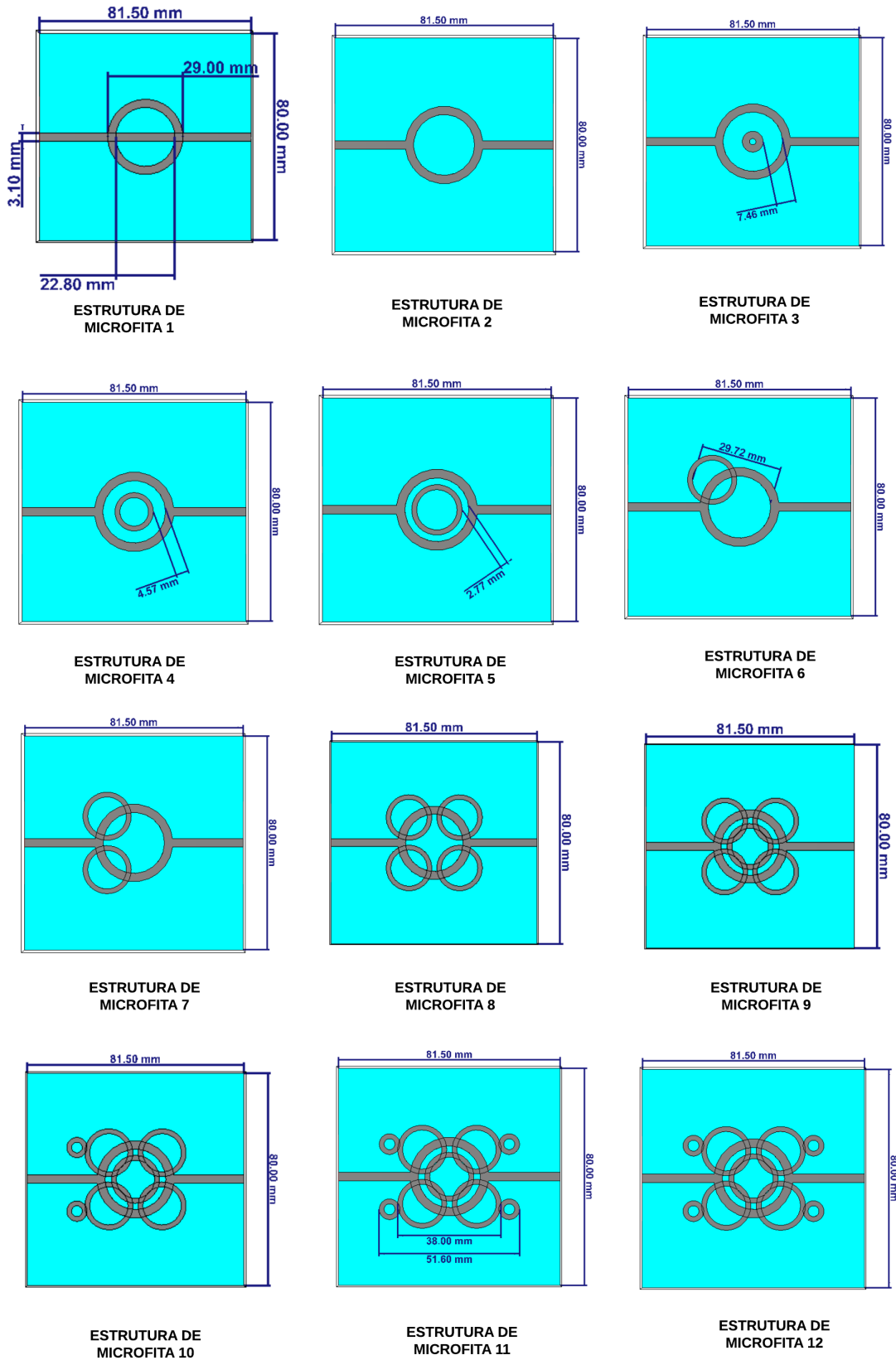
Foi construída com o auxílio da ferramenta computacional (*software*) *CST Studio Suite 2018*, no ambiente CAD do programa a estrutura dielétrica, a qual representa o substrato responsável pela permissividade relativa ϵ_{rel} , com altura $h = 1,65 \text{ mm}$. Com isto, o seguinte passo foi a constituição do plano de aterramento (ou simplesmente plano-terra) com as mesmas dimensões do substrato $t_{linha} = 0.1 \text{ mm}$. Por fim, construiu-se a LT com largura $w = 3,102 \text{ mm}$.

O processo de elaboração dos anéis ressonantes foi idealizado sobre o cálculo já introduzido pelo raio interno baseado em meio comprimento de onda pela eq. 69 (transformador de meia-onda). Desta maneira, configuraram-se as condições de contorno pela inserção de paredes elétricas nas extremidades ($\mathcal{E} = 0$), isto é, campo elétrico nulo nas coordenadas $+x, -x, +y, -y, -z$ e configuração "aberta" na coordenada $+z$ com espaçamento para portas. Segundo os critérios do *software* CST da *Systèmes* (2022), as portas de excitação e captação do sinal devem ser definidas de tal forma que elas apresentassem seis vezes a altura do substrato ($H_{porta} = 5h \text{ mm}$) e cinco vezes ($y_{porta} = 5w \text{ mm}$) a largura da fita.

3.4.2 Idealização dos anéis ressonantes

A ideia por trás da estruturação dos anéis é baseada no processo de autossimilaridade, já discutido e estudado. Este estudo não possui intenção de entrar no mérito do escopo das equações e/ou da construção matemática do processo de iteração dos anéis circulares, uma vez que este não alcança tal objetivo por este trabalho proposto. Assim, no *software* do CST foi confeccionada uma circunferência (denominada e referenciada por anel principal) no centro da estrutura retangular com distância radial $R_{principal} = 11,4 \text{ mm}$. Ao final deste procedimento foram simulados e capturados os resultados da resposta de espalhamento para desdobramento de outras análises futuras. Pelo processo autossimilar, se introduziu um círculo com raio interno de $r_1 = 7,2 \text{ mm}$ e raio externo $r_{ext} = 9 \text{ mm}$, sobre a parte superior (ao lado adjacente) à linha de transmissão, verificando novamente a resposta de espalhamento. Assim, introduziu-se o segundo anel menor, de tal forma que permanecesse vizinha à linha e simetricamente adequado ao primeiro anel menor dimensionado, analisou-se assim os parâmetros-S. E assim por diante, prosseguiu-se com o algoritmo de dimensionamento. Novamente, expressa-se que para a elaboração destes anéis, tomou-se o comprimento de meia-onda para determinação da terminação pela angulação elétrica $\theta_{elétrico}$ percorrida pela corrente ao longo do trecho da fita metálica para 180 graus, referente à defasagem. A frequência de ressonância é dependente fortemente deste comprimento de onda, pré-estabelecido pela equação 69. A ilustração apontada pela Fig. 26 demonstra o processo discorrido frente à construção da família de ressonadores:

Figura 26 – Elaboração da família de ressonadores circulares autossimilares.



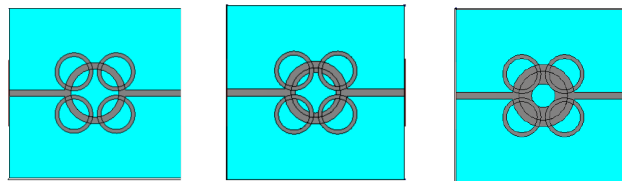
3.5 MODELAGEM POR REPARAMETRIZAÇÃO DOS ANÉIS RESSONANTES

A metodologia, ainda, dotou-se da responsabilidade de pós-modelagem do processo de reparametrização dos anéis ressonadores, condicionado à análise dos principais aspectos de ressonâncias mais evidentes. Ou seja: após as primeiras simulações determinaram-se as frequências promissoras em função da ocorrência do efeito ressonante e, assim, a reparametrização dos raios em torno do máximo nível de isolamento do coeficiente de transmissão avaliado.

3.5.1 Reparametrização do anel principal

A reconstituição do anel principal é caracterizada pela mudança de valores da distância radial interna da circunferência central descrita entre 5.5 mm até 10.5 mm em um passo $0,3\text{ mm}$, de modo que é representado pela Fig. 27:

Figura 27 – Reparametrização do raio interno central (do ressonador central).

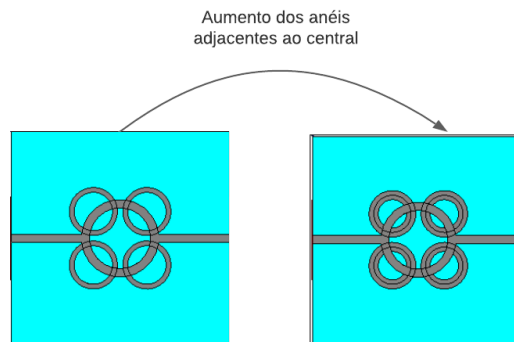


Fonte: Autor (2022)

3.5.2 Reparametrização dos anéis adjacentes ao central

Em relação ao reparametrização dos ressonadores adjacentes ao ressonador central, foram modelados similarmente em função do crescimento dos mesmos quatro anéis (5.5 mm até 7 mm em um passo $0,3\text{ mm}$), como detalha a Fig. 28:

Figura 28 – Reparametrização dos raios internos (dos ressonadores adjacentes).



Fonte: Autor (2022)

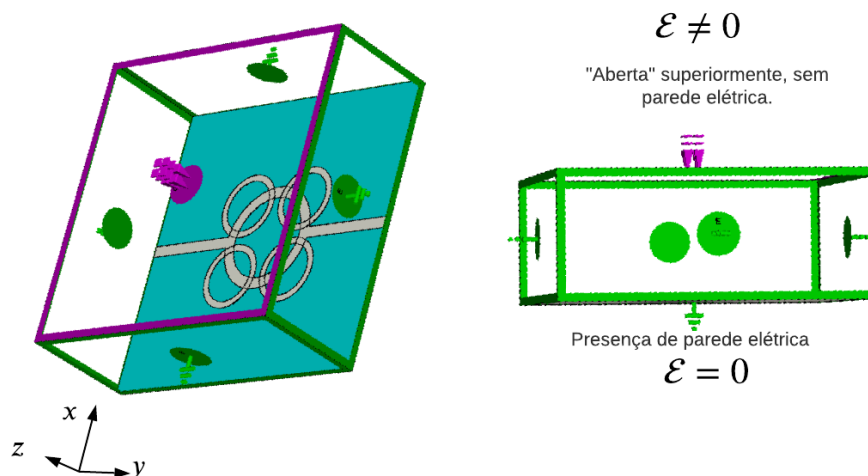
3.6 CARACTERIZAÇÃO DOS RESSONADORES POR SÍNTESE DE FILTROS ELÉTRICOS

Após a análise dos parâmetros de espalhamento; foi possível realizar a caracterização das estruturas ressonadoras que apresentavam respostas interessantes referidas ao efeito de ressonância (abordado no [1.4 O efeito de ressonância em sistemas elétricos](#)). O processo é baseado na composição de filtros rejeita-banda pelo arranjo em série ou pela adição em paralelo de filtros passa-baixas e passa-altas (filtros elementares que formam o filtro rejeita-faixa) pré-simulados pela incorporação das informações da magnitude em decibéis do coeficiente de transmissão e a sua frequência de operação. Em suma, o algoritmo para síntese dos filtros é descrito pela análise gráfica da resposta de espalhamento, sucedido da localização da frequência de ressonância (sendo a frequência central ou de banda), prosseguido pela inserção dos valores (em decibéis) dos coeficientes de transmissão de seleção arbitrária. Por fim, a simulação computacional fornece a rede mais adequada, que corresponde ao filtro procurado. Desta forma, o método foi realizado no próprio *CST Studio* pela ferramenta computacional de síntese de filtros em 2D (*Filter Synthesis Designer 2D*). Por conseguinte, o funcionamento é processado pela seleção do filtro para o qual se deseja obter a resposta simulada, logo após a adição dos valores de interesse pelo projetista. Posto isto, a obtenção pelo usuário é um arranjo em circuito elementar composto por capacitâncias e indutâncias com valores compativelmente associados aos polos e zeros da resposta em frequência do bloco de filtragem requerido.

3.7 DEFINIÇÃO DAS CONDIÇÕES DE CONTORNO

De acordo com o [2.4 Condições de contorno](#), é possível fazer os ajustes necessários, explicitamente denotadas pela Fig. 29:

Figura 29 – Definição no *software* as condições de contorno.



Fonte: Autor (2022)

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

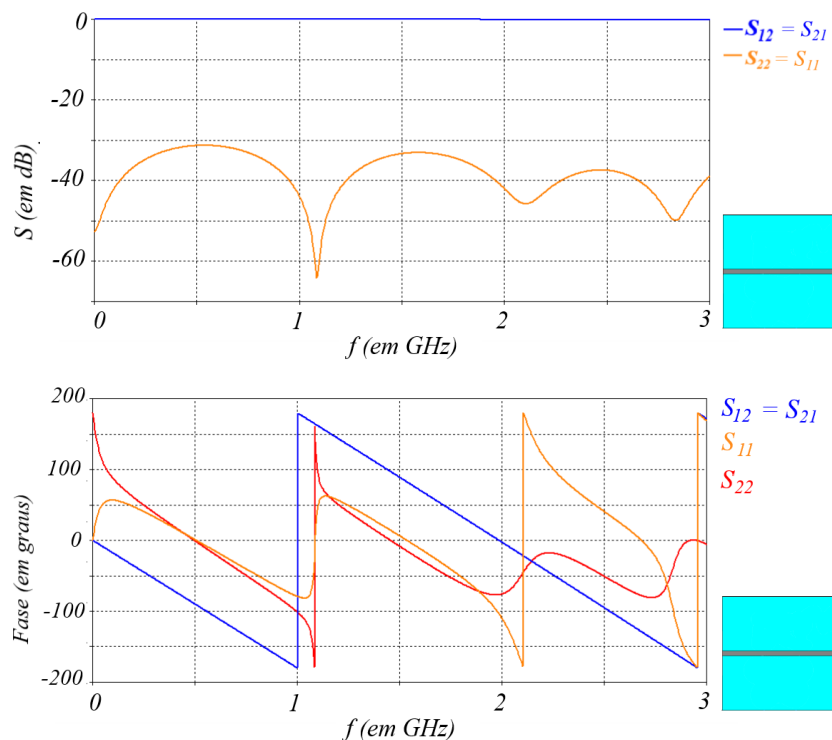
O **método** qualitativo proposto introduz um conceito significativo, na finalidade de expressar a extensão da ideia dos **principais parâmetros** definidos e apresentados. Assim sendo, é imprescindível o recurso da *determinação* e do *dimensionamento* inferidos pelo **cálculo das variáveis de projeto**, simplificando-se desta maneira em uma **família de ressonadores planares** com resultados singulares; cada qual a sua essência. Neste contexto, logo após a construção da LT associada à idealização e à *consolidação dos anéis ressonantes*, é possível colher os frutos decorrentes de todo esboço computacional, pertinentes à **caracterização** e à **síntese** dos filtros procurados.

4.1 RESULTADOS INICIAIS OBTIDOS

4.1.1 As respostas de espalhamento da linha de transmissão

Introdutoriamente, as primeiras resoluções simuladas são as respostas de espalhamento dos parâmetros-S (magnitude e fase) ao longo da frequência relativa à linha de transmissão.

Figura 30 – Coeficientes de transmissão, reflexão e fase da LT.



Fonte: Autor (2022)

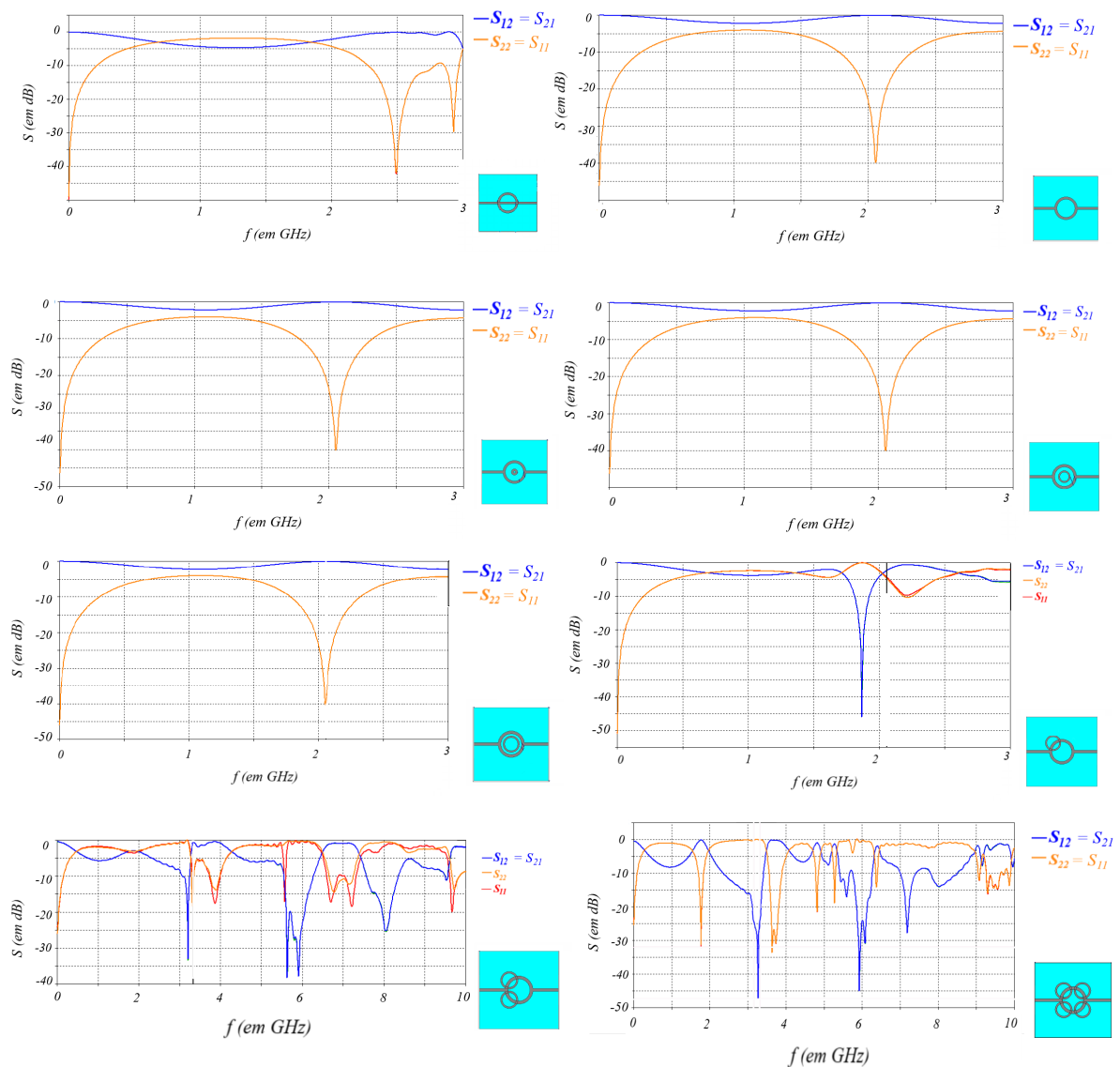
As imagens da Fig. 30 expõem as respostas com relação aos coeficientes de transmissão $S_{12} = S_{21}$ (em coloração azul e verde), de reflexão $S_{11} = S_{22}$ (em coloração vermelha e laranja)

e a defasagem de 180° na frequência central, representando desta maneira a linha de transmissão produzida sob as condições da metodologia estabelecida.

4.1.2 As respostas de espalhamento da família

Já as Fig. 31 e Fig. 32 expressam as respostas com relação aos coeficientes de transmissão S_{12} (em coloração azul), de reflexão S_{22} (em coloração laranja) bem como a fase, ao longo da frequência da família de ressonadores projetada pelas estruturas de microfita produzidas na metodologia:

Figura 31 – Coeficientes de transmissão e reflexão da família de ressonadores.

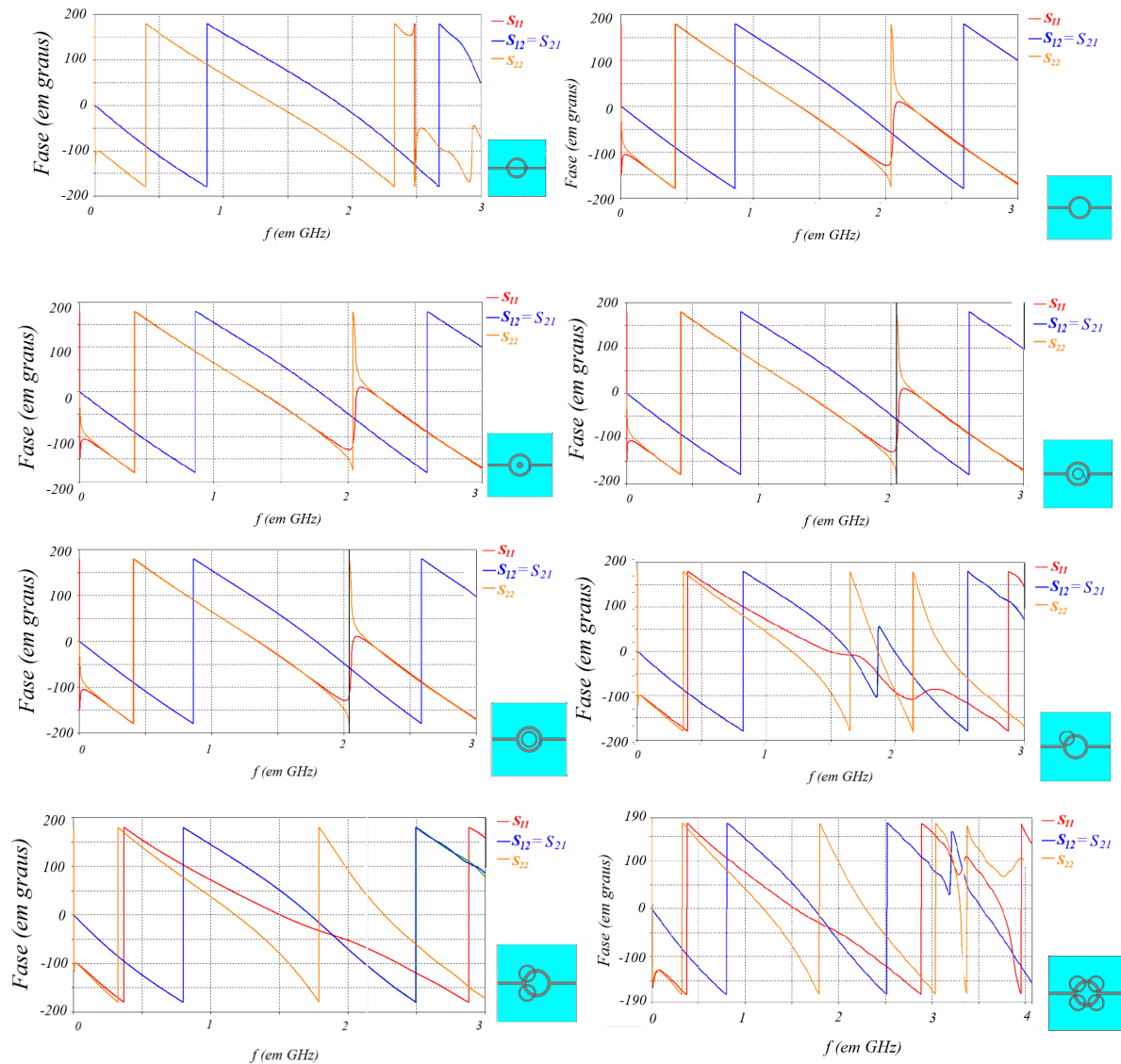


Fonte: Autor (2022)

A fase da família de ressonadores projetada é avaliada e expressa pela Fig. 32, onde é possível verificar pelas curvas em azul e verde, os coeficientes de transmissão relacionados à

defasagem na frequência de ressonância – associados à porta 1 para 2 e vice-versa. O mesmo processo verifica-se para as curvas em vermelho e laranja, elucidado pelos coeficientes de reflexão relativos à porta 1, 1 e porta 2 e 2.

Figura 32 – Fase da família de ressonadores.



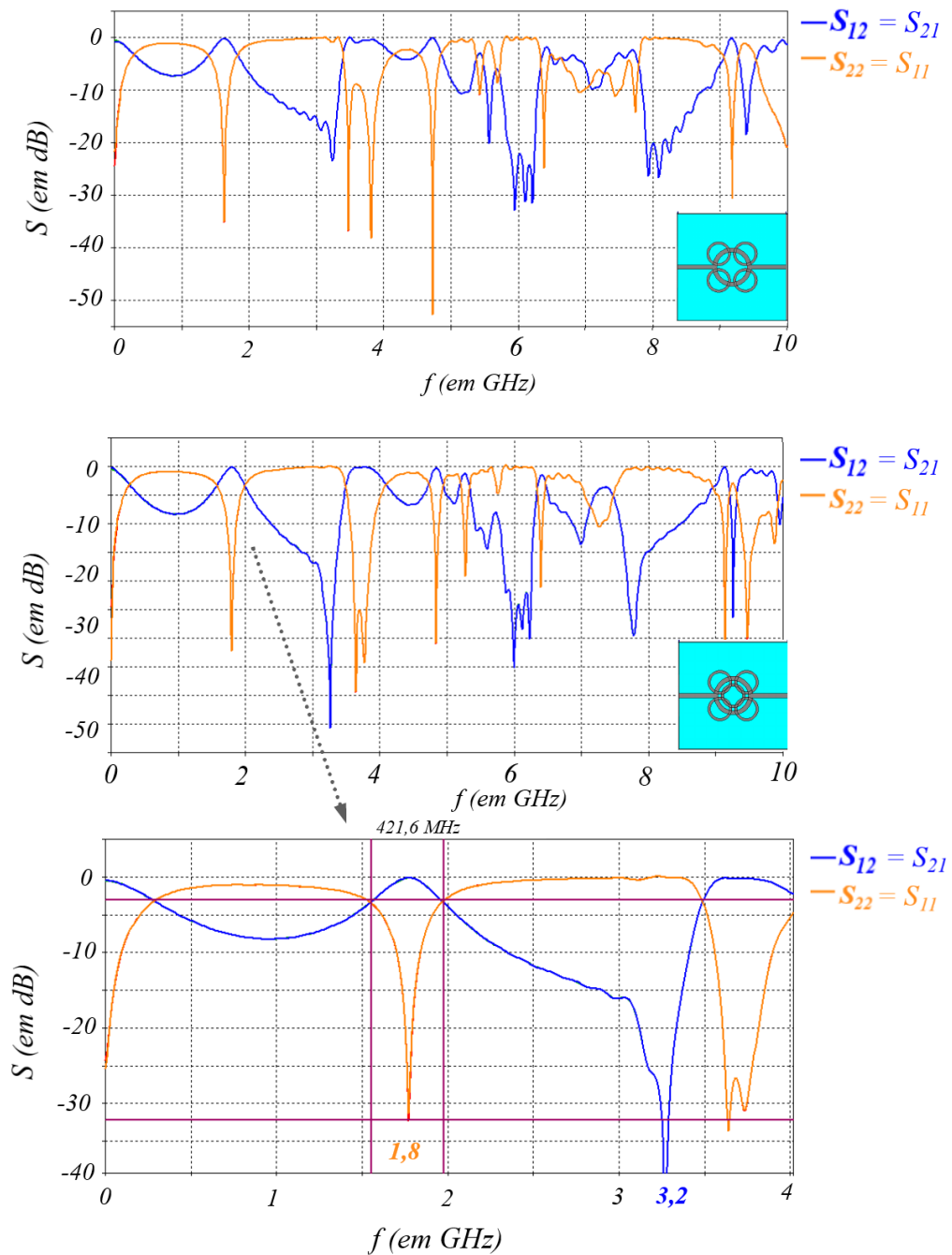
Fonte: Autor (2022)

O impacto relacionado à decorrência nos efeitos da linha de transmissão e seus coeficientes de espalhamento, bem como nos efeitos da família de ressonadores elencada, no estágio das primeiras simulações, é discutido em **4.5 Discussão dos resultados** – o qual levanta suspeitas e hipóteses acerca destes funcionamentos encontrados.

4.2 RESULTADOS PARTICULARES DAS ESTRUTURAS 8 E 9

Algumas estruturas (mais precisamente 8 e 9) designaram respostas importantes com relação ao efeito de ressonância esperado, tais discussões são explanadas na seção **4.5 Discussão dos resultados**, pela representação interessante e notável útil à qualificação destes ressonadores.

Figura 33 – Parâmetros S das estruturas 8 e 9 (efeito interessante).

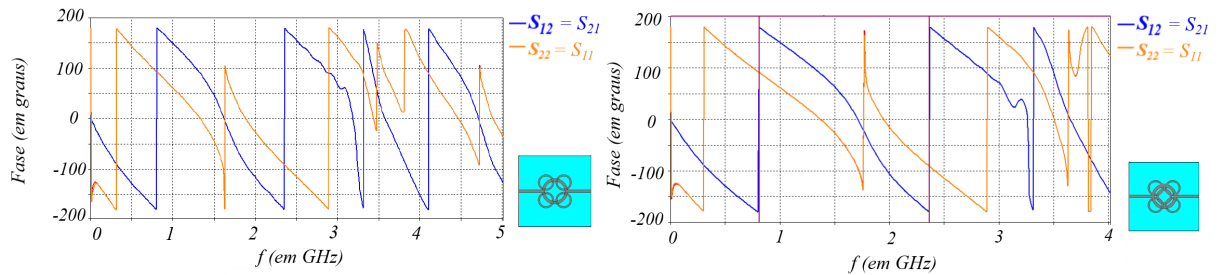


Fonte: Autor (2022)

Já com relação ao comportamento da fase das estruturas 8 e 9, como esboçado na Fig. 34; evidenciado pelas curvas azul e laranja (os traços verde e vermelho são idênticos) distinguem

a dinâmica do espalhamento frente às diversas diferenças de fase:

Figura 34 – Fase nas estruturas 8 e 9.



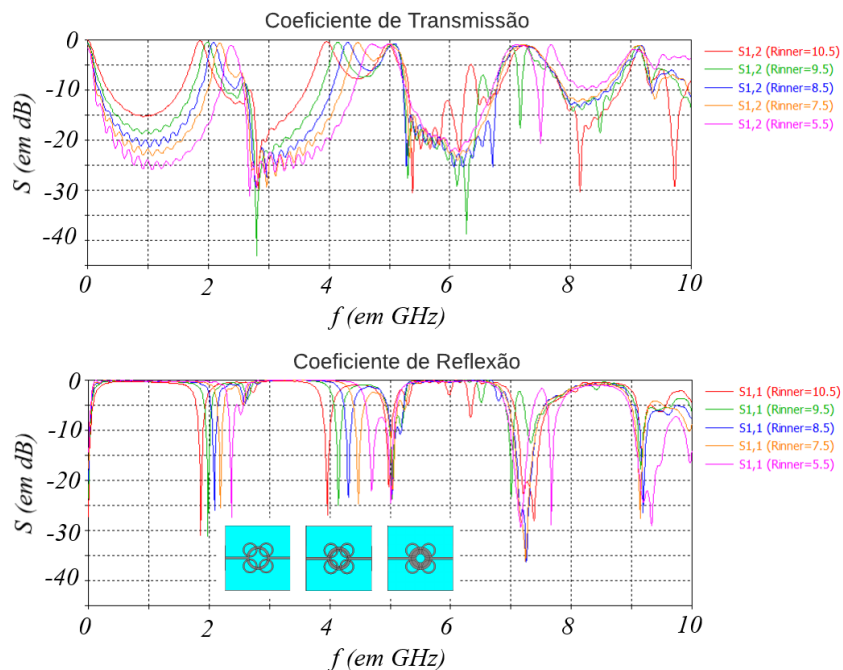
Fonte: Autor (2022)

4.3 RESULTADOS DA REPARAMETRIZAÇÃO DOS ANÉIS RESSONANTES

4.3.1 Anel central

Com o delineamento pela identificação das frequências nas estruturas 8 e 9, foi variado o raio interno do anel principal – como conceituado no [3.5.1 Reparametrização do anel principal](#), de forma compreendida pela Fig. [35](#):

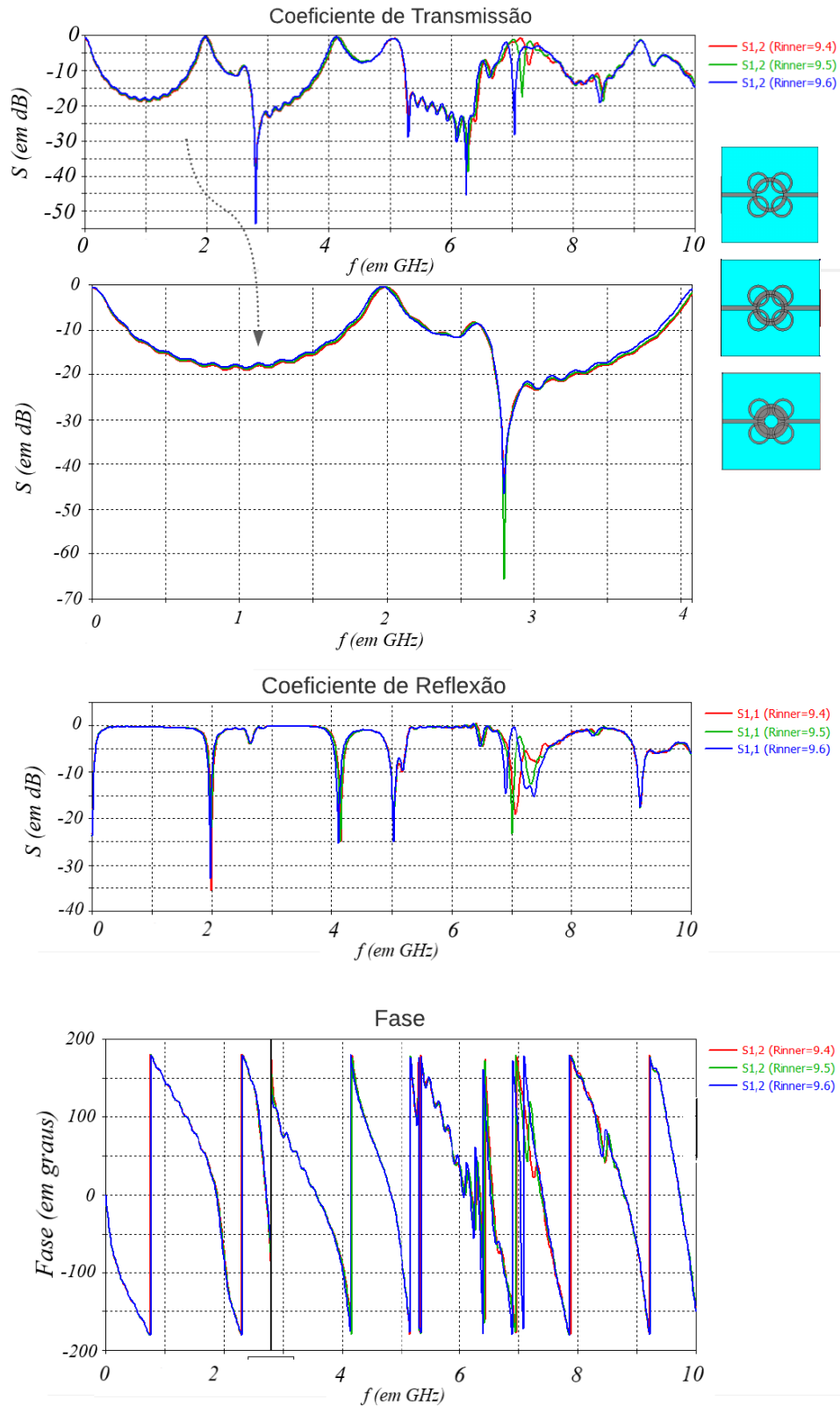
Figura 35 – Parâmetros frente à variação radial interna.



Fonte: Autor (2022)

A fim de analisar os parâmetros no entorno da máxima ressonância decorrida nas vizinhanças radiais de $R = 9,5 \text{ mm}$, foram recalculadas as respostas de espalhamento como indicadas e formatadas pela Fig. [36](#):

Figura 36 – Aspecto de espalhamento frente à maior ressonância $R_{\text{principal}} \approx 9.5 \text{ mm}$.

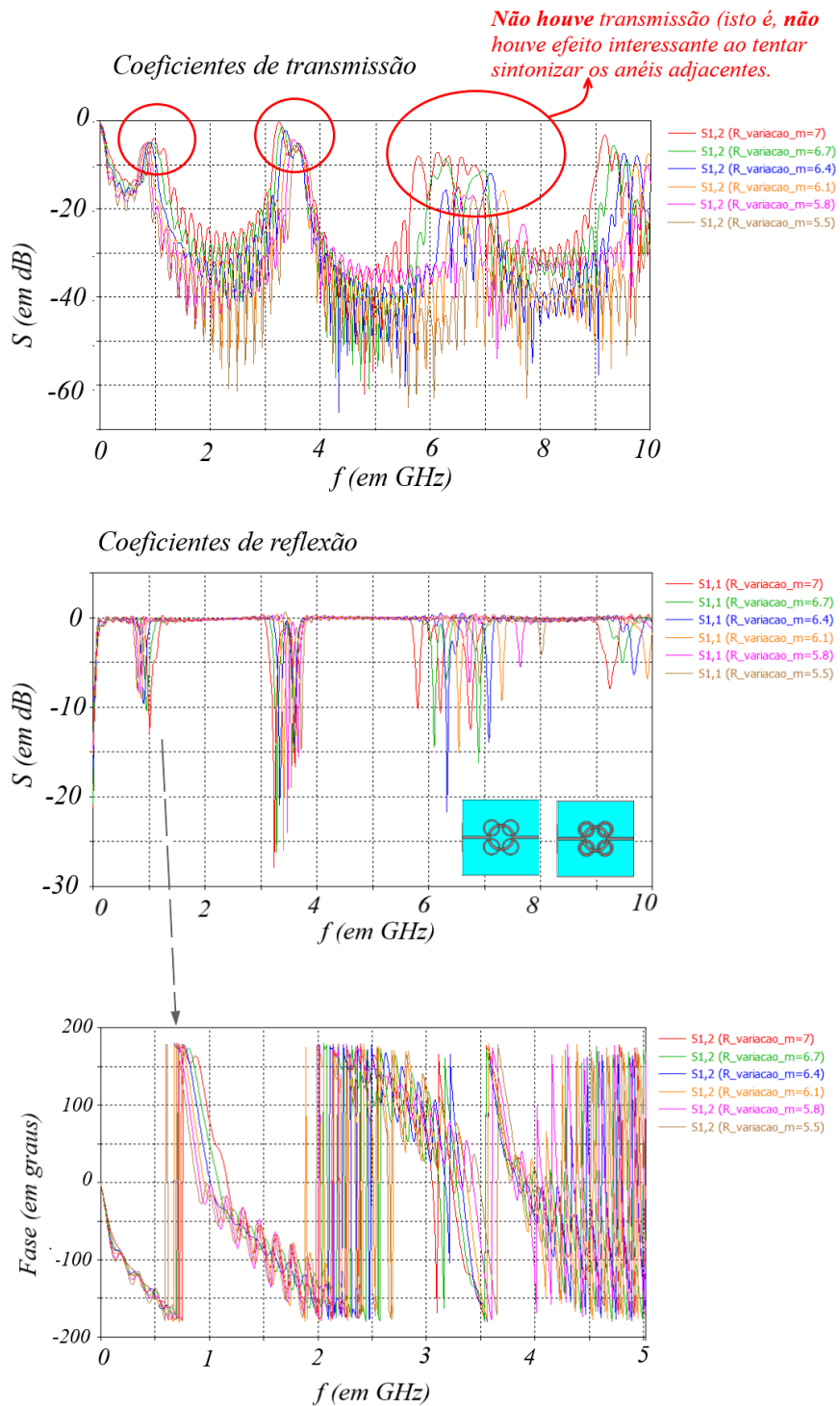


Fonte: Autor (2022)

4.3.2 Anéis adjacentes

Também foi verificada na reparametrização dos anéis menores, pela Fig. 37: o comportamento característico que é explicado na seção 4.5 **Discussão dos resultados**:

Figura 37 – Coeficientes parametrizados dos anéis menores.

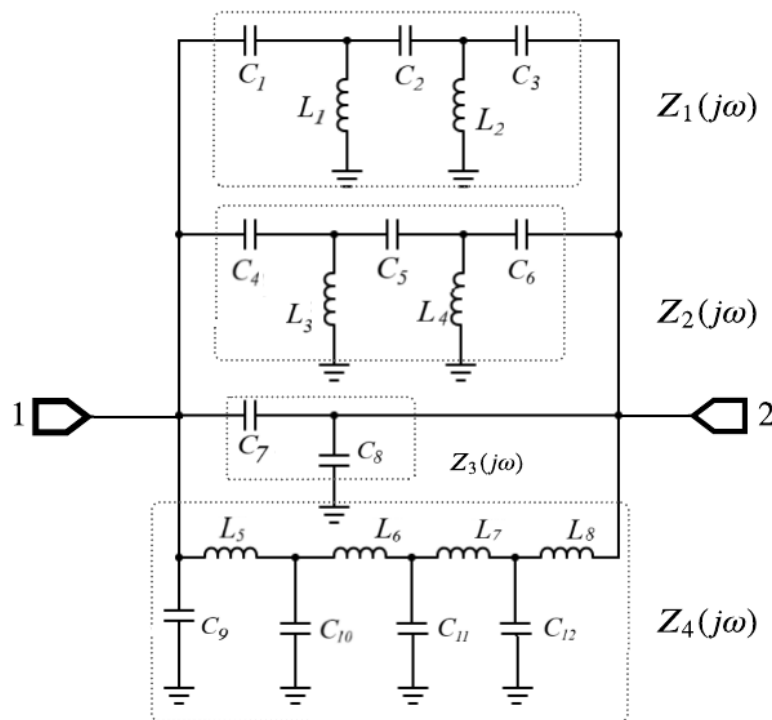


Fonte: Autor (2022)

4.4 RESULTADOS DA MODELAGEM PELA SÍNTESE DE FILTROS ELÉTRICOS

Após o processo de modelagem dos filtros, encontraram-se os seguintes sistemas relacionados às respostas de caracterização pela síntese dos filtros elétricos. A Fig. 38 representa esta rede estruturada pelo projeto de indutâncias e capacitâncias shunts associado aos paralelos de filtros de ordem maiores – sub-redes – como apresentado na topologia da rede elétrica. A sub-rede 3 é formada pelas capacitâncias em série e shunt, com $Z_3(j\omega)$, próximas às portas que compõem o primeiro processo transmissivo do filtro (passa-baixa) seguido de um outro (passa-alta). Neste contexto, a configuração das capacitância shunt e indutância paralela – dadas pelas sub-redes 1 e 2 com $Z_1(j\omega)$ e $Z_2(j\omega)$ – molda os aspectos de declividade da derivada da curva de espalhamento (original, associada à estrutura planar) para a curva de caracterização (associada à rede) para o filtro passa-alta, sendo posicionada em paralelo com as outras partes do arranjo. Superiormente, relacionadas ao corte de passagem na caída da frequência de ressonância possui-se a configuração capacitância série e indutâncias shunts, de maneira a proporcionar o decaimento da curva pela declividade acentuada da derivada. Por fim, há ainda um bloco capacitâncias séries com indutâncias shunts (sub-rede 4 com $Z_4(j\omega)$) promovendo o retorno da subida de inclinação da derivada por um passa-alta com frequência de corte associado aos valores do rearranjo do circuito.

Figura 38 – Rede elétrica projetada 1 (Estrutura 8).



Fonte: Autor (2022)

Assim, é possível calcular pela impedância de entrada vista pela porta 1 das sub-redes

destacadas na Fig. 38:

$$Z_1(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 \parallel \left\{ \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_3} \right\}, \quad (70)$$

a desenvoltura algébrica permite obter a eq. 71:

$$\begin{aligned} Z_1(j\omega) &= \left(\left(\left(j\omega C_3 + \frac{1}{j\omega L_2} \right)^{-1} + \frac{1}{j\omega C_2} \right)^{-1} + \frac{1}{j\omega L_1} \right)^{-1} + \frac{1}{j\omega C_1} \\ &= \frac{1 - \omega^2 L_1 C_1 (1 - \omega^2 L_2 (C_2 + C_3) - \omega^2 L_1 C_2 (1 - \omega^2 L_2 C_3) - \omega^2 L_2 (C_2 + C_3))}{j\omega C_1 (1 - \omega^2 L_1 C_2 (1 - \omega^2 L_2 C_3) - \omega^2 L_2 (C_2 + C_3))}. \end{aligned} \quad (71)$$

De maneira similar, obtêm-se a impedância $Z_2(j\omega)$, pela eq. 72:

$$Z_2(j\omega) = \frac{1 - \omega^2 L_3 C_4 (1 - \omega^2 L_4 (C_5 + C_6) - \omega^2 L_3 C_5 (1 - \omega^2 L_4 C_6) - \omega^2 L_4 (C_5 + C_6))}{j\omega C_4 (1 - \omega^2 L_3 C_5 (1 - \omega^2 L_4 C_6) - \omega^2 L_4 (C_5 + C_6))}. \quad (72)$$

Observa-se que a impedância de entrada associada a sub-rede 3, $Z_3(j\omega)$, vista pela porta 1 é a associação entre as capacitâncias série e paralela, de forma que se expressa na eq. 73:

$$Z_3(j\omega) = \left(\frac{1}{j\omega C_7} + \frac{1}{j\omega C_8} \right)^{-1} \Rightarrow Z_3(j\omega) = \frac{1}{j\omega (C_7 + C_8)}, \quad (73)$$

já a configuração da sub-rede 4 é descrita pela associação de capacitâncias paralelas com indutâncias em série, formando uma impedância de entrada (visualizada pela porta 1) $Z_4(j\omega)$, relativa à eq. 74:

$$Z_4(j\omega) = \left(\left[\frac{1}{j\omega C_{12}} \parallel j\omega L_8 + j\omega L_7 \right] \parallel \frac{1}{j\omega C_{11}} + j\omega L_6 \right] \parallel \frac{1}{j\omega C_{10}} + j\omega L_5 \left. \right\} \parallel \frac{1}{j\omega C_9}. \quad (74)$$

A impedância de entrada da rede $Z_{ent}(j\omega)$, equivalente a impedância refletida na porta 1 $Z_{11}(j\omega)$, é dada pela expressão conforme a eq. 75:

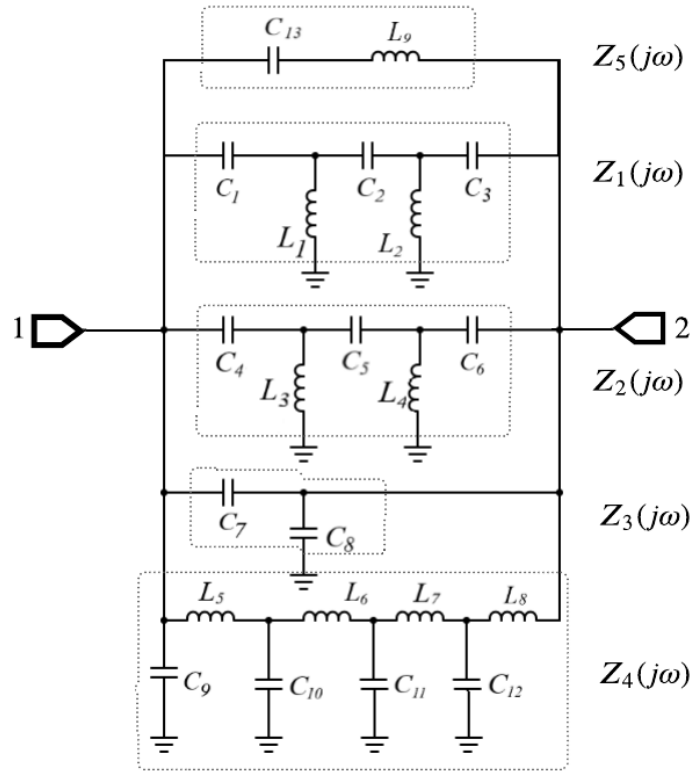
$$Z_{ent}(j\omega) = Z_{11}(j\omega) = Z_1(j\omega) \parallel Z_2(j\omega) \parallel Z_3(j\omega) \parallel Z_4(j\omega), \quad (75)$$

e, assim, é possível obter o coeficiente de reflexão $S_{11}(j\omega)$ pela conversão da expressão 76 (equivalente à eq. 50):

$$\begin{aligned} S_{11}(j\omega) &= \frac{1 - Z_{11}(j\omega)}{1 + Z_{11}(j\omega)} \\ \Rightarrow S_{11}(j\omega) &= \frac{1 - Z_{ent}(j\omega)}{1 + Z_{ent}(j\omega)}. \end{aligned} \quad (76)$$

A adição de uma melhoria de espalhamento proveniente do arranjo série de uma capacitância e uma indutância, correspondente à sub-rede com impedância $Z_5(j\omega)$, promove um levantamento na curva dos parâmetros S , aproximando-se ainda mais do sinal original da estrutura planar, como estabelece a rede projetada 2, mediante a ilustração da Fig. 39:

Figura 39 – Rede elétrica projetada 2 (Estrutura 8).



Fonte: Autor (2022)

Notoriamente, denotada por $Z_5(j\omega)$, a impedância da sub-rede 5 é a configuração em série – evidenciada na Fig. 39 – entre as capacitância e indutância é calculada por:

$$\begin{aligned} Z_5(j\omega) &= j\omega L_9 + \frac{1}{j\omega C_{13}} \\ \Rightarrow Z_5(j\omega) &= \frac{1 - \omega^2 L_9 C_{13}}{j\omega C_{13}}, \end{aligned} \quad (77)$$

em que há uma componente de frequência ω_0 caracterizada por um zero do polinômio que predomina pelo efeito de ressonância na sub-rede 5:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_9 C_{13}}}. \quad (78)$$

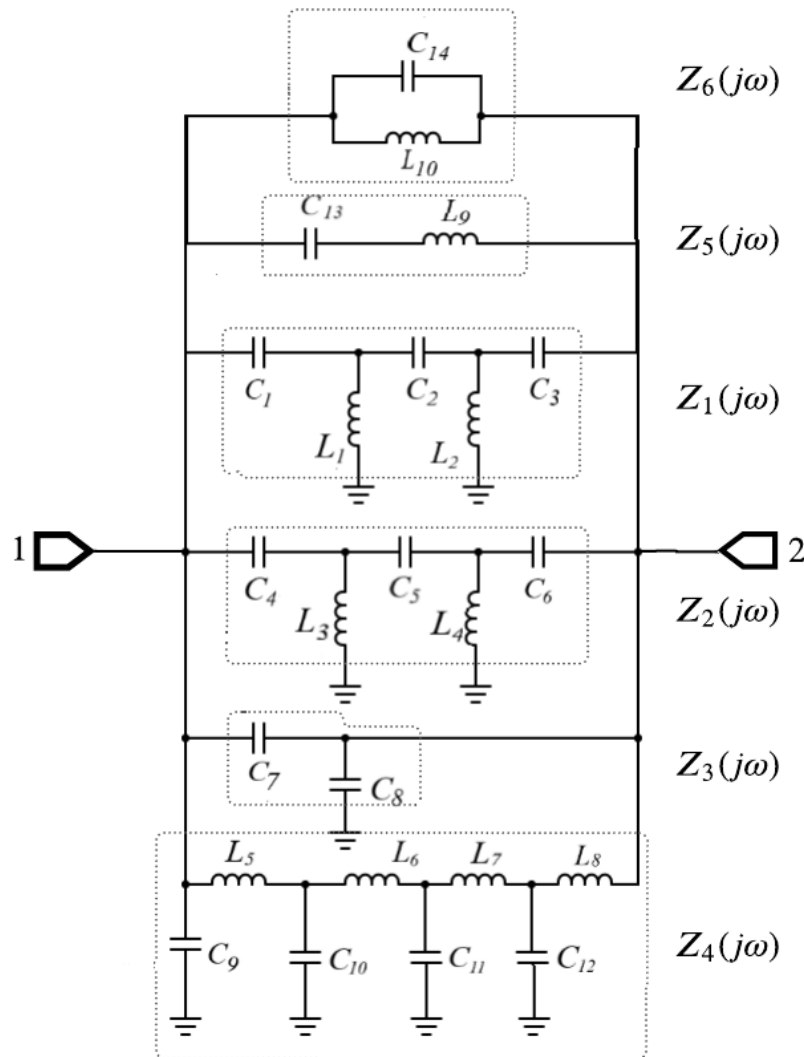
Analogamente, pode-se verificar na Fig. 40, que adição da sub-rede 5 introduz ao sistema uma componente de frequência ω_1 associada ao polo de $Z_6(j\omega)$, pela configuração em paralelo entre os elementos capacitivo e indutivo, como descreve a eq. 79:

$$Z_6(j\omega) = \left(\frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{14}} + j\omega L_{10}} \right)^{-1} \Rightarrow Z_6(j\omega) = \frac{j\omega L_{10}}{1 - \omega^2 L_{10} C_{14}}, \quad (79)$$

de modo que,

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{10} C_{14}}}. \quad (80)$$

Figura 40 – Rede elétrica projetada 3 (Estrutura 8).



Fonte: Autor (2022)

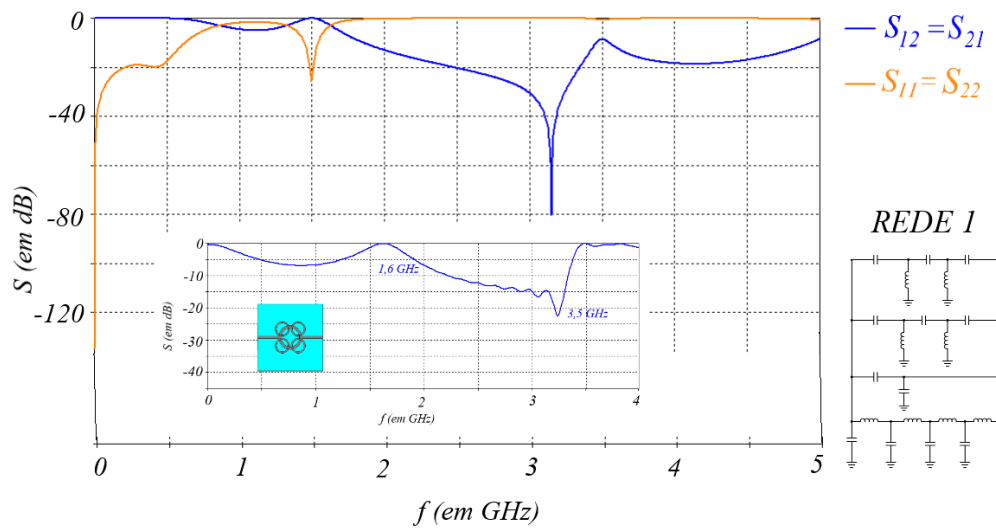
Cabe salientar em última análise que a expressão para o espalhamento associado à reflexão na porta 1 é, de maneira idêntica, calculada pela mesma equação 76, em virtude da nova impedância de entrada $Z'_{ent}(j\omega)$, tida pela nova impedância refletida $Z'_{11}(j\omega)$:

$$Z'_{ent}(j\omega) = Z'_{11}(j\omega) = Z_1(j\omega) \parallel Z_2(j\omega) \parallel Z_3(j\omega) \parallel Z_4(j\omega) \parallel Z_5(j\omega) \parallel Z_6(j\omega). \quad (81)$$

4.4.1 Caracterização inicial

Como ressaltado anteriormente, a primeira comparação entre a resposta da rede 1 e a resposta da estrutura 8 é aceita com ressalvas, dado que a magnitude do coeficiente de transmissão na frequência em 3,5 GHz em diante difere. Na estrutura planar, esta potência é praticamente absorvida, em contrapartida, no sinal caracterizado 1 (relativo à rede 1) não é transmitido integralmente, havendo uma parte desta energia refletida (Fig. 41):

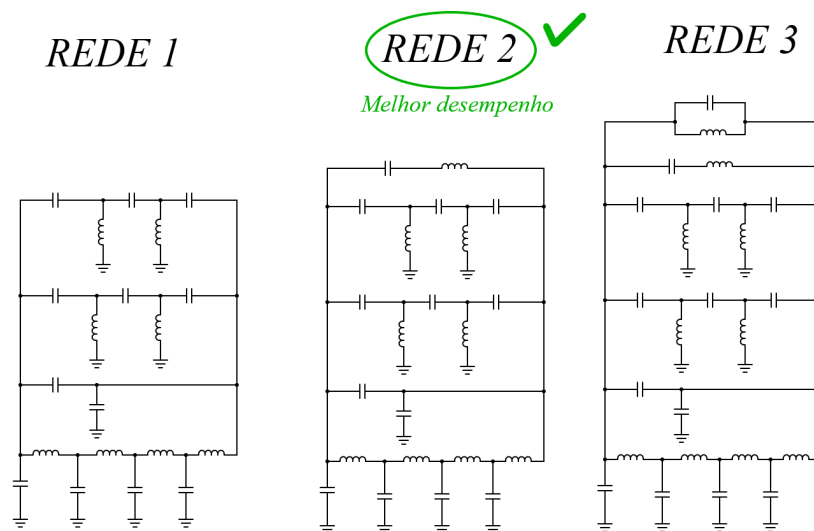
Figura 41 – Primeira resposta comparativa e a rede passiva associada (Estrutura 8).



Fonte: Autor (2022)

Na Fig. 42 é possível reunir as topologias obtidas, podendo-se assim comparar a integração das demais sub-redes, as melhorias deste processo é descrito a seguir na seção 4.4.2 **Melhorias na caracterização**, ressaltando o motivo da seleção da segunda rede elétrica como desempenho adequado:

Figura 42 – Resumo das topologias elétricas obtidas.



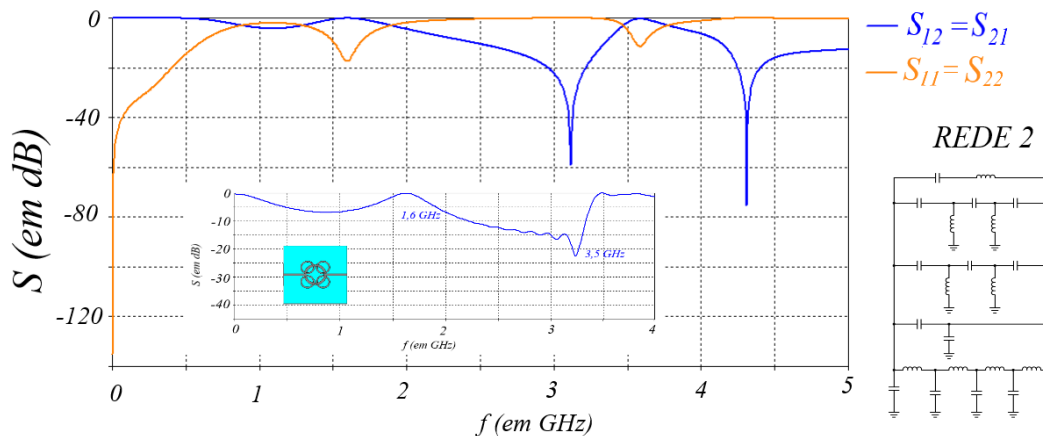
Fonte: Autor (2022)

4.4.2 Melhorias na caracterização

Discorrido o fato da necessidade de melhoramento, foi proposta a rede passiva 2 (Fig. 39), desta maneira, obteve-se como resultado um comportamento mais fiel com relação

à aproximação anterior, em virtude do acréscimo de elementos passivos na configuração do circuito – como destacado na Fig. 43. Denota-se que em termos numéricos, a primeira faixa de rejeição corresponde a faixa na estrutura planar. De modo que 1,5 GHz há transmissão total do sinal caracterizado e original; e por consequência a absorção total de potência eletromagnética pela porta 2.

Figura 43 – Segunda resposta comparativa e a rede passiva associada (Estrutura 8).

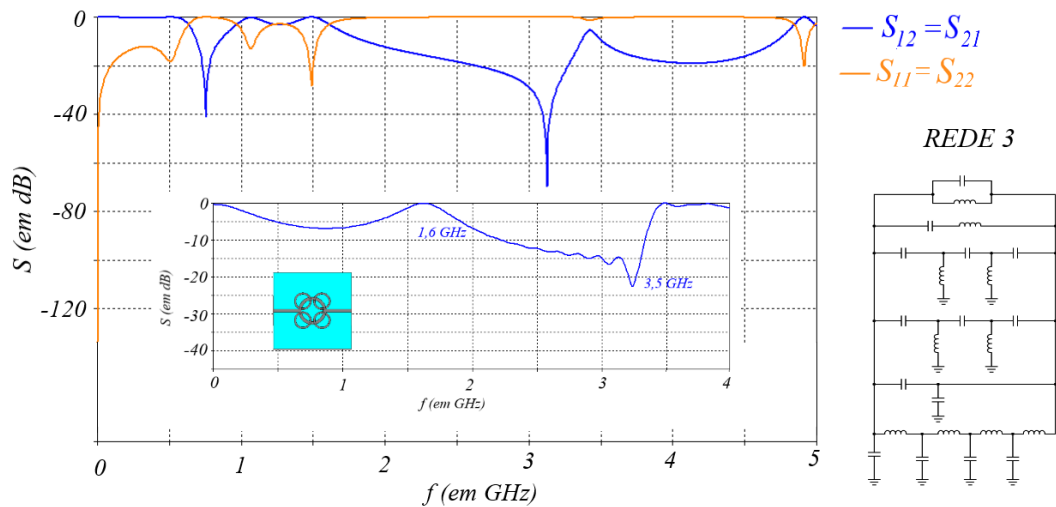


Fonte: Autor (2022)

Percebe-se pela Fig. 44, uma transmissão muito grande na caracterização, não relacionada com o sinal original modelado, em detrimento da transmissão em 1,5 GHz e do aumento pouco expressivo da magnitude do coeficiente de transmissão nos entornos de 3,5 GHz. Logo, a adição do arranjo para projeção da rede 3 se tornando imprecisa. Foi visto que a rede 3 (Fig. 40), após adição de um rearranjo de elementos em paralelo de capacitâncias e indutâncias com valores específicos proporciona uma melhora no processo do filtro rejeita-faixa entorno da máxima frequência de ressonância.

No entanto, ele proporciona uma ressonância indesejada no primeiro estágio nos primeiros intervalos, onde a rejeição é suave e coleta mais uma gama de frequência – esta conclusão poder-se-á visualizada na Fig. 44. Esta resposta comparativa do filtro modelado 3, como expressa pela Fig. 44 que não é bem aceita em função desta contradição inicial projetada nas frequências iniciais, rejeitando muito acentuadamente uma única frequência associada possivelmente ao arranjo em paralelo com os valores forçando (esta) banda de frequência. Logo, este último filtro não possui requerimento para esta análise e ilustra no processo de elaboração e caracterização que a melhor resposta em espalhamento mais próxima das aproximações da estrutura planar realizada é a rede 2, cuja configuração adicionada não distorceu com tanta significância o sinal caracterizado em termos do original. Já a primeira caracterização apresentou-se mais adequada em conteúdo de aproximação; apenas desrespeitando o nível de isolamento após a frequência máxima de ressonância como retrata a Fig. 41.

Figura 44 – Terceira resposta comparativa e a rede passiva associada (Estrutura 8).



Fonte: Autor (2022)

4.5 DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

4.5.1 Discussão acerca da linha de transmissão

A resposta de espalhamento relacionada aos coeficientes de transmissão S_{12} (relativo à magnitude e fase pela Fig. 30) compreendem uma linha de transmissão típica com empregabilidade satisfatória, em razão da transmissão do sinal eletromagnético e absorção total da potência pela porta 2. Ainda é possível verificar que os coeficientes de reflexão permanecem idealmente baixos em magnitude; havendo uma ressonância (em 1 GHz) devido aos parâmetros de projeto. Outrossim, esta ressonância é sentida na fase em 1 GHz, momento em que há diferença expressiva de 180 graus, decaindo (a fase) linearmente até o próximo múltiplo da frequência de ressonância. Esta ressonância provocada está diretamente correlacionada com a capacitância e a indutância distribuídas sobre o condutor na microfita.

4.5.2 Discussão acerca da família de ressonadores

Referente às respostas de espalhamento foram observadas: com adição do círculo na estrutura 1, uma ressonância aguda em 2,5 GHz com relação à reflexão e uma leve rejeição de isolamento baixa entre 1 a 1,5 GHz. Assim sendo, a extração do metálico do (parte) anel central, impossibilitando a corrente de superfície perpassar por este caminho elétrico, promove um *shift* (mudança) no descolamento, trazendo a ressonância para próximo de 2 GHz, na estrutura 2. A incorporação de um anel circular no interior do ressonador não promove mudanças significativas ao sistema permanecendo as mesmas curvas de transmissão e reflexão como se verifica na Fig. 31 para as estruturas planares 3 e 4, respectivamente.

Neste procedimento, mesmo com a aumento gradativo do raio do anel central não se conferiram mudanças importantes para o sistema de ressonadores, estrutura 5. Na estrutura 6,

derivada de uma adição de anel autossimilar com raio menor, notou-se uma grande alteração com relação ao coeficiente de transmissão descrito pelo alto nível de isolamento maior, um descasamento em 1,8 GHz e um decaimento nos níveis de transmissão do sinal (que se iniciou por volta de 500 MHz até 1,6 GHz). Na estrutura 7, com adição simétrica de um outro anel ressonador adjacente ao ressonador principal, houve variações relevantes ao longo de 10 GHz, a análise explorou: uma leve rejeição na faixa das frequências mais baixas por volta de 800 MHz compreendidas até 3,3 GHz – onde há uma isolamento altíssima proveniente das ressonâncias das novas estruturas, seguindo-se para níveis de transmissão de sinal maiores até os 4 GHz.

A partir daí, só haverá duas ressonâncias predominantes em 5,5 e 6 GHz, novamente retornando a valores de absorção de potência considerável, pelo casamento do coeficiente de reflexão que cai ligeiramente. Chegando-se assim, pelo complemento simétrico das estruturas adjacentes dos anéis menores na estrutura planar 8. As estruturas 8 e 9 apresentaram desempenhos, cada qual com sua especificidade, mais precisas do ponto de vista prático, a partir disso; selecionou-se-as para as próximas etapas analíticas (discutido nas próximas seções). Com relação às estruturas 10, 11 e 12, essas não mostraram desempenho satisfatório, sendo desprezadas nesta análise.

4.5.3 Discussão acerca das estruturas particulares

Sobre as estruturas 8 e 9, na Fig. 26, as quais foram selecionadas pela aplicação das ressonâncias: rejeição da banda na faixa de 800 MHz a 1,7 GHz; ressonância característica máxima nos entornos de 3,3 GHz e múltipla 6,6 GHz causadas pelos anéis adjacentes acoplados ao sistema. O anel circular interno presente na estrutura 9 promove uma acentuação na ressonância – desta forma caracteriza um maior nível de isolamento e um máximo descasamento na reflexão, pouca energia é entregue a porta 2.

Com relação às fases, foram analisados os seguintes comportamentos esperados: os coeficientes de transmissão possuem próximos a 800 MHz, uma rejeição associada, logo, a fase é caracterizada pela variação de -180° a $+180^\circ$, decaindo a próxima frequência de ressonância mais abrupta (em 2,8 GHz). É visto uma não-linearidade em função do crescimento de frequência e assim, o padrão segue-se até os 10 GHz (intervalo definido). O mesmo ocorre na estrutura 9, no entanto, a não-linearidade é mais acentuada e forte proporcionada pela adição do anel acoplado ao principal entre 3 e 3,5 GHz.

4.5.4 Discussão acerca da reparametrização dos anéis

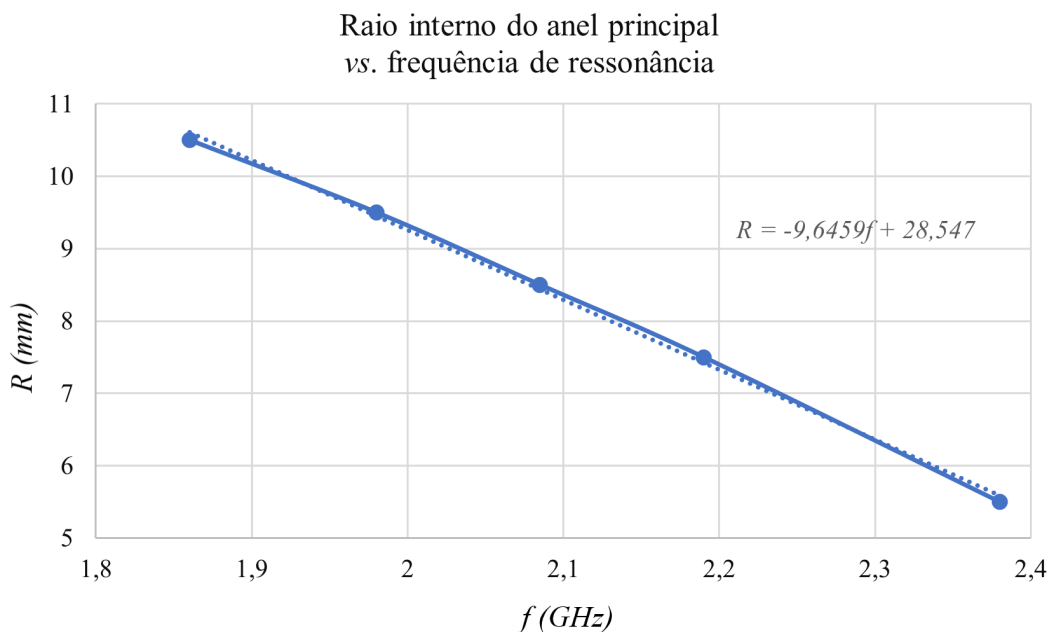
Como destacado na seção 3 **Metodologia científica**, foram capturados os coeficientes de transmissão e reflexão frente à variação de 5,5 mm a 10,5 mm do raio do anel principal. Neste contexto, pela Fig. 35, a banda de rejeição torna-se ainda mais aumentada a medida com que se diminui o raio na região entre 500 MHz a 1,8 GHz; dentre os fatores que são notáveis – ressaltam-se aqui – as mudanças no deslocamento da frequência de transmissão, bem como a acentuação em uma só componente. Desta maneira, o máximo nível de isolamento corresponde

ao raio de 9,5 mm, em detrimento de um descasamento generalizado quando se tratando do coeficiente de reflexão.

Foram estudados os raios na máxima ressonância (para 9,5 mm) e verificou-se que uma mudança sensível apenas na região de 6,5 GHz a 8 GHz; não havendo grandes mudanças para as bandas de operação observadas anteriormente. De fato, a máxima transmissão se verifica em 2 GHz, um maior casamento em termos de reflexão. Outro fator importante factível a esta abordagem é a presença de não-linearidade entre 5 GHz a 7,5 GHz, pela Fig. 36. Mediante as variações das distâncias radiais internas associadas às frequências de ressonâncias divergentes a cada aumento milimétrico, é possível determinar uma relação linear decrescente pela reta de regressão em termos da declividade da derivada, a medida com que pequenas variações milimétricas no raio tende a provocar “shifts” (deslocamento) na frequência da singularidade (Fig. 45).

Já os anéis adjacentes mostraram-se divergentes relativos à banda de rejeição entre as frequências de 1 GHz a 3 GHz, pelo aumento de não-linearidade na faixa relacionada – havendo uma mudança no deslocamento de todas as frequências de transmissão de 3 GHz para 3,5 GHz, atuando como estrutura seletora de banda, pois causa o deslocamento das mesmas. Outra característica que os tornam inadequados ao fim determinado é a distorção sucessiva de pequenas ressonâncias na região de rejeição-banda.

Figura 45 – Relação linear entre o raio principal e a frequência de ressonância.



Fonte: Autor (2022)

De acordo com a equação da reta estabelecida pela relação linear evidenciada pela eq.

82:

$$R_{\text{principal}} = -\left(9,6459 \frac{\text{mm}}{\text{GHz}}\right)f + 28,547\text{mm}. \quad (82)$$

4.5.5 Discussão sobre a caracterização da estrutura

Como já discutido, ao longo das apresentações das topologias e seus resultados averiguados, a topologia da rede 3 apresentou-se menos confiável, com erros visivelmente maiores quando comparada com as demais topologias de rede. Em particular, a rede 1 apresentou um bom desempenho com relação a sua performance pelo desfecho de uma aproximação considerável – se tratando de ser a primeira rede caracterizada pela estrutura 8. No entanto, a caracterização mais aproximada da estrutura planar 2 (Fig. 39) foi, sem sombra de dúvidas, a topologia de rede 2 que é associada pela sua maior fidelidade com a curva original do sinal eletromagnético. Assim, em respeito à discussão feita, a topologia de rede 2 é mais adequada para representação da estrutura planar 8.

4.6 ANÁLISE DE CORRENTES SUPERFICIAIS DAS ESTRUTURAS 8 E 9

As frequências de ressonância vistas pela análise gráfica dos parâmetros de espalhamento para as microfitas tiveram uma distribuição de corrente superficial nas singularidades das estruturas (isto é, nos laços externos dos anéis adjacentes). De forma geral, foram avaliadas as correntes médias, máximas e os contornos direcionais relacionados a direção de fluxo da corrente pelo condutor.

4.6.1 Estrutura 8

Fixada a diferença de fase em 90° , observou-se que $f_0 = 1,602 \text{ GHz}$, a transmissão ocorreu progressivamente pela absorção de potência eletromagnética da porta 1 para a porta 2. Já em $f_1 = 3,255 \text{ GHz}$, a distribuição de corrente permanece retida no ressoador, retornando parte desta energia para porta 1, não havendo propagação direta para a porta 2. Seguindo-se assim, em $f_2 = 3,469 \text{ GHz}$, há uma parcela da energia eletromagnética propagada para a porta 2, na estrutura 8, havendo ressonância característica em todos os anéis ressoadores (ver Fig. 46). Em $f_3 = 3,799 \text{ GHz}$ houve uma grande transmissão e toda energia eletromagnética foi absorvida pela porta 2.

Os anéis, neste contexto trabalham todos juntos, de modo que a distribuição de carga elétrica incide de fora dos anéis para dentro do anel principal, causando ressonância entre todos os anéis adjacentes (os valores de magnitude são maiores que as demais frequências observadas). Em $f_4 = 6,050 \text{ GHz}$, repara-se que parte da energia eletromagnética sai da porta 1, ressoa nos anéis adjacentes mais próximo à porta de injeção, e reflete para a mesma, não havendo transmissão para a porta 2.

4.6.2 Estrutura 8 reparametrizada no raio de máxima ressonância

Foram monitoradas as correntes de superfície para $R_{\text{principal}} = 9,5 \text{ mm}$, na máxima ressonância. Desta forma, simulou-se as correntes superficiais para a frequência de ressonância.

Como se esperava, não transmitiu potência da porta 1 para a porta 2, em todos os casos, como se registra pela Fig. 47, de modo que a distribuição de carga manteve-se sobre a linha de transmissão – não chegando nem a ressoar nos anéis em $f_0 = 1,011 \text{ GHz}$. E assim, não se ressoou e nem se transmitiu para $f_1 = 1,968 \text{ GHz}$. Já em $f_2 = 2,800 \text{ GHz}$, houve uma ressonância nos anéis adjacentes que não se propagou para o principal – mantendo-se concentrada nas extremidades dos círculos externos.

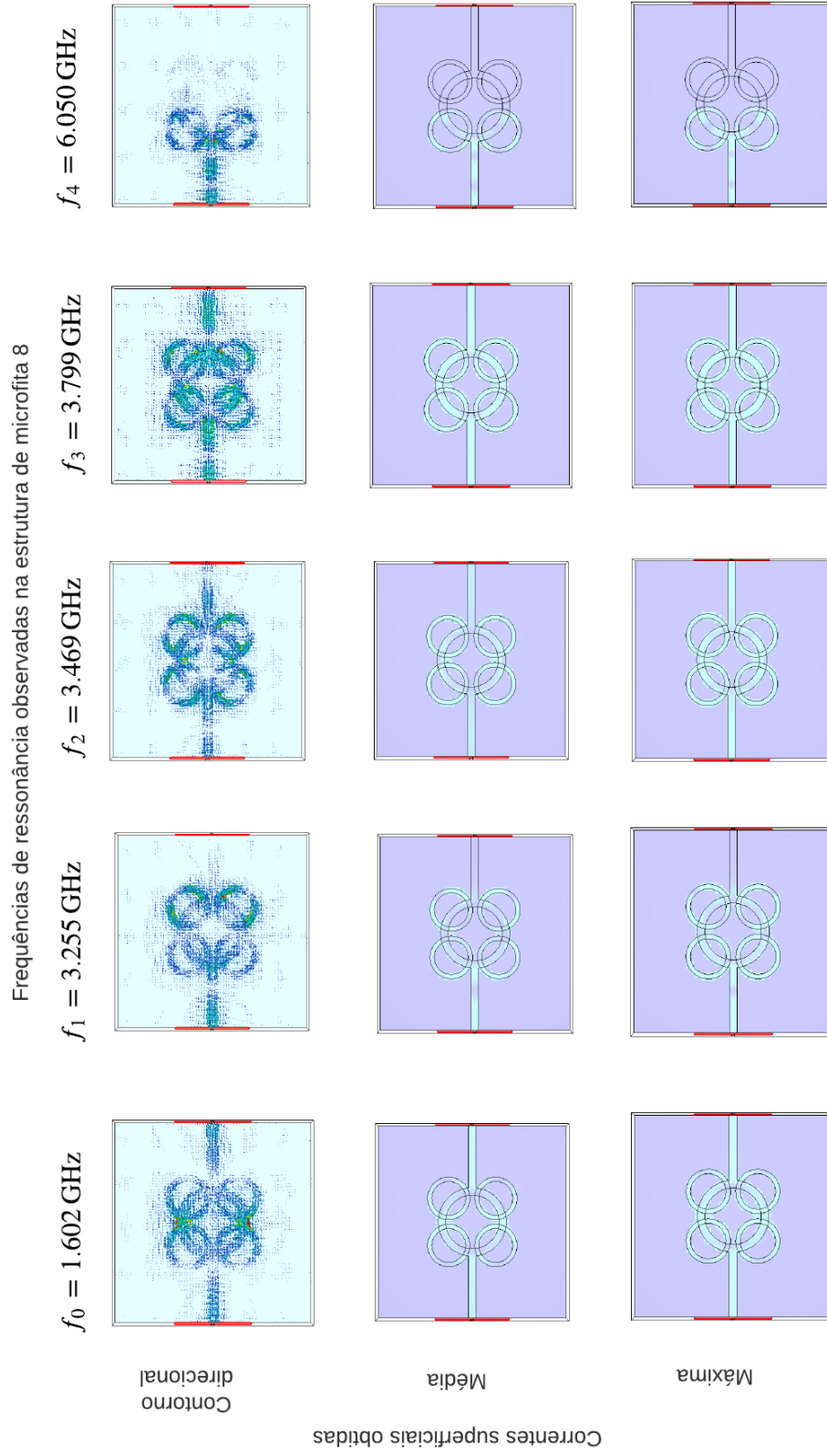
Em $f_3 = 4,110 \text{ GHz}$ (múltipla de f_1), não houve ressonância, de forma que a energia eletromagnética não se propagou para a porta 2. Na frequência $f_4 = 6,105 \text{ GHz}$, parte da distribuição de carga desta corrente superficial preservou-se sobre a linha de transmissão na vizinhança da porta 1 (porta de incidência do sinal) e residualmente sobre as extremidades dos anéis adjacentes (denota-se que a frequência f_4 , a qual é múltipla de f_2 , apresentando características muito similares).

4.6.3 Estrutura 9

Por fim, foram verificadas as relações de frequências e correntes superficiais para a estrutura 9, com círculo anelar de acoplamento interno conectando-se aos adjacentes. Foram obtidas em três frequências de ressonância (predominantes): em $f_0 = 1,80 \text{ GHz}$, o qual constatou-se uma transmissão total, tendo amplitudes máximas (caracterizadas em amarelo), a distribuição de carga elétrica referente a corrente superficial que o ressoador conduz é de fora para dentro (em sentido único), isto é das extremidades para o centro; em $f_1 = 3,60 \text{ GHz}$ (frequência múltipla), há uma concentração uniforme no anel central associada a picos de amplitudes nas extremidades (o sinal é transmitido perfeitamente).

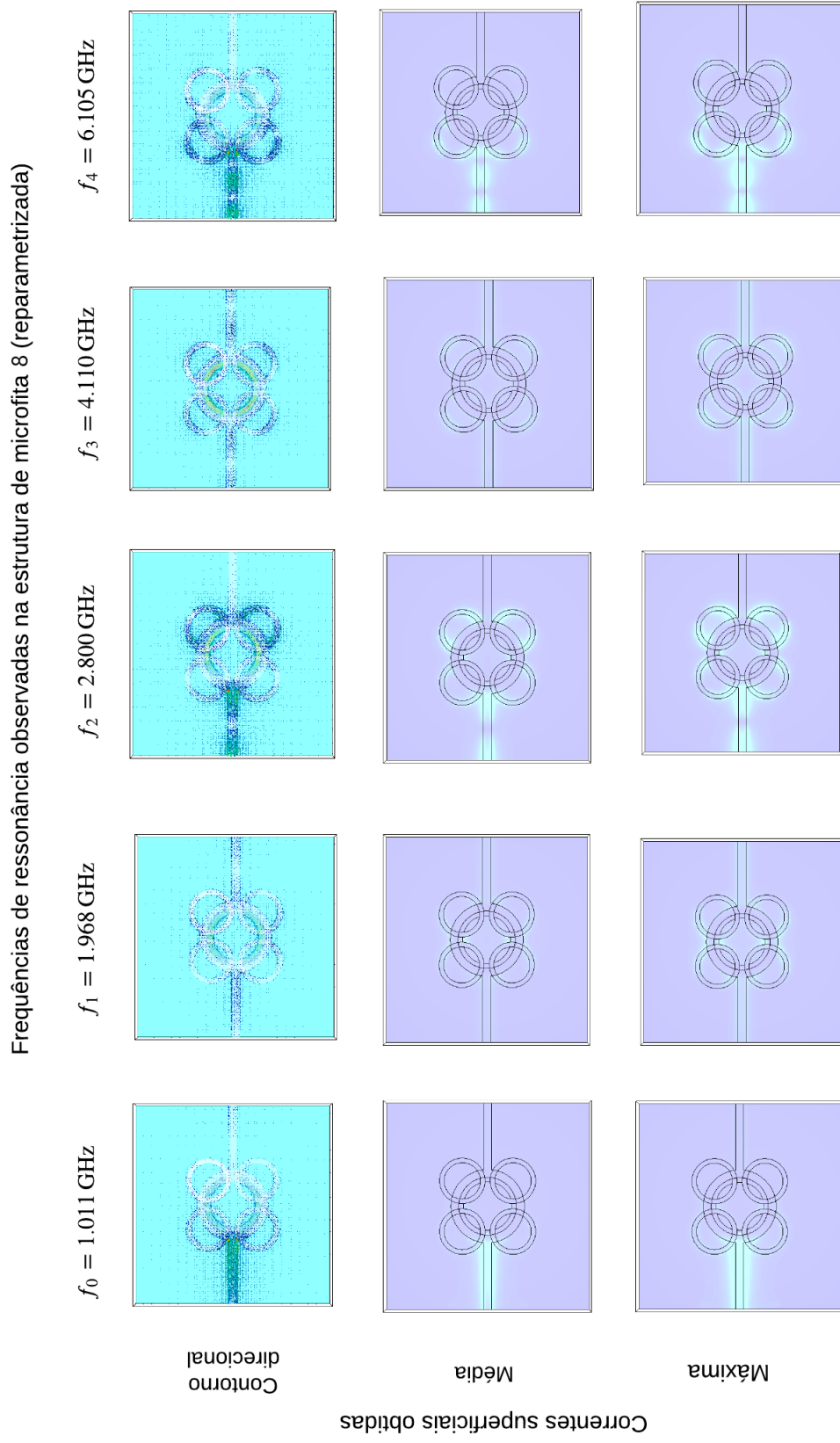
Em contraste a isto, na $f_2 = 3,26 \text{ GHz}$ houve uma distribuição de corrente superficial nos limites dos anéis adjacentes, com pouca uniformidade e uma concentração de carga dispersando-se sobre o anel central, não havendo transmissão do sinal, portanto, não houve absorção de potência pela porta 2 – em consequência disso, um descasamento nos coeficientes de reflexão é o que explica o contexto discorrido, como se explicita na Fig. 48.

Figura 46 – Resultado das correntes superficiais nas frequências de ressonância (Estrutura 8).



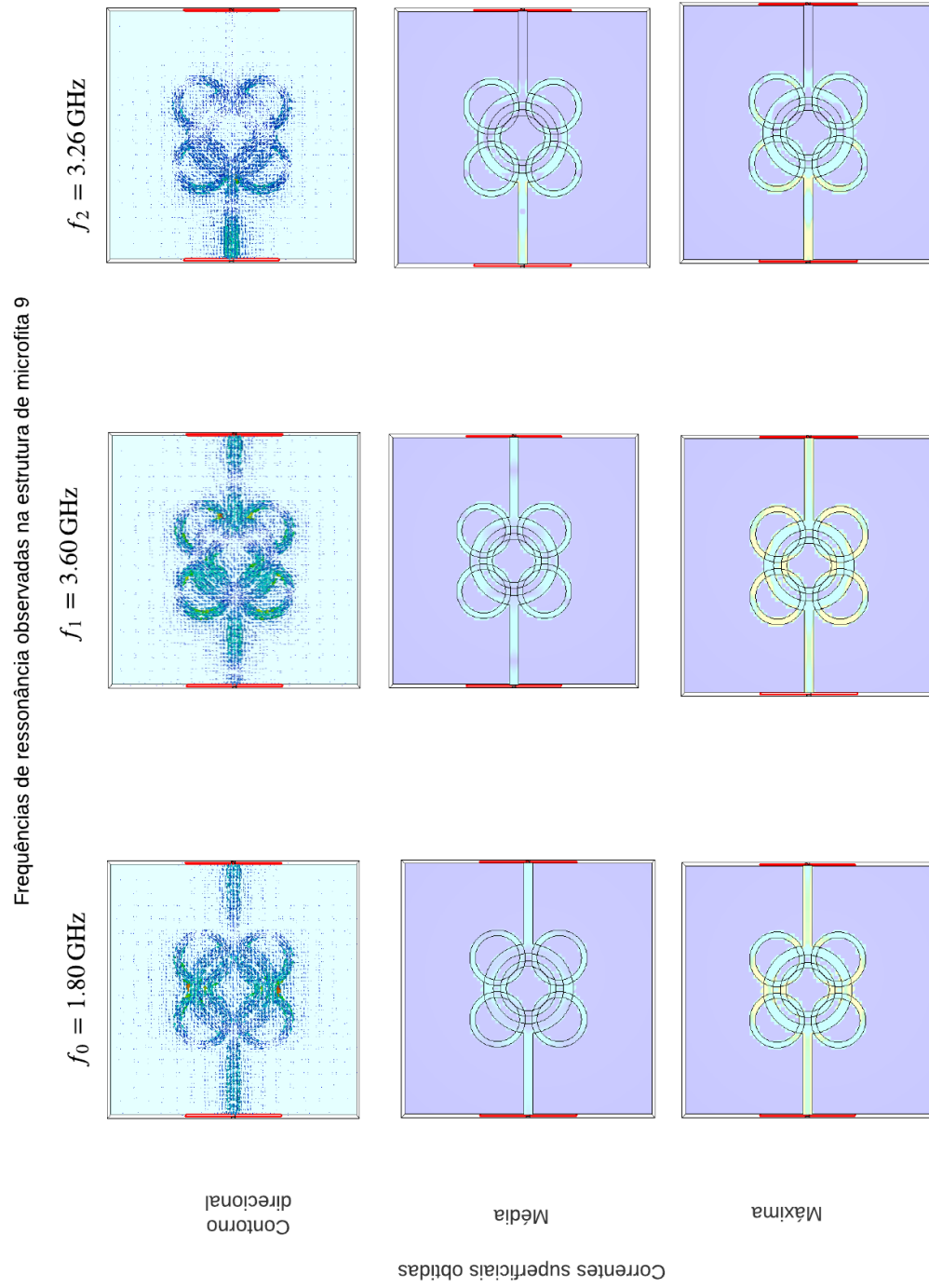
Fonte: Autor (2022)

Figura 47 – Resultado das correntes superficiais nas frequências de ressonância após a reparametrização.



Fonte: Autor (2022)

Figura 48 – Resultado das correntes superficiais nas frequências de ressonância (Estrutura 9).



Fonte: Autor (2022)

5 CONCLUSÃO

5.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Diante do exposto do trabalho científico, mediante a todo estudo feito, pode-se concluir respaldado na seguinte consideração: o objetivo (de acordo com **1.1 Objetivo**) foi atingido, uma vez que o processo de caracterização, simulação e elaboração das estruturas relativa à família de ressonadores apresentou resultados satisfatórios, o que culminou-se em:

- Resultados de espalhamento da família de ressonadores foram considerados adequados, uma vez que, as estruturas 8 e 9 transmitiram uma banda de frequência e rejeitaram muito fortemente a outra (resultado que superou as expectativas dos objetivos elencados neste trabalho).
- Reparametrizações (tanto para os raios internos central e adjacentes) que mostraram deslocamento das frequências de ressonância, permitindo a sintonização dos parâmetros.
- A obtenção de uma relação linear entre o raio central e a frequência, na reparametrização (eq. 82).
- Caracterizações aproximadas de estruturas planares promissoras para aplicações de potenciais filtros de rejeição.
- Além das comprovações das principais bandas e anéis de ressonâncias pela análise das correntes superficiais já na finalização das discussões.

Assim, conhecidas as respostas dos circuitos planares (isto é, das estruturas 8 e 9 que apresentaram bom desempenho) é possível realizar a aplicação de filtros com estas características técnicas designadas para potenciais ressonadores.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

À comunidade científica de micro-ondas, este estudo se revela como ponto de partida para inúmeras análises e observações; deixando-se a missão para os pesquisadores:

- Realizar todas as análises e estudos da família em técnica de *CPW* e *stripline*;
- Diminuir o comprimento de onda em ordens n cada vez menores $\lambda_0/2^n$ (do utilizado) e verificar os efeitos para os ensaios (em microfita).
- Adicionar os fatores de perdas considerando todos os ensaios computacionais realizados;
- Realizar a prototipagem da família e experimentação em laboratório.

REFERÊNCIAS

- ABOUYOUSSEF, M. S.; EL-TAGER, A. M.; EL-GHITANI, H. Quad spiral microstrip resonator with high quality factor. *In: 35th National Radio Science Conference (NRSC)*. Cairo: IEEE, 2018. p. 6–13. ISBN 978-1-5386-4258-0. *online*. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8354348/>. Acesso em: 2 set. 2022.
- BAHL, I.; BHARTIA, P. **Microwave solid state circuit design**. 2. ed. New Jersey: Wiley Inc., 2003. ISBN 978-0-471-83189-1. Disponível em: https://www.google.com.br/books/edition/_/Ti5TAAAAMAAJ?hl=pt-BR&sa=X&ved=2ahUKEwjWk6jphbr5AhUFJLkGHUp6DDQQ7_IDegQIFhAC. Acesso em: 2 set. 2022.
- CHATURVEDI, P. K. **Microwave, radar & RF engineering**. Singapore: Springer Singapore, 2018. Disponível em: <http://link.springer.com/10.1007/978-981-10-7965-8>. Acesso em: 11 set. 2022.
- CHEN, L. F. *et al.* **Microwave electronics**. England: Wiley Inc., 2004. 549 p. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/book/10.1002/0470020466>. Acesso em: 12 set. 2022.
- DARTORA, C. A. **Ondas eletromagnéticas: Ondas guiadas**. Curitiba, PR: [s.n.], 2022. *Nota de Aula*. Disponível em: http://www.eletrica.ufpr.br/cadartora/Documentos/TE053/12-Ondas_Guiadas_e_LT.pdf. Acesso em: 12 set. 2022.
- DEGIORGI, S. V. B. **Fundamentos da teoria eletromagnética**. Cabo de Santo Agostinho: UACSA, UFRPE, 2022. *Nota de Aula*
- HONG, J.-S.; LANCASTER, M. J. Coupled resonator circuits. *In: Microstrip filters for RF/Microwave applications*. John Wiley & Sons, Inc.: Hoboken, New Jersey. 2004. 235–272 p. Chapter 8. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/pdf/10.1002/0471221619.ch8>. Acesso em: 14 set. 2022.
- JAMES Clerk Maxwell: Eletromagnetismo I. *online*. Disponível em: <https://www.ghc.usp.br/Biografias/Maxwell/Maxwellelm1.html>. Acesso em: 10 set. 2022.
- LIMA, M. C. d. Sobre o surgimento das equações de Maxwell. **Revista Brasileira de Ensino de Física**, [S.l.], v. 41, jul. 2019. Sociedade Brasileira de Física. Disponível em: <http://www.scielo.br/j/rbef/a/mvghwLG3ZgQchrJxLvCLMhr/?lang=pt>. Acesso em: 14 set. 2022.
- MELGES, D. Circuitos elétricos III: circuitos seletores de frequências. [S.l.]: 2013. *Nota de Aula*. Disponível em: <http://www.cpdee.ufmg.br/~danielmelges/circ3/Aula7-CircuitosSeletoresFrequenciaPt2.pdf>. Acesso em: 16 set. 2022.
- MUSSOI, F. L. R. **Resposta em frequência: filtros passivos**. 2. ed. Florianópolis: CEFET-SC. 2004. p. 86.
- NASCIMENTO, J. d. Telecomunicações. 2. ed. [S.l.]: Pearson, 2001. 364 p. Disponível em: <https://www.amazon.com.br/Telecomunica%C3%A7%C3%B5es-Juarez-do-Nascimento/dp/8534611130>. Acesso em: 13 set. 2022.

- NAVE, C. R. Resonance. *In: HyperPhysics: electricity and magnetism*. 2009. *e-book*. Disponível em: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/electric/serres.html>. Acesso em: 14 set. 2022.
- NETO, A. F. **Filtros planares baseados na geometria Matrioska com anéis retangulares e circulares**. 2020. 64 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Instituto Federal da Paraíba, João Pessoa, 2020. Disponível em: <https://repositorio.ifpb.edu.br/handle/177683/999>. Acesso em 15 set. 2022.
- NOTAROS, B. **Eletromagnetismo**. 1. ed. Colorado: Pearson Educação, 2011. Disponível em: <https://www.travessa.com.br/eletromagnetismo-1-ed-2011/artigo/f6d1d747-5da5-4eff-a710-30ad5eb5b75f>. Acesso em: 15 set. 2022.
- MICROSTRIP Line Calculator. 2022. Disponível em: <https://www.emtalk.com/mscalc.php>. Acesso em: 12 set. 2022.
- OGUNSOLA, A. **Radio wave propagation**. University of Lagos. 2009. Nota de Aula. Disponível em: http://seklad69associates.com/seklad69associates.com/EEG_814_and_816_files/. Acesso em: 15 set. 2022.
- OLIVEIRA, E. M. F. d. **Decodificação em identificadores instantâneos de frequência por código binário balanceado**. 2018. 68 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Pernambuco, Recife: 2018. Disponível em: <https://repositorio.ufpe.br/handle/123456789/34403>. Acesso em: 10 set. 2022.
- OPPENHEIM, A. V.; WILLISKY, A. S. **Sinais e sistemas**. 2. ed. São Paulo: Pearson Universidades, 2010. 568 p.
- ORFANIDIS, S. J. **Electromagnetic waves and antennas**. New Brunswick: [s.n.], 2016. v. 1. Disponível em: <https://www.lulu.com/shop/sophocles-orfanidis/electromagnetic-waves-and-antennas-vol1-hardcover/hardcover/product-22799503.html>. Acesso em: 16 set. 2022.
- OSVALDO, P. J. (*trad.*). **Introdução à "sobre as linhas de força de Faraday"**. Tradução e nota de aula para disciplina de Filosofia da Ciência Moderna. FFLCH, USP, 2017. Disponível em: <https://opessoa.fflch.usp.br/sites/opessoa.fflch.usp.br/files/Maxwell-2.pdf>. Acesso em 15 set. 2022.
- POZAR, D. M. **Microwave engineering**. 4. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011. 752 p. Disponível em: <https://www.wiley.com/en-us/Microwave+Engineering,+4th+Edition-p-9780470631553>. Acesso em 2 set. 2022.
- RIBEIRO, J. A. J. **Engenharia de microondas: Fundamentos e aplicações** 1. ed. [S.l.]: Editora Érica, 2009. 624 p. Disponível em: <https://www.amazon.com.br/Engenharia-Microondas-Fundamentos-Aplica%C3%A7%C3%B5es-Sprovieri/dp/8536502096>. Acesso em: 3 set. 2022.
- RIZZI, P. A. **Microwave engineering: Passive Circuit**. 1. ed. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1988. 582 p.
- ROTEIRO Experimental: Interferência e Difração da Luz. [UFMG, Depto. de Física]. 2020. Disponível em: https://www.fisica.ufmg.br/ciclo-basico/wp-content/uploads/sites/4/2020/05/Interferencia_e_difracao-da-luz.pdf. Acesso em: 18 set. 2022.
- SADIKU, M.; ALEXANDER, C. K. **Fundamentos de circuitos elétricos**. 5. ed. [S.l.]: 2013. Disponível em: <https://www.amazon.com.br/Fundamentos-Circuitos-El%C3%A9tricos-Charles-Alexander/dp/8580551722>. Acesso em: 20 set. 2022.

SCHMITT, B. K. **Análise de estruturas de casamento do tipo transformador de quarto de onda em linhas de transmissão.** 2016. 65 p. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2016. Disponível em: <https://lume.ufrgs.br/handle/10183/157853>. Acesso em: 17 set. 2022.

SYSTEMES, D. **Microstrip transmission line simulation.** *online.* 2022. Disponível em: <https://www.3ds.com/products-services/simulia/resources/microstrip-transmission-line/>. Acesso em 2 set. 2022.

VAZ, C. L. D.; NERI, E. d. P. J. **Artemática:** Explorando o potencial artístico da Matemática. 1. ed. Belém: EditAedi, Editora Universitária, 2018. *e-book*. Disponível em: <http://editaedi.ufpa.br/ebooks/artematica/menger-fractais.html>. Acesso em 5 set. 2022.

WU, T.-L. **Transmission lines and components.** Taiwan: [s.n.], 2011. Nota de Aula. Disponível em: <http://ntuemc.tw/upload/file/2011021716275842131.pdf>. Acesso em 22 set. 2022.