



Everaldo Faustino da Costa Júnior

**MODELOS DE CIRCUITO DE IMPEDÂNCIA DE ONDA
EQUIVALENTE PARA ANÁLISE E PROJETO DE
SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA**

**João Pessoa - PB
Outubro de 2023**

Everaldo Faustino da Costa Júnior

**MODELOS DE CIRCUITO DE IMPEDÂNCIA DE ONDA
EQUIVALENTE PARA ANÁLISE E PROJETO DE
SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA**

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal da Paraíba como requisito necessário à obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Henrique Fonseca da Silva

João Pessoa – PB, Outubro de 2023
Everaldo Faustino da Costa Júnior

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação – CIP
Biblioteca Nilo Peçanha – IFPB, *campus* João Pessoa

C838m

Costa Júnior, Everaldo Faustino da.

Modelos de circuito de impedância de onda equivalente para análise e projeto de Superfícies Seletivas em Frequência / Everaldo Faustino da Costa Júnior. – 2023.

44 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Instituto Federal da Paraíba – IFPB / Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Paulo Henrique Fonseca da Silva.

1. Superfícies Seletivas em Frequência (FSS). 2. Modelos de circuito equivalente. 3. Impedância de onda. 4. Análise paramétrica. 5. Medição. I. Título.

CDU 621.3.018.4



INSTITUTO FEDERAL
Paraíba

CAMPUS JOÃO PESSOA
SECRETARIA ACADEMICA - CAMPUS JOAO PESSOA

PARECER 2/2023 - SAC/DDE/DG/JP/REITORIA/IFPB

Em 19 de outubro de 2023.

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO *STRICTO SENSU*
MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

EVERALDO FAUSTINO DA COSTA JÚNIOR

**MODELOS DE CIRCUITO DE IMPEDÂNCIA DE ONDA EQUIVALENTE PARA ANÁLISE E PROJETO
DE SUPERFÍCIES SELETIVAS EM FREQUÊNCIA**

Dissertação apresentada como requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, pelo Programa de Pós- Graduação em Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia da Paraíba – IFPB - Campus João Pessoa.

Aprovado em 19 de outubro de 2023.

Membros da Banca Examinadora:

Dr. Paulo Henrique da Fonseca Silva

IFPB - PPGEE

Dr. Alfredo Gomes Neto

IFPB - PPGEE

Dr. Elder Eldervitch Carneiro de Oliveira

UEPB

Documento assinado eletronicamente por:

- **Paulo Henrique da Fonseca Silva**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 19/10/2023 16:11:07.
- **Alfredo Gomes Neto**, PROFESSOR ENS BASICO TECN TECNOLOGICO, em 19/10/2023 16:13:08.
- **Elder Eldervitch Carneiro de Oliveira**, PROFESSOR DE ENSINO SUPERIOR NA ÁREA DE ORIENTAÇÃO EDUCACIONAL, em 19/10/2023 16:21:51.

Este documento foi emitido pelo SUAP em 11/10/2023. Para comprovar sua autenticidade, faça a leitura do QRCode ao lado ou acesse <https://suap.ifpb.edu.br/autenticar-documento/> e forneça os dados abaixo:

Código 485644
Verificador: a6d2086d97
Código de Autenticação:



NOSSA MISSÃO: Ofertar a educação profissional, tecnológica e humanística em todos os seus níveis e modalidades por meio do Ensino, da Pesquisa e da Extensão, na perspectiva de contribuir na formação de cidadãos para atuarem no mundo do trabalho e na construção de uma sociedade inclusiva, justa, sustentável e democrática.

VALORES E PRINCÍPIOS: Ética, Desenvolvimento Humano, Inovação, Qualidade e Excelência, Transparência, Respeito, Compromisso Social e Ambiental.

*A todos que acreditaram e apoiaram a realização deste trabalho,
essencialmente a minha família, esposa, filhos e amigos.*

Dedico.

Agradecimentos

A Deus, por todas as oportunidades a mim concedidas e por manter-me firme até o final desta etapa.

Aos meus pais, Everaldo Faustino e Maria Cristina, que diante de todas as batalhas, mantém a união familiar.

A minha esposa Valéria, por todo apoio e compreensão nos momentos de estudo.

Aos meus filhos Neto e Liz que são minhas fontes de energia.

Aos meus irmãos que sempre estão ao meu lado nos momentos de necessidade.

A todos os meus familiares, em especial Cristiana, Antônio Carlos, Aparecida, Bruno e João por sempre me apoiar e procurar me ajudar nos momentos de dificuldades.

Ao meu grande amigo Eduardo, que o adeus deixou tanta saudade, mas que os momentos vividos foram inesquecíveis, *in memoriam*.

Ao professor Paulo Henrique da Fonseca Silva, pela orientação, motivação, paciência e ensinamentos durante todo o decorrer deste curso.

Ao professor Alfrêdo Neto, por todo apoio, paciência e ensinamentos.

Aos demais professores e funcionários do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do IFPB que contribuíram e me incentivaram, de forma direta ou indireta, na minha construção pessoal e profissional e para a consolidação deste trabalho.

Resumo

Neste trabalho, uma metodologia de circuito equivalente de impedância de onda é proposta. Dois modelos são formulados para análise de superfícies seletivas em frequência (FSS) do tipo espira quadrada, em configuração sobreposta. A metodologia descrita encontra seus fundamentos na teoria da homogeneização, bem como nas analogias existentes entre as formulações da teoria de ondas e de linhas de transmissão. A fim de incluir a influência de uma camada dielétrica com perdas nos modelos de FSS, o modelo de linha coplanar e o conceito de impedância de onda são usados para escalonamento do modelo de Marcuvitz de grades de fitas periódicas. As perdas ôhmicas nas fitas condutoras e as perdas dielétricas no capacitor do circuito são incluídas nos modelos de circuito equivalente da FSS. Para incidência normal, uma formulação simplificada do modelo de Marcuvitz é descrita. Para desenvolver um modelo semi-analítico, uma função de escalonamento é avaliada a partir de análise paramétrica de onda completa da FSS. Para validação dos modelos de FSS propostos são considerados os resultados teóricos e experimentais de nove FSS, com arranjos periódicos de espiras quadradas impressos em substratos de filme fino, vidro e de fibra de vidro, para faixas de frequências entre 2,4 GHz e 10 GHz.

Palavras-chave: Superfícies seletivas em frequência, modelos de circuito equivalente, impedância de onda, análise paramétrica, medição.

Abstract

In this work, a wave impedance equivalent circuit methodology is proposed. Two models are formulated for the analysis of square loop frequency selective surfaces (FSS), in a superimposed configuration. The proposed methodology finds its foundations in the theory of homogenization, as well as in the existing analogies between the formulations of the theory of waves and transmission lines. In order to include the influence of a lossy dielectric layer in the FSS models, the coplanar line model and the wave impedance concept are used for scaling the Marcuvitz model of periodic strip gratings. The ohmic losses in the conductive strips and dielectric losses in the circuit capacitor are included in the FSS equivalent circuit models. For normal incidence, a simplified formulation of the Marcuvitz model is described. To develop a semi-analytical model, a scaling function is evaluated from full-wave parametric analysis of the FSS. To validate the proposed FSS models, the theoretical and experimental results of nine FSS are considered, with periodic arrangements of square loops printed on thin film, glass and fiberglass substrates, for frequency bands between 2.4 GHz and 10 GHz.

Keywords: Frequency selective surfaces, equivalent circuit models, wave impedance, parametric analysis, measurement.

Lista de Figuras

Figura 1.	Grade periódica de fitas condutoras iluminada por uma onda TEz.	4
Figura 2.	Parâmetros de circuito equivalente: (a) polarização TE e (b) polarização TM.....	5
Figura 3.	Janela em um guia de ondas retangular: (a) vista frontal; (b) vista de perfil; (c) aproximação por circuito equivalente.....	6
Figura 4.	Tipos de FSS e modelos de circuito equivalente associados	8
Figura 5.	FSS na configuração suspensa: (a) representação do problema de espalhamento para incidência normal; (b) circuito equivalente associado	10
Figura 6.	FSS na configuração suspensa: (a) representação em termos de impedância equivalente; (b) circuito equivalente associado.....	11
Figura 7.	FSS na configuração sobreposta: (a) representação do problema de espalhamento para incidência normal; (b) circuito equivalente associado.....	13
Figura 8.	FSS na configuração sobreposta: (a) representação em termos de impedância de entrada; (b) circuito equivalente associado.....	13
Figura 9.	FSS na configuração sobreposta: (a) representação em termos de impedância equivalente; (b) circuito equivalente associado.....	15
Figura 10.	Geometria da linha CPS: w , largura da fita; $2g$, espaçamento entre as fitas condutoras; h , espessura do substrato dielétrico	18
Figura 11.	Comparação entre os resultados dos modelos de permissividade elétrica efetiva ...	19
Figura 12.	Comparação entre os resultados de simulação obtidos para FSS 1.....	22
Figura 13.	Comparação entre os resultados de simulação obtidos para FSS 2.....	23
Figura 14.	Comparação entre os resultados de simulação obtidos para FSS 3.....	23
Figura 15.	Comparação entre os resultados de simulação obtidos para FSS 4.....	24
Figura 16.	Valores de $k(w,g)$ por frequência, f_r (GHz): (a) 2,45; (b) 3,5; (c) 5,8; (d) 10.....	27
Figura 17.	Imagens: (a) Protótipo 1; (b) arranjo de medição.....	29
Figura 18.	Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 1.....	30
Figura 19.	Comparação entre os resultados simulados e medidos para o Protótipo 1.....	30

Figura 20.	Imagem do Protótipo 2	31
Figura 21.	Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 2.....	32
Figura 22.	Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 2.....	32
Figura 23.	Imagem do Protótipo 3	33
Figura 24.	Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 3.....	34
Figura 25.	Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 3.....	34
Figura 26.	Imagens: (a) Protótipo 4; (b) arranjo de medição.....	35
Figura 27.	Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 4.....	36
Figura 28.	Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 4.....	36
Figura 29.	Imagens: (a) Protótipo 5; (b) arranjo de medição.....	37
Figura 30.	Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 5.....	38
Figura 31.	Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 5.....	38

Lista de Tabelas

Tabela 1.	Parâmetros usados nas simulações de modelos de permissividade efetiva	19
Tabela 2.	Parâmetros de FSS do tipo espira quadrada na configuração sobreposta.....	21
Tabela 3.	Resultados numéricos obtidos para frequência de ressonância.....	25
Tabela 4.	Resultados numéricos obtidos para largura de banda.....	25
Tabela 5.	Parâmetros dos protótipos de FSS analisados.....	28
Tabela 6.	Resultados numéricos obtidos para frequência de ressonância.....	39
Tabela 7.	Resultados numéricos obtidos para largura de banda.....	39

Lista de Siglas

CPS	<i>Coplanar Stripline</i> (Linha de Transmissão de Fitas Coplanares)
FDTD	<i>Finite-Difference Time-Domain</i> (Diferenças Finitas no Domínio do Tempo)
FEM	<i>Finite Element Method</i> (Método dos Elementos Finitos)
FSS	<i>Frequency Selective Surface</i> (Superfície Seletiva em Frequência)
LT	Linha de Transmissão
MCE	Método do Circuito Equivalente
MCEm	Modelo de Circuito Equivalente Melhorado
MCE-IO	Modelo de Circuito Equivalente - Impedância de Onda
MoM	<i>Method of Moments</i> (Método dos Momentos)
RCS	<i>Radar Cross Section</i> (Seção Reta Radar)
TE	Transversal Elétrico
TM	Transversal Magnético

Lista de Símbolos

- B – Susceptância capacitiva normalizada da grade de fitas condutoras
- B_C – Susceptância capacitiva normalizada da FSS
- B_{TE} – Susceptância capacitiva normalizada da FSS para polarização TE
- B_{TM} – Susceptância capacitiva normalizada da FSS para polarização TM
- C_{TE} – Capacitância da FSS para polarização TE
- C_{TM} – Capacitância da FSS para polarização TM
- d – Parâmetro geométrico da FSS do tipo espira quadrada ($d=p-g$)
- E – Intensidade de campo elétrico
- F – Função analítica do modelo de Marcuvitz
- fr – Frequência de ressonância
- g – Espaçamento entre fitas condutoras
- G – Função analítica de correção do modelo de Marcuvitz
- H – Intensidade de campo magnético
- $K(m)$ – Integral elíptica completa de primeiro tipo
- $k(w,g)$ – Função de escalonamento do modelo de Marcuvitz
- L_{TE} – Indutância da FSS para polarização TE
- L_{TM} – Indutância da FSS para polarização TM
- N – Fator exponencial do modelo de permissividade efetiva
- p – Periodicidade da FSS do tipo espira quadrada
- q – Variável auxiliar
- q_d – Fator de preenchimento dielétrico
- R_d – Resistência de perdas dielétricas
- R_σ – Resistência de perdas no condutor
- R_{FSS} – Resistência de perdas da FSS
- Re – Operador parte real de um número complexo
- $|S_{21}|$ – Módulo do coeficiente de transmissão
- T – Coeficiente de transmissão
- w – Largura de uma fita condutora
- X – Reatância indutiva normalizada da grade de fitas condutoras
- X_L – Reatância indutiva normalizada da FSS

X_{TE}	– Reatância indutiva normalizada da FSS para polarização TE
X_{TM}	– Reatância indutiva normalizada da FSS para polarização TM
Z_0	– Impedância característica do espaço livre
Z_{eq}	– Impedância equivalente da FSS
Z_{in}	– Impedância de entrada da FSS
Z_d	– Impedância característica do dielétrico
Z_{FSS}	– Impedância da FSS
α	– Constante de atenuação
β	– Parâmetro do modelo de Marcuvitz
δ	– Ângulo de perdas
ϵ_0	– Permissividade elétrica do vácuo
ϵ_c	– Permissividade elétrica relativa complexa
ϵ_r	– Permissividade elétrica relativa
ϵ'	– Parte real da permissividade complexa
ϵ_{eff}	– Permissividade efetiva
ϵ_{ref}	– Permissividade efetiva relativa
ϵ_{rh}	– Valor assintótico da permissividade efetiva do dielétrico
ϕ	– Ângulo de incidência no plano de azimute
κ	– Variável auxiliar
λ	– Comprimento de onda no espaço livre
λ_{eff}	– Comprimento de onda efetivo
λ_0	– Comprimento de onda incidente na frequência de ressonância
γ	– Constante de propagação
Γ	– Coeficiente de reflexão
μ_0	– Permeabilidade magnética do vácuo
μ_r	– Permeabilidade magnética relativa
σ	– Condutividade elétrica
σ_d	– Condutividade elétrica de um dielétrico com perdas
θ	– Ângulo de incidência no plano de elevação
ω	– Frequência angular
ω_r	– Frequência angular de ressonância da FSS

Sumário

1. Introdução	1
1.1 Justificativa.....	2
1.2 Objetivo.....	2
1.3 Organização da Dissertação.....	3
2. Grade Periódica de Fitas Conductoras	4
2.1 Formulação de Marcuvitz para Incidência Oblíqua	4
2.2 Formulação de Marcuvitz para Incidência Normal	6
3. Modelos de Circuito Equivalente	8
3.1 FSS Espira Quadrada na Configuração Suspensa	9
3.2 FSS Espira Quadrada na Configuração Sobreposta	11
4. Modelo de Circuito Equivalente de Impedância de Onda	16
4.1 Formulação Matemática	16
4.2 Modelo de Permissividade Elétrica Efetiva	17
4.3 Modelos de Circuitos Equivalentes.....	20
5. Resultados Teóricos e Experimentais.....	21
5.1 Resultados Teóricos.....	21
5.2 Análise Paramétrica — Determinação da Função de Escalonamento $k(w,g)$	26
5.3 Resultados Experimentais.....	28
6. Conclusões.....	40
Referências	42

1. Introdução

O avanço tecnológico dos últimos anos tem levado ao desenvolvimento dos sistemas de comunicações sem fio. As faixas de frequências utilizadas em tecnologias sem fio possuem normas específicas que regulam seu uso e funcionamento. Os sinais desses sistemas são transmitidos e propagados em diversas direções, sendo o ar o principal meio de propagação. São aspectos importantes para o funcionamento de um sistema sem fio: confiabilidade, taxa de transmissão de dados, interferências entre sistemas, bem como, questões de vulnerabilidade, quanto à segurança da informação transmitida, sua captação e uso não permitido ou ilegal.

Nesse contexto, surgem as aplicações práticas das superfícies seletivas de frequência (FSS), com o intuito de filtrar, absorver, bloquear ou redirecionar os sinais transmitidos, visando uma maior eficiência e/ou segurança na operação dos sistemas de comunicações sem fio, [1], [2]. Além das aplicações como dispositivos simples, as FSS integram outros dispositivos. Em particular, as FSS encontram aplicações como arranjos refletores [3], na redução da seção reta radar (*Radar Cross Section* - RCS) [4], funcionando como absorvedor eletromagnético [5], radome [6], anteparo da porta do forno de micro-ondas doméstico, antenas [7].

O tipo de FSS abordada nesta dissertação, funciona como filtro espacial rejeita-faixa e consiste de uma estrutura planar formada por uma superfície seletiva (arranjo periódico de elementos metálicos), que é sobreposta a uma camada dielétrica de suporte, [8], [9].

A análise rigorosa de uma FSS requer o uso de um método de onda-completa, tais como: MoM, FDTD, FEM, entre outros. Porém, na fase inicial de projeto de uma FSS, para o engenheiro projetista é conveniente o uso de modelos aproximados. Os modelos de circuito equivalente são bem apropriados para aproximação dos parâmetros iniciais de projeto de uma FSS com elementos convencionais, por exemplo: dipolo, *patch*, cruz de Jerusalém, espiras.

O modelo de circuito equivalente (MCE) é um dos mais usados para análise aproximada de FSS. A análise aproximada é feita a partir da decomposição dos campos eletromagnéticos em modos de propagação (TE e TM) e o conceito de homogeneização é usado para definição de meios de propagação equivalentes com parâmetros constitutivos próprios, [10]-[13]. Esse tipo de modelagem restringe a aplicação do MCE para a região quase-estática (progressão de estado de equilíbrio) de operação, quando a periodicidade do arranjo é muito menor que o comprimento de onda da onda incidente.

Os modelos MCE analíticos, semi-analíticos e multimodal são aplicados para análise aproximada de FSS nas regiões quase-estática, ressonante e em frequências maiores (região de

lobos de secundários), respectivamente, [11]. Com o uso do MCE é possível analisar a resposta em frequência de uma FSS em termos de seus coeficientes de transmissão, reflexão e absorção, que são obtidos a partir da impedância da FSS e das impedâncias de onda associadas. Desta forma, pode-se aproximar a frequência de ressonância e a largura de banda de uma FSS a partir de seus parâmetros construtivos.

Em particular, o modelo de permissividade relativa efetiva é de fundamental importância para análise aproximada de uma FSS por meio do modelo MCE [12], [13]. No caso da FSS na configuração sobreposta, formada com um arranjo periódico de espiras quadradas alinhadas, o valor de permissividade relativa efetiva influencia apenas a susceptância capacitiva do circuito equivalente da FSS, sendo usado como um fator de escala do modelo de Marcuvitz.

1.1 Justificativa

O modelo MCE para análise aproximada de uma FSS na configuração sobreposta em camada dielétrica apresenta resultados satisfatórios, em particular, para dielétricos finos ($h < \lambda/10$) ou com permissividade elétrica relativa próxima da unidade. As propostas de melhoria do modelo MCE apresentadas nesta dissertação permitem a análise e projeto das características de transmissão de uma FSS espira quadrada, em termos de frequência de ressonância e largura de banda, com uma maior acurácia, principalmente para substratos dielétricos de suporte com valores maiores de permissividade elétrica, bem como, de espessura. As perdas ôhmicas nos arranjos periódicos metálicos, bem como, as perdas nos substratos dielétricos, são levadas em conta nos modelos de circuito equivalente propostos.

1.2 Objetivo

Desenvolver a metodologia de circuito equivalente de impedância de onda a fim de estender a validade do modelo analítico de circuito equivalente para além da região quase-estática ($p/\lambda_0 \ll 1$). Avaliar uma função de escalonamento do modelo de Marcuvitz para aplicação em modelos semi-analíticos de FSS espira quadrada. Verificar a validade dos modelos desenvolvidos a partir de resultados teóricos e experimentais.

1.3 Organização da Dissertação

A dissertação é organizada em seis Capítulos.

O Capítulo 1 apresenta uma abordagem inicial do tema, sua justificativa e a organização textual da dissertação.

O Capítulo 2 apresenta a formulação do modelo Marcuvitz para incidências normal e oblíqua em grades periódicas de fitas condutoras. Uma formulação simplificada para o caso de incidência normal é desenvolvida na Seção 2.2.

No Capítulo 3 é descrita a metodologia de circuito equivalente e a formulação matemática aplicada à análise de uma FSS do tipo espira quadrada nas configurações suspensa (Seção 3.1) e sobreposta (Seção 3.2).

No Capítulo 4 é apresentada a formulação matemática do modelo de circuito equivalente de impedância de onda, Seção 4.1. Na Seção 4.2, descreve-se o modelo de permissividade elétrica efetiva para linhas coplanares, bem como é feita uma comparação com outros modelos disponíveis na literatura especializada. As diferenças entre os modelos de circuito equivalente abordados são descritas na Seção 4.3.

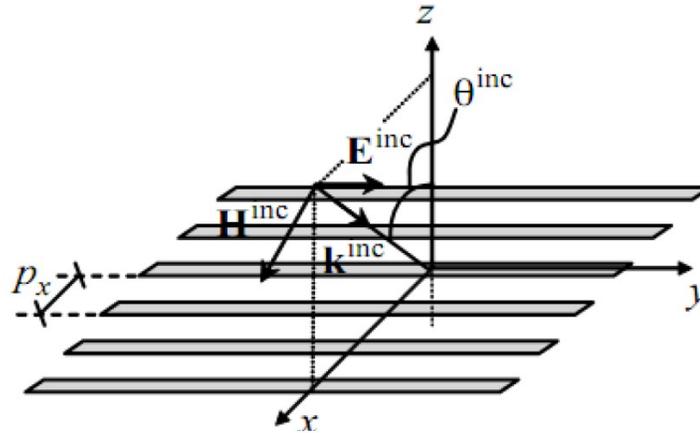
No Capítulo 5, os resultados preliminares de simulações para quatro exemplos de aplicação do MCE para FSS, disponíveis na literatura, são apresentados na Seção 5.1. Nestes casos, os resultados dos modelos de circuito equivalente propostos (MCEm e MCE-IO) são comparados com os resultados do MCE, em termos de largura de banda e frequência de ressonância. Na Seção 5.2 são apresentados os resultados de análise paramétrica de onda completa para avaliar uma função de escalonamento ótima do modelo de Marcuvitz. Na Seção 5.3, os resultados do MCE-IO são avaliados em relação aos resultados experimentais de cinco protótipos de FSS espira quadrada.

No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões desta dissertação e são delineadas algumas propostas para trabalhos futuros.

2. Grade Periódica de Fitas Conductoras

O modelo de circuito equivalente para superfícies seletivas em frequência baseia-se nas equações aproximadas de Marcuvitz para análise de uma grade periódica de fitas condutoras, [14]. A Figura 1 ilustra uma grade periódica iluminada por uma onda eletromagnética plana (modo TEz), [15]. Na representação por circuito equivalente, a grade periódica é modelada como um elemento capacitivo ou indutivo, inserido numa linha de transmissão. Muitos trabalhos têm sido publicados com adaptações das equações de Marcuvitz para FSS com diferentes tipos de elementos e configurações [13], [16]-[19].

Figura 1: Grade periódica de fitas condutoras iluminada por uma onda TEz.

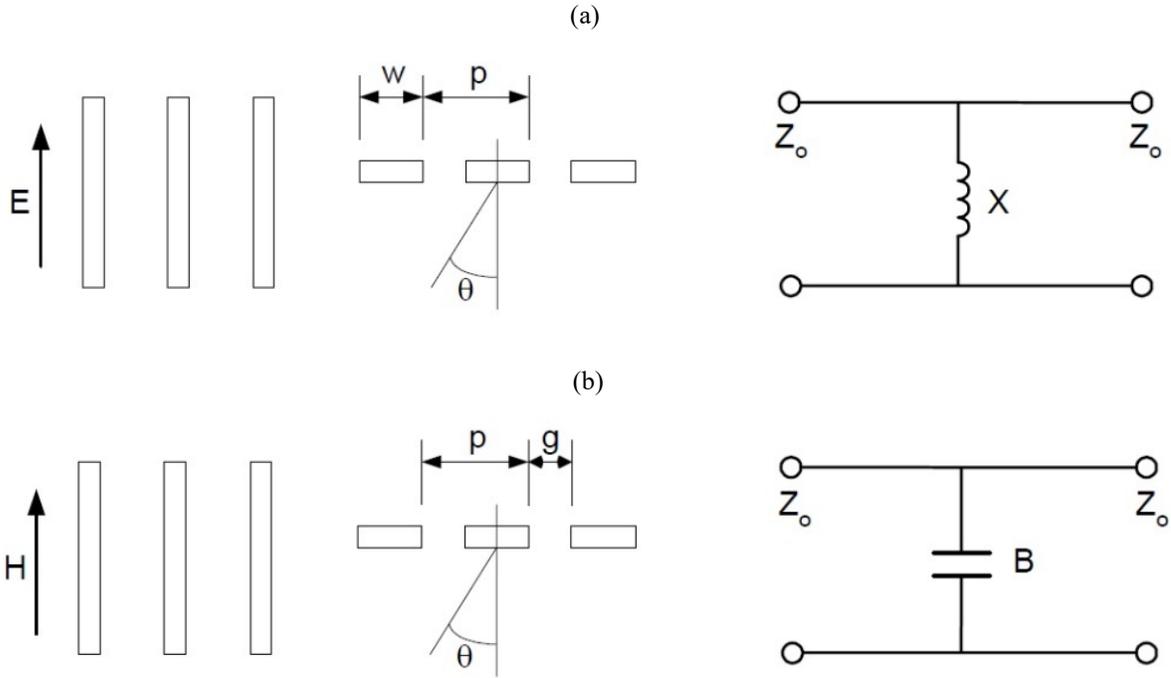


Fonte: Adaptado de [15].

2.1 Formulação de Marcuvitz para Incidência Oblíqua

O ponto de partida para o desenvolvimento de modelos para estruturas FSS é a representação por circuito equivalente de uma grade periódica de fitas condutoras, paralelas e infinitas, desenvolvida por Marcuvitz [14]. A representação por circuito equivalente para a incidência de onda TE no arranjo de fitas é ilustrada na Figura 2(a). As fitas metálicas têm uma espessura desprezada, largura w , e periodicidade p . A onda plana incide sobre a grade de fitas em um ângulo θ . Da mesma forma, a Figura 2(b) ilustra a representação por circuito equivalente para a incidência de onda TM. O vetor campo magnético incidente é paralelo às fitas metálicas e incide em um ângulo θ . As fitas condutoras metálicas estão separadas por um espaçamento dielétrico, g .

Figura 2: Parâmetros de circuito equivalente: (a) polarização TE e (b) polarização TM.



Fonte: Adaptado de [14].

A partir de formulações anteriores sobre a representação por circuito equivalente de uma grade periódica de fitas condutoras [14]-[17], [20], as imitâncias normalizadas (reatâncias indutivas e susceptâncias capacitivas) são dadas de acordo com (1)-(4).

$$X_{TE} = \omega L_{TE} = \cos(\theta) \cdot F(p, w, \lambda, \theta) \quad (1)$$

$$B_{TE} = \omega C_{TE} = 4\sec(\theta) \cdot F(p, g, \lambda, \theta) \quad (2)$$

$$X_{TM} = \omega L_{TM} = \sec(\phi) \cdot F(p, w, \lambda, \phi) \quad (3)$$

$$B_{TM} = \omega C_{TM} = 4\cos(\phi) \cdot F(p, g, \lambda, \phi) \quad (4)$$

Em que,

$$F(p, q, \lambda, \kappa) = \frac{p}{\lambda} \left[\ln \left(\csc \frac{\pi q}{2p} \right) + G(p, q, \lambda, \kappa) \right] \quad (5)$$

O termo κ da função F faz referência ao valor de θ em (1) e (2) e ϕ para (3) e (4). A função G é um fator de correção definido em (6)-(9) para os modos TE e TM.

$$G(p, q, \lambda, \kappa) = \frac{1}{2} \frac{(1 - \beta^2)^2 \left[\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) (C_+ + C_-) + 4\beta^2 C_+ C_- \right]}{\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) + \beta^2 \left(1 + \frac{\beta^2}{2} - \frac{\beta^4}{8}\right) (C_+ + C_-) + 2\beta^6 C_+ C_-} \quad (6)$$

$$\beta = \sin\left(\frac{\pi q}{2p}\right) \quad (7)$$

$$C_{\pm}^{\text{TE}} = \frac{1}{\sqrt{\left[\frac{p \sin(\kappa)}{\lambda} \pm 1\right]^2 - \frac{p^2}{\lambda^2}}} - 1 \quad (8)$$

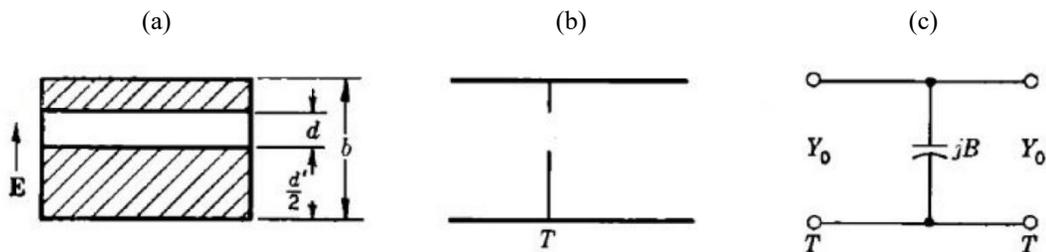
$$C_{\pm}^{\text{TM}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left[\frac{p \cos(\kappa)}{\lambda}\right]^2}} - 1 \quad (9)$$

O modelo apresenta restrição em termos de frequência máxima de simulação, dada pela frequência de lobo secundário (*grating lobe*), tal que, $p(1 + |\text{sen}\theta|)/\lambda_0 \leq 1$; λ_0 é o comprimento de onda incidente na frequência de ressonância da estrutura FSS funcionando como filtro espacial rejeita-faixa. O MCE para análise aproximada de FSS apresenta melhores resultados para a região de operação quase-estática $p \ll \lambda_0$, [10], [11].

2.2 Formulação de Marcuvitz para Incidência Normal

Na representação por circuito equivalente para incidência normal em uma grade periódica de fitas condutoras, Marcuvitz indica uma expressão mais simples e acurada para o fator de correção G , conforme formulação (10). A expressão (10) é derivada do modelo de circuito equivalente de uma janela formada por dois obstáculos em um guia de ondas retangular, para o caso simétrico, $d'=b-d$, Figura 3, [14]. Para incidência normal verifica-se que (8) e (9) são equivalentes à expressão (11).

Figura 3: Janela em um guia de ondas retangular: (a) vista frontal; (b) vista de perfil; (c) aproximação por circuito equivalente.



Fonte: Adaptado de [14].

$$G(p, q, \lambda) = \frac{Q_2 \cos^4 \left(\frac{\pi q}{2p} \right)}{1 + Q_2 \sin^4 \left(\frac{\pi q}{2p} \right)} + \frac{1}{16} \left(\frac{p}{\lambda} \right)^2 \left[1 - 3 \sin^2 \left(\frac{\pi q}{2p} \right) \right]^2 \cos^4 \left(\frac{\pi q}{2p} \right) \quad (10)$$

$$Q_2 = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{p}{\lambda} \right)^2}} - 1 \quad (11)$$

Para o caso de incidência normal, ($\theta = 0$), o modelo de circuito equivalente de Marcuvitz para uma grade periódica de fitas condutoras na configuração suspensa é dado pelas expressões (12)-(17). Nesta formulação, o fator de correção G em (10) é rescrito em (15) em termos do valor β , dado em (16).

$$X_{TE} = X_{TM} = \omega L = F(p, w, \lambda) \quad (12)$$

$$B_{TE} = B_{TM} = \omega C = 4F(p, g, \lambda) \quad (13)$$

$$F(p, q, \lambda) = \frac{p}{\lambda} \left[\ln \left(\csc \frac{\pi q}{2p} \right) + G(p, q, \lambda) \right] \quad (14)$$

$$G(p, q, \lambda) = (1 - \beta^2)^2 \left\{ \frac{Q}{1 + Q\beta^4} + \left[\frac{p}{4\lambda} (1 - 3\beta^2) \right]^2 \right\} \quad (15)$$

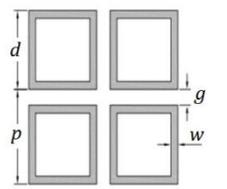
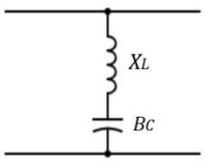
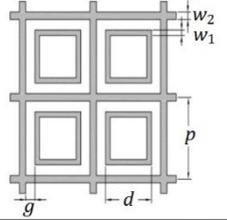
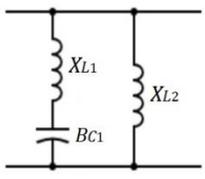
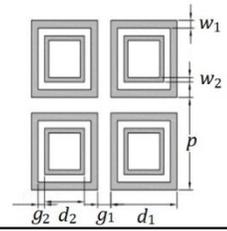
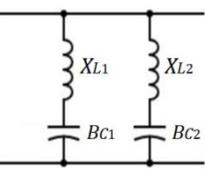
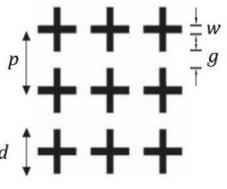
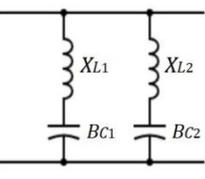
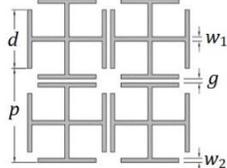
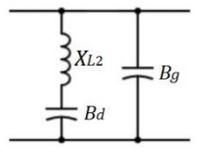
$$\beta = \sin \left(\frac{\pi q}{2p} \right) \quad (16)$$

$$Q = \left[1 - \left(\frac{p}{\lambda} \right)^2 \right]^{-1/2} - 1 \quad (17)$$

3. Modelos de Circuito Equivalente

O modelo de Marcuvitz é o mais usado para análise de FSS através do MCE. Nos modelos de circuito equivalente reportados na literatura, para cada tipo de FSS, o modelo de Marcuvitz é escalonado para obtenção dos valores das imitâncias normalizadas dos componentes de circuito equivalente associado à FSS. Em particular, os parâmetros geométricos da grade de fitas condutoras (w e g) são escalonados, bem como a função F dada em (5). A Figura 4 ilustra alguns tipos de FSS convencionais e os circuitos equivalentes associados a cada uma [13], [18], [21]-[23].

Figura 4: Tipos de FSS e modelos de circuito equivalente associados.

TIPO DE FSS	ARRANJO PERIÓDICO	CIRCUITO EQUIVALENTE
ESPIRA QUADRADA		
ESPIRA QUADRADA COM GRADE		
ESPIRA QUADRADA DUPLA		
DIPOLos CRUZADOS		
CRUZ DE JERUSALÉM		

Fonte: Adaptado de [17]-[18].

3.1 FSS Espira Quadrada na Configuração Suspensa

O problema de espalhamento de ondas eletromagnéticas a partir da incidência de ondas na direção normal à FSS do tipo espira quadrada é ilustrada na Figura 5(a) para configuração suspensa, na qual o substrato dielétrico é o próprio ar. O circuito equivalente associado é apresentado na Figura 5(b), em que uma região de espaço livre é representada como uma linha de transmissão infinita com mesma impedância de onda característica. Para uma FSS na configuração suspensa, o cálculo dos seus coeficientes de transmissão e reflexão é efetuado em três etapas:

- i) Cálculo da impedância da FSS
- ii) Cálculo da impedância equivalente
- iii) Cálculo dos coeficientes de transmissão e reflexão

– Cálculo da Impedância da FSS

A impedância da FSS espira quadrada é modelada como a impedância de um filtro RLC série, rejeita-faixa, representado na Figura 5(b), sendo dada por (18). O modelo de Marcuvitz [14], é escalonado para o cálculo das imitâncias normalizadas da FSS espira quadrada, com $q=2w$ e $q=g$, e multiplicando-se (12) e (13) por d/p , resulta (19) e (20), respectivamente. A resistência associada à FSS leva em conta às perdas ôhmicas e dielétricas, (21).

$$Z_{FSS}(\omega) = R_{FSS} + jZ_0(X_L - 1/B_C) \quad (18)$$

$$X_L = \omega L = \frac{d}{p} F(p, 2w, \lambda) \quad (19)$$

$$B_C = \omega C = 4 \frac{d}{p} F(p, g, \lambda) \quad (20)$$

$$R_{FSS} = R_\sigma + R_d \quad (21)$$

O valor de R_σ é obtido a partir da fórmula de resistência superficial dos metais, (22). As perdas dielétricas da FSS são incluídas no MCE considerando-se as perdas capacitivas do circuito equivalente. Neste caso, para cada capacitor do circuito define-se uma resistência em série equivalente, cujo valor dado em (23) corresponde às perdas devido aos elétrons de condução do dielétrico com perdas, bem como aos fenômenos de relaxação de dipolo, [13].

$$R_\sigma = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \left(\frac{p^2}{2wd} \right) \quad (22)$$

$$R_d = \frac{\sigma_d}{\varepsilon' \omega^2 C} = \frac{\text{tg}(\delta)}{\omega C} \quad (23)$$

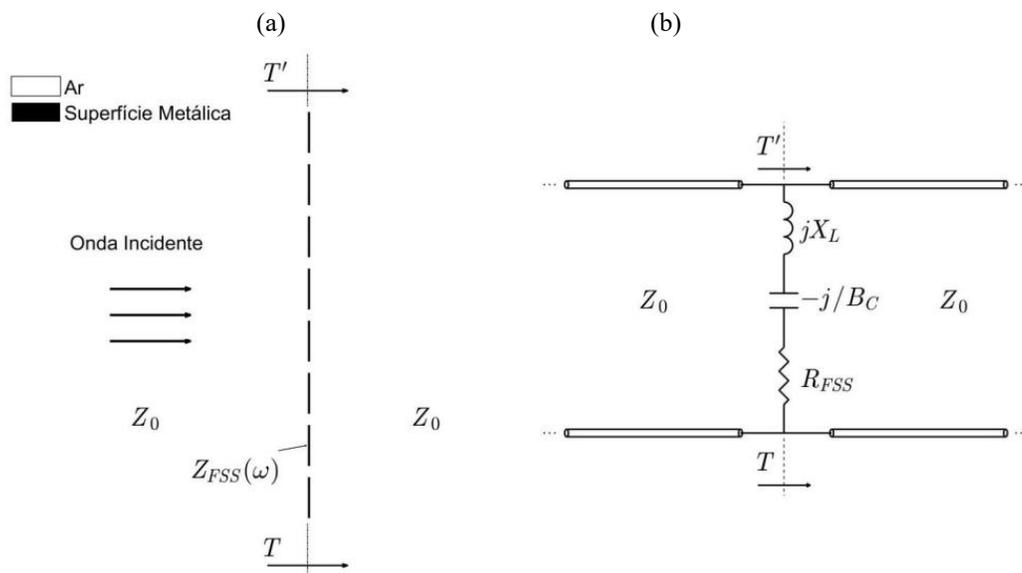
Parâmetros constitutivos dos materiais:

Cobre: $\sigma = 5,8 \times 10^7 \text{ S/m}$

FR-4: $\mu_r = 1, \varepsilon' = 4,4, \text{tg}(\delta) = 0,020, h = 1,50 \text{ mm}$

Vidro: $\mu_r = 1, \varepsilon' = 6,1, \text{tg}(\delta) = 0,083, h = 1,90 \text{ mm}$

Figura 5: FSS na configuração suspensa: (a) representação do problema de espalhamento para incidência normal; (b) circuito equivalente associado.



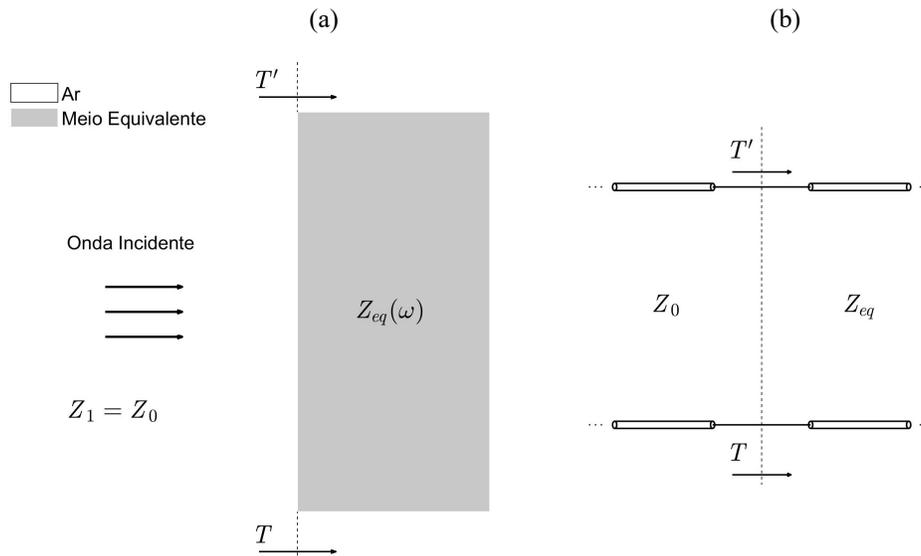
Fonte: Autor, 2023.

– Cálculo da Impedância Equivalente

O conceito de impedância de onda é aplicado para definição da impedância equivalente de uma FSS, Figura 6. Para uma FSS suspensa no ar, a impedância equivalente é uma associação em paralelo entre a impedância da FSS e a impedância de onda característica do espaço livre (24).

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{Z_0 \cdot Z_{FSS}(\omega)}{Z_0 + Z_{FSS}(\omega)} \quad (24)$$

Figura 6: FSS na configuração suspensa: (a) representação em termos de impedância equivalente; (b) circuito equivalente associado.



Fonte: Autor, 2023.

– Cálculo dos Coeficientes de Transmissão e Reflexão

Os coeficientes de transmissão e reflexão são calculados a partir da formulação de um problema de dois meios, em que, a impedância equivalente da FSS corresponde ao segundo meio de propagação, conforme (25) e (26), respectivamente [24].

$$T(\omega) = \frac{2Z_{eq}(\omega)}{Z_{eq}(\omega) + Z_0} \quad (25)$$

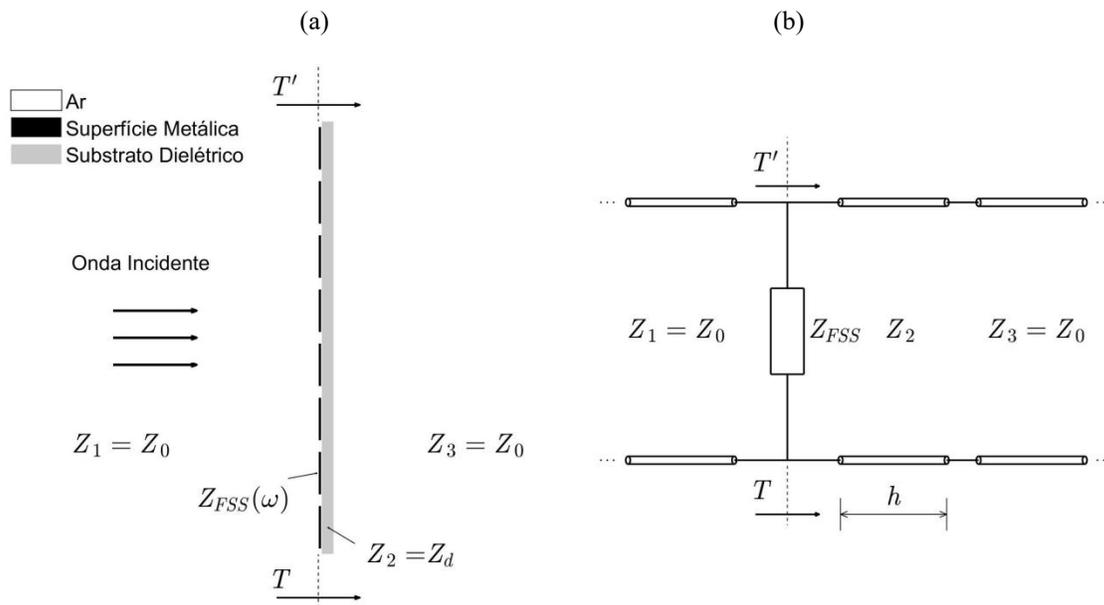
$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_{eq}(\omega) - Z_0}{Z_{eq}(\omega) + Z_0} \quad (26)$$

3.2 FSS Espira Quadrada na Configuração Sobreposta

O problema de espalhamento a partir da incidência de onda eletromagnética na direção normal à FSS, do tipo espira quadrada, na configuração sobreposta a um substrato dielétrico é ilustrada na Figura 7(a) e o circuito equivalente associado, na Figura 7(b). Neste modelo de circuito equivalente, uma camada dielétrica de espessura h é representada por uma seção de linha de mesmo comprimento elétrico. Na análise de uma FSS na configuração sobreposta usando o MCE, a aproximação dos coeficientes de transmissão e reflexão é feita em cinco etapas:

- i) Cálculo da impedância do substrato dielétrico
- ii) Cálculo da impedância de onda de entrada
- iii) Cálculo da impedância da FSS
- iv) Cálculo da impedância equivalente
- v) Cálculo dos coeficientes de transmissão e reflexão

Figura 7: FSS na configuração sobreposta: (a) representação do problema de espalhamento para incidência normal; (b) circuito equivalente associado.



Fonte: Autor, 2023.

– Cálculo da Impedância do Substrato Dielétrico

A impedância do substrato dielétrico com perdas é calculada a partir dos parâmetros do material não magnético ($\mu_r = 1$): constante dielétrica e tangente de perdas, conforme (27), [24].

$$Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r[1 - j\text{tg}(\delta)]}} \quad (27)$$

– Cálculo da Impedância de Onda de Entrada

A impedância de onda de entrada é calculada usando o conceito de impedância de onda de um meio equivalente (em um problema de três meios) ou de linha de transmissão (LT) equivalente

(em um problema de LT terminada), conforme (28), em que: h é a espessura do substrato, $Z_3 = Z_0$ e $Z_2 = Z_d$ é a impedância do dielétrico. A constante de propagação γ é dada por (29), [13], [25].

$$Z_{in} = Z_2 \frac{Z_3 + Z_2 \tanh(\gamma h)}{Z_2 + Z_3 \tanh(\gamma h)} \quad (28)$$

$$\gamma = \omega \sqrt{\epsilon_r} \left(\frac{\epsilon_0 \operatorname{tg}(\delta)}{2} Z_0 + j \frac{1}{c} \right) = \frac{\pi \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda} [\operatorname{tg}(\delta) + j2] \quad (29)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (30)$$

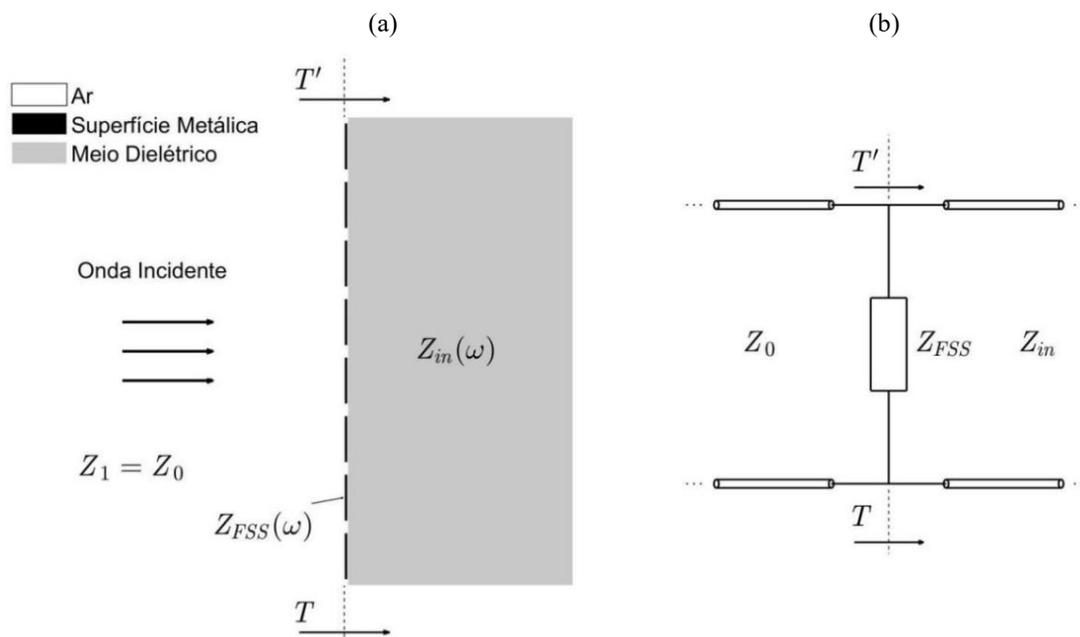
$$\alpha = \frac{\sigma Z_0}{2 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (31)$$

$$\beta = \frac{\omega}{c / \sqrt{\epsilon_r}} \quad (32)$$

$$\sigma = \omega \epsilon \operatorname{tg}(\delta) \quad (33)$$

Após o cálculo da impedância de entrada, o problema de espalhamento para o caso da FSS espira quadrada sobreposta (ver Figura 7) reduz-se à configuração equivalente ilustrada na Figura 8.

Figura 8: FSS na configuração sobreposta: (a) representação em termos de impedância de entrada; (b) circuito equivalente associado.



– *Cálculo da Impedância da FSS*

A expressão para impedância da FSS espira quadrada é a mesma tanto para configuração suspensa (18) quanto para sobreposta (34). As aplicações do MCE para FSS espira quadrada na configuração sobreposta baseiam-se na seguinte premissa: a presença do substrato dielétrico influencia apenas a susceptância capacitiva do MCE [26]. Desta forma, o modelo de Marcuvitz é escalonado para o cálculo das imitâncias normalizadas, com $q=2w$ e $q=g$, e multiplicando-se (12) pelo fator d/p e (13) pelo fator $d/p\epsilon_{ref}$, resultando (35) e (36), respectivamente.

$$Z_{FSS}(\omega) = R_{FSS} + jZ_0(X_L - 1/B_C) \quad (34)$$

$$X_L = \omega L = \frac{d}{p} F(p, 2w, \lambda) \quad (35)$$

$$B_C = \omega C = 4 \frac{d}{p} \epsilon_{ref} F(p, g, \lambda) \quad (36)$$

A permissividade elétrica relativa efetiva da FSS espira quadrada na configuração sobreposta é dada em função da espessura da camada dielétrica, h , conforme (37), [13]. No limite $h \rightarrow \infty$, a permissividade efetiva tende para o valor assintótico, $(\epsilon_r + 1)/2$.

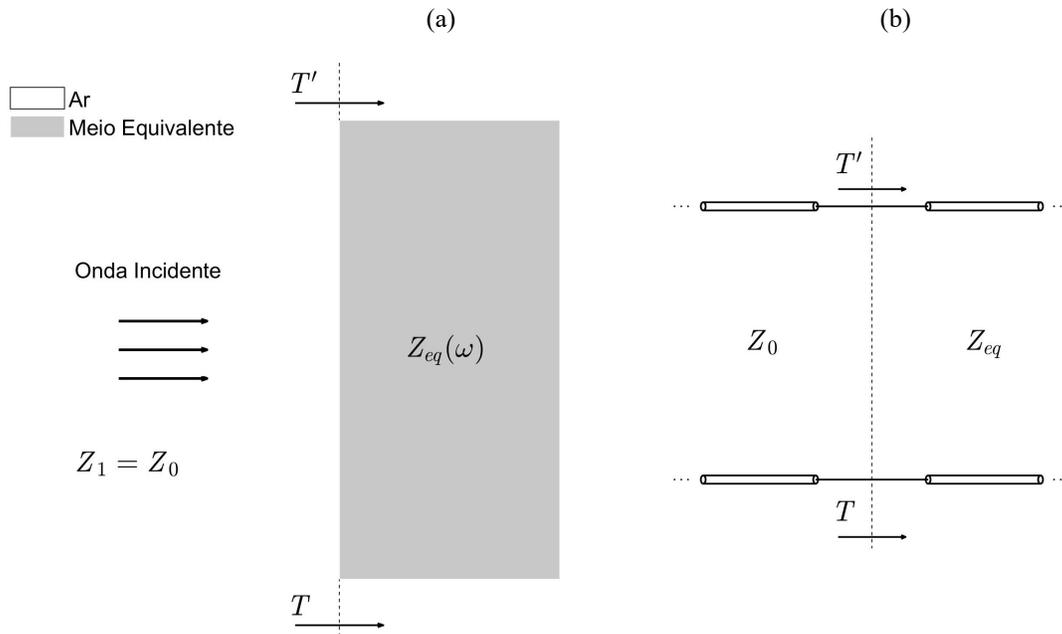
$$\epsilon_{ref} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} - \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} e^{-2dh/(p\sqrt{wg})} \quad (37)$$

– *Cálculo da Impedância Equivalente*

O conceito de impedância de onda é aplicado para definição da impedância equivalente de uma estrutura FSS. Para FSS sobreposta, a impedância equivalente é uma associação em paralelo entre a impedância da FSS e a impedância de onda característica de entrada (38). A configuração equivalente resultante para FSS sobreposta ilustrada na Figura 9 é idêntica à obtida para FSS suspensa (ver Figura 6). Contudo, em cada configuração, de acordo com (24) e (38), verifica-se a diferença entre as associações em paralelo para o cálculo da impedância de onda equivalente.

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{Z_{in} \cdot Z_{FSS}(\omega)}{Z_{in} + Z_{FSS}(\omega)} \quad (38)$$

Figura 9: FSS na configuração sobreposta: (a) representação em termos de impedância equivalente;
 (b) circuito equivalente associado.



Fonte: Autor, 2023.

— Cálculo dos Coeficientes de Transmissão e Reflexão

Para o caso da FSS sobreposta em uma camada dielétrica, a obtenção dos coeficientes de transmissão e reflexão é feita exatamente da mesma forma que para o caso da FSS suspensa, com uso das expressões (25) e (26).

4. Modelo de Circuito Equivalente de Impedância de Onda

O modelo de circuito equivalente (MCE) de Marcuvitz é o mais usado para análise aproximada de superfícies seletivas em frequência (FSS). Nos modelos de circuito equivalente reportados na literatura, para cada tipo de FSS, os valores das imitâncias normalizadas dos componentes de circuito equivalente associado à FSS são obtidos a partir do escalonamento do modelo de Marcuvitz. Em particular, os parâmetros geométricos da grade de fitas condutoras (w e g) são escalonados, bem como, a função F dada em (5) para incidência oblíqua, em (14), para incidência normal.

4.1 Formulação Matemática

O problema de espalhamento a partir da incidência de onda eletromagnética na direção normal à FSS espira quadrada é ilustrada na Figura 9(a), na configuração sobreposta a um substrato dielétrico. O circuito equivalente associado é mostrado na Figura 9(b). Neste modelo de circuito equivalente, uma camada dielétrica de espessura h é representada por uma seção de linha de mesmo comprimento. Na aplicação do modelo MCE-IO para uma FSS na configuração sobreposta, a aproximação dos coeficientes de transmissão e reflexão é feita em cinco etapas conforme a metodologia descrita anteriormente na seção 3.2.

Na equação (39) é feito o cálculo da impedância do substrato dielétrico e as equações (40)-(42) referem-se ao cálculo da impedância de entrada; com a formulação dada em (43)-(47) calcula-se a impedância da FSS; com a expressão (38) calcula-se a impedância equivalente; por fim, os coeficientes de transmissão e reflexão da FSS são obtidos a partir de (25) e (26). Neste modelo, conforme expressões (44) e (45), a função F de Marcuvitz também é escalonada com o comprimento de onda efetivo dado por (46).

$$Z_d = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_r[1 - j\text{tg}(\delta)]}} \quad (39)$$

$$Z_{in}(\omega) = Z_0 \frac{1 + \tanh(\gamma h)/\sqrt{\epsilon_c}}{1 + \tanh(\gamma h) \cdot \sqrt{\epsilon_c}} \quad (40)$$

$$\varepsilon_c = \varepsilon_r [1 - j \operatorname{tg}(\delta)] \quad (41)$$

$$\gamma = \frac{\pi \sqrt{\varepsilon_r}}{\lambda} [\operatorname{tg}(\delta) + j2] \quad (42)$$

$$Z_{FSS}(\omega) = R_{FSS} + jZ_0(X_L - 1/B_C) \quad (43)$$

$$X_{TE} = X_{TM} = \omega L = \frac{d}{p} F(p, w, \lambda_{eff}) \quad (44)$$

$$B_{TE} = B_{TM} = \omega C = 4 \frac{d}{p} \varepsilon_{ref} F(p, g, \lambda_{eff}) \quad (45)$$

$$\lambda_{eff} = \frac{c}{f \sqrt{\varepsilon_{eff}(\omega)}} = \lambda / \operatorname{Re} \left\{ \frac{1 + \tanh(\gamma h) \cdot \sqrt{\varepsilon_c}}{1 + \tanh(\gamma h) / \sqrt{\varepsilon_c}} \right\} \quad (46)$$

$$\varepsilon_{eff}(\omega) = \operatorname{Re} \left\{ \left(\frac{Z_0}{Z_{in}(\omega)} \right)^2 \right\} \quad (47)$$

4.2 Modelo de Permissividade Elétrica Efetiva

Para análise da permissividade elétrica relativa efetiva (ε_{ref}) considerando uma camada dielétrica de espessura, h , verificam-se alguns modelos apresentados na literatura para fins de comparação com o modelo permissividade efetiva desenvolvido para linhas de fitas coplanares.

A expressão aproximada (48) para o cálculo da permissividade efetiva em função da espessura do dielétrico foi proposta em [12]; N é um fator de inclinação da curva exponencial, fixado em $N=1,8$ para FSS espira quadrada, $x = 10h/p$.

$$\varepsilon_{ref} = \varepsilon_{rh} + (1 - \varepsilon_{rh}) e^{-Nx} \quad (48)$$

A expressão aproximada (49) para ε_{ref} foi proposta em [13]. Para o caso da FSS na configuração sobreposta, o valor assintótico da permissividade é dado por (50). Para obtenção de valores mais precisos da permissividade elétrica efetiva, uma solução de (48) com algoritmos genéticos foi proposta em [27].

$$\varepsilon_{ref} = \varepsilon_{rh} + (1 - \varepsilon_{rh})e^{-2dh/(p\sqrt{wg})} \quad (49)$$

$$\varepsilon_{rh} = \frac{(\varepsilon_r + 1)}{2} \quad (50)$$

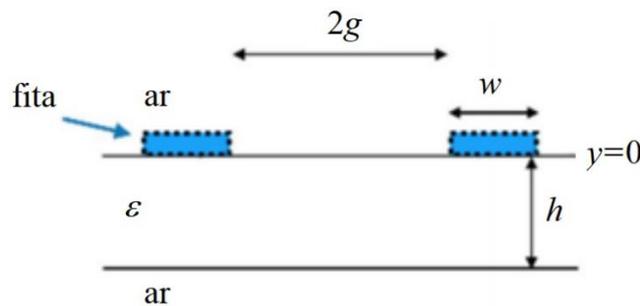
Neste trabalho, adota-se o modelo para linhas de transmissão de fitas coplanares (CPS) [28]. Esta escolha foi motivada considerando-se os lados adjacentes de duas espiras quadradas como um segmento de linha CPS. A permissividade efetiva de uma linha CPS (Figura 10), ε'_{ref} , é dada por (51).

$$\varepsilon'_{ref} = 1 + (\varepsilon_r - 1)q_d \quad (51)$$

Em que, q_d é o fator de preenchimento dado por (52); $K(\cdot)$ denota a integral elíptica completa de primeiro tipo; m , m' , m_0 e m'_0 são dados em função dos parâmetros geométricos da linha CPS (ver Figura 10) de acordo com [29].

$$q_d = \frac{1}{2} \frac{K(m')}{K(m)} \frac{K(m_0)}{K(m'_0)} \quad (52)$$

Figura 10: Geometria da linha CPS: w , largura da fita; $2g$, espaçamento entre as fitas condutoras; h , espessura do substrato dielétrico.



Adaptado de [29].

Na Tabela 1 são listados os parâmetros para avaliação da permissividade efetiva em função da espessura da camada dielétrica. Os resultados das fórmulas empíricas dadas em [12]-[13] e [27], e por meio do modelo de linha CPS são comparados, Figura 11. Observa-se que há uma concordância entre o resultado [27] e o resultado de linha CPS, em termos dos valores assintóticos, que trazem uma promissora validação inicial para o modelo trabalhado. Em relação às fórmulas

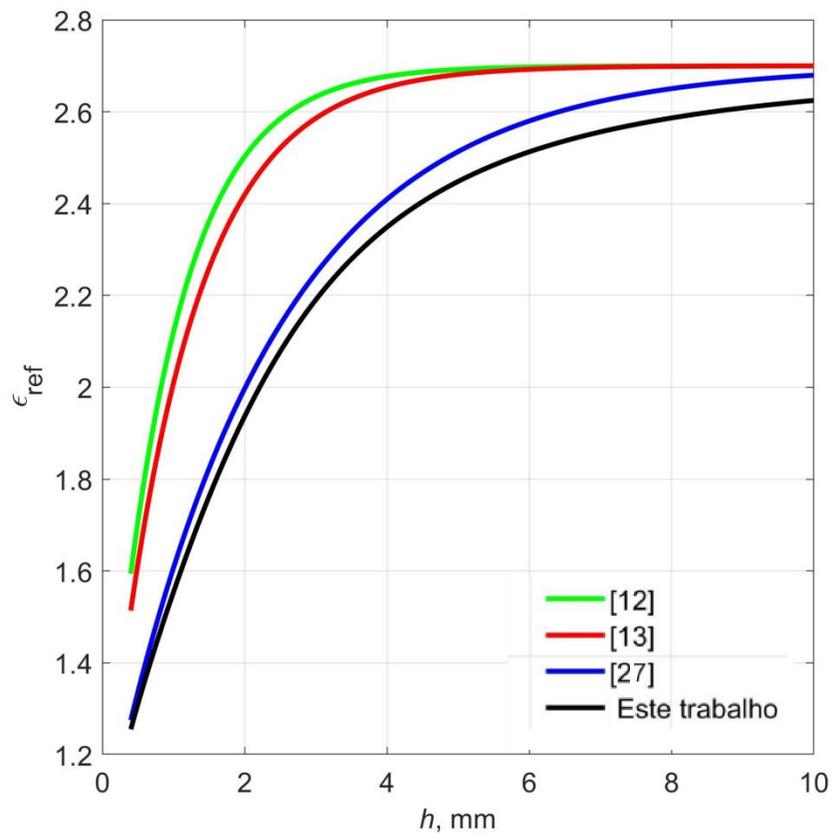
empíricas, os valores de permissividade efetiva foram menores com o uso do modelo de linha CPS, Figura 11.

Tabela 1: Parâmetros usados nas simulações de modelos de permissividade elétrica efetiva.

Modelo	f_r (GHz)	Dimensões (mm)				N
		p	d	w	g	
[12]	3,5	20,0	18,0	1,4	0,8	1,8
[13]						Eq. (49)
[27]						0,8832
Este trabalho						Eq. (51)

Fonte: Autor, 2023.

Figura 11: Comparação entre os resultados simulados dos modelos de permissividade elétrica efetiva.



Fonte: Autor, 2023.

4.3 Modelos de Circuitos Equivalentes

Para a análise aproximada de uma FSS espira quadrada foram desenvolvidos dois modelos (MCEm e MCE-IO) a partir de modelos de circuito equivalente disponíveis na literatura (MCE), [13], [16], [17], [19]-[21]. Um estudo comparativo dos modelos abordados foi realizado por meio de simulações computacionais em linguagem Matlab[®]. Foram considerados os seguintes modelos:

— Modelo de Circuito Equivalente (MCE)

O modelo MCE com base em implementações disponíveis em [13], [21].

— Modelo de Circuito Equivalente Melhorado (MCEm)

O modelo MCEm foi desenvolvido através de escalonamento do modelo de Marcuvitz, mantendo o comprimento de onda no espaço livre, λ , para o cálculo da função F de Marcuvitz e com a permissividade efetiva, ϵ_{ref} , dada em (51), .

— Modelo de Circuito Equivalente de Impedância de Onda (MCE-IO)

O modelo MCE-IO foi desenvolvido através das adequações do modelo de Marcuvitz para grade periódica de fitas condutoras, utilizando a proposta de ajuste da permissividade efetiva ϵ_{ref} (51) e o comprimento de onda efetivo, λ_{eff} (46).

Na aplicação do MCE faz-se o escalonamento $q = 2w$ ou $q = g$, para as polarizações TM ou TE, respectivamente [13], [16], [21]. Para os dois modelos propostos, MCEm e MCE-IO, o escalonamento do modelo de Marcuvitz é realizado conforme (53), cujos valores foram otimizados com base em resultados preliminares de simulação de onda completa para FSS do tipo espira quadrada alinhada na configuração sobreposta. A redução do parâmetro espaçamento (g) em (53) leva em conta a redução da permissividade efetiva calculada por meio de (51) e, por conseguinte, da susceptância capacitiva dada por (45).

$$\begin{cases} q = 2,000 \cdot w \text{ e } q = 0,875 \cdot g, & \epsilon_{ref} \approx 1 \\ q = 1,125 \cdot w \text{ e } q = 0,740 \cdot g, & c. c. \end{cases} \quad (53)$$

Os substratos dielétricos de filme fino de poliéster e de fibra de vidro (FR-4) foram considerados para obtenção dos valores dados em (53).

5. Resultados Teóricos e Experimentais

Neste Capítulo são apresentados os resultados teóricos e experimentais que foram obtidos na análise da transmissão das FSS com espiras quadradas em termos de frequência de ressonância e largura de banda. Os resultados preliminares são apresentados na Seção 5.1 para quatro exemplos de FSS, nos quais, os modelos propostos MCEm e MCE-IO são comparados com o modelo MCE e com simulações de onda-completa. Na Seção 5.2 são apresentados os resultados de análise paramétrica, que foi realizada para avaliação da função de escalonamento, $k(w,g)$, do modelo de Marcuvitz. Na Seção 5.3 são apresentados os resultados de validação do modelo MCE-IO para cinco protótipos de FSS com espiras quadradas, que são comparados com resultados do modelo MCE, de simulações de onda-completa, bem como, com resultados experimentais.

5.1 Resultados Teóricos

Na etapa inicial de desenvolvimento dos modelos de circuito equivalente foram consideradas três FSS do tipo espira quadrada disponíveis na literatura, assim como uma FSS projetada neste trabalho. Na Tabela 2, são apresentados os parâmetros geométricos de cada FSS abordada e os materiais dielétricos utilizados.

Tabela 2: Parâmetros de FSS do tipo espira quadrada na configuração sobreposta.

FSS	Referência	Material	ϵ_r	Parâmetros Geométricos (mm)				
				p	w	d	g	h
1	[16]	Poliéster	3,00	5,25	0,47	5,00	0,25	0,021
2	[30]	FR-4	4,40	42,50	2,00	31,95	10,55	1,60
3	Este trabalho	FR-4	4,40	9,12	1,00	7,12	2,00	1,50
4	[21]	FR-4	4,40	12,00	1,00	10,00	2,00	1,50

Fonte: Autor, 2023.

A fim de comparar as aproximações dos modelos de circuito equivalente implementados, são apresentados os resultados de simulação dos coeficientes de transmissão das FSS (ver Figuras 12-15) com os parâmetros listados na Tabela 2. Os resultados dos modelos propostos (MCEm e MCE-IO) são analisados em relação aos resultados de simulação de onda completa (Ansoft DesignerTM), bem como, em relação aos resultados disponíveis na literatura.

A FSS 1 sobreposta a um filme fino de poliéster foi simulada na faixa de frequências de 12–22 GHz. Pode-se observar uma excelente concordância entre os resultados de coeficiente de transmissão, Figura 12. Constatou-se que os modelos de circuito equivalente são bem apropriados para análise de FSS sobre substratos dielétricos finos, que possuem valores de permissividade efetiva próximos aos do ar. Foram verificados os desvios máximos em torno de 1% para frequência de ressonância e de 6% para largura de banda (-10 dB).

A FSS 2 sobreposta em FR-4 foi simulada na faixa de frequências de 1–4 GHz, Figura 13. O MCE-IO apresentou um ótimo resultado, tanto para frequência de ressonância (desvio de 0,44%), como para largura de banda (desvio de 1,72%). O MCE apresentou os maiores desvios: 10,96% e 25,86%, respectivamente. Os resultados promissores dos modelos MCEm e MCE-IO em termos de largura de banda, que é uma deficiência do MCE, motivaram a continuidade do trabalho.

A FSS 3 sobreposta em FR-4 foi simulada na faixa de frequências de 1–20 GHz, Figura 14. O MCE-IO apresentou o melhor resultado em termos de frequência de ressonância (desvio de 1,75%). Para largura de banda, o MCEm apresentou um melhor resultado (desvio de 7,97%).

A FSS 4 sobreposta em FR-4 foi simulada na faixa de frequências até 15 GHz, Figura 15. O MCE-IO apresentou um excelente resultado entre os modelos para frequência de ressonância (desvio de 0,62%). Para largura de banda, o MCEm apresentou um desvio menor de 4,21%.

Figura 12: Comparação entre os resultados de simulação obtidos para FSS 1.

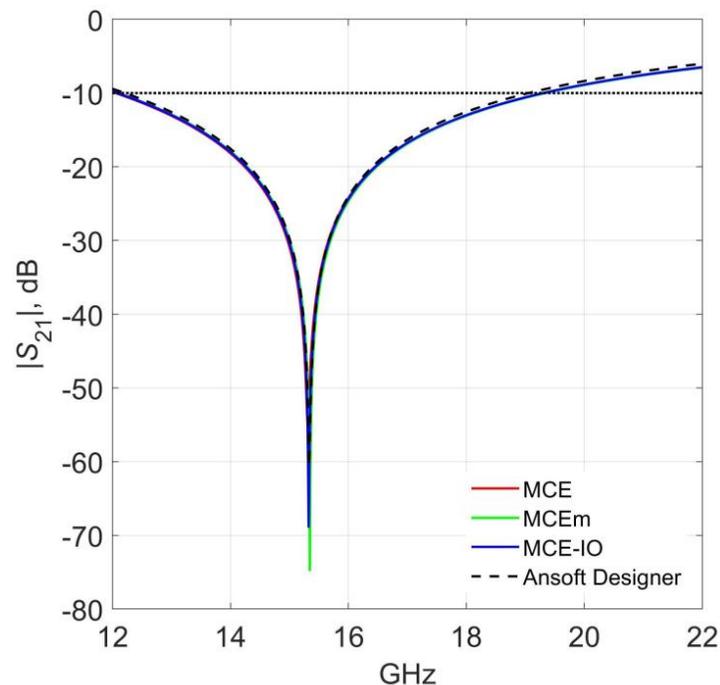
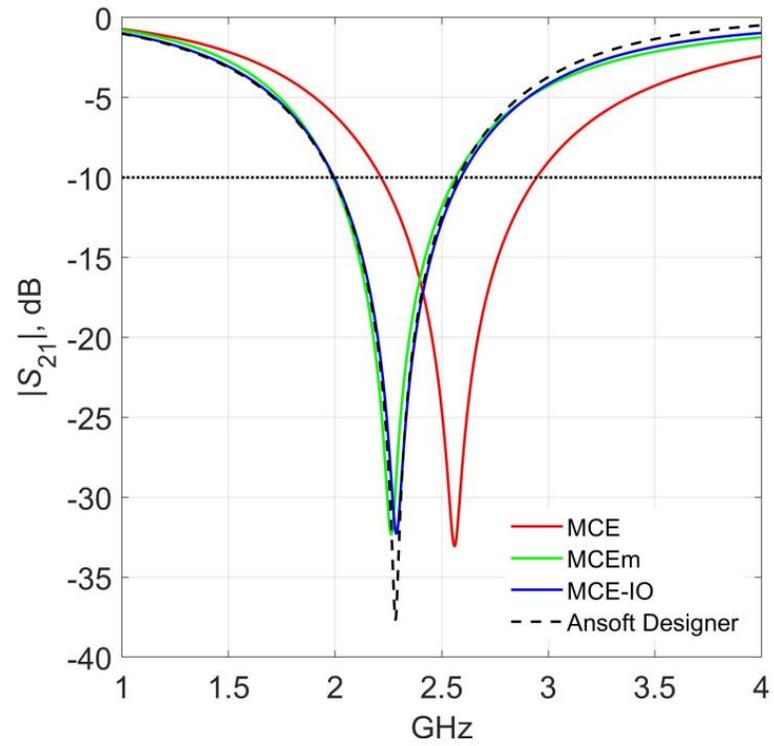
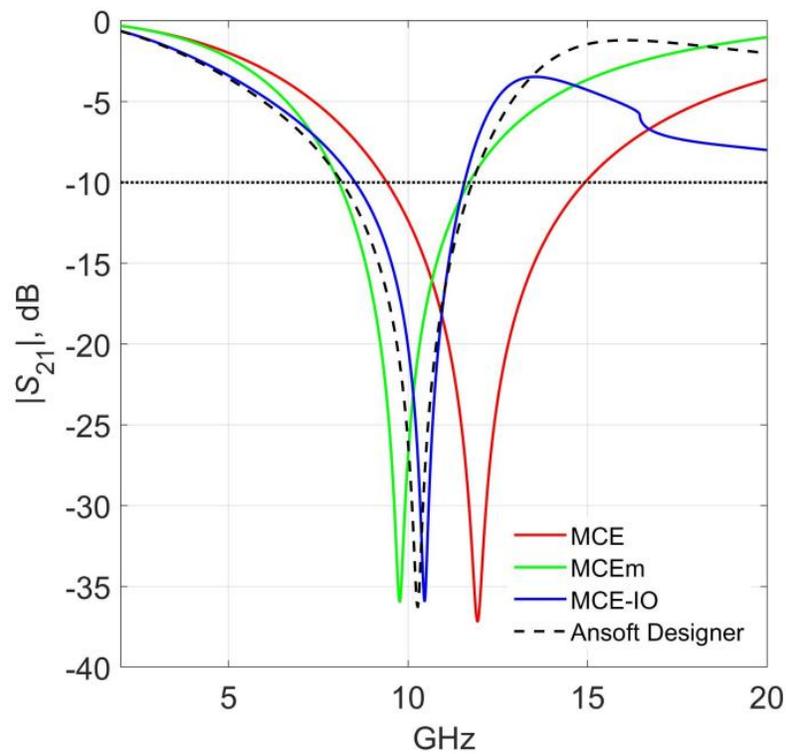


Figura 13: Comparação entre os resultados de simulação obtidos para FSS 2.



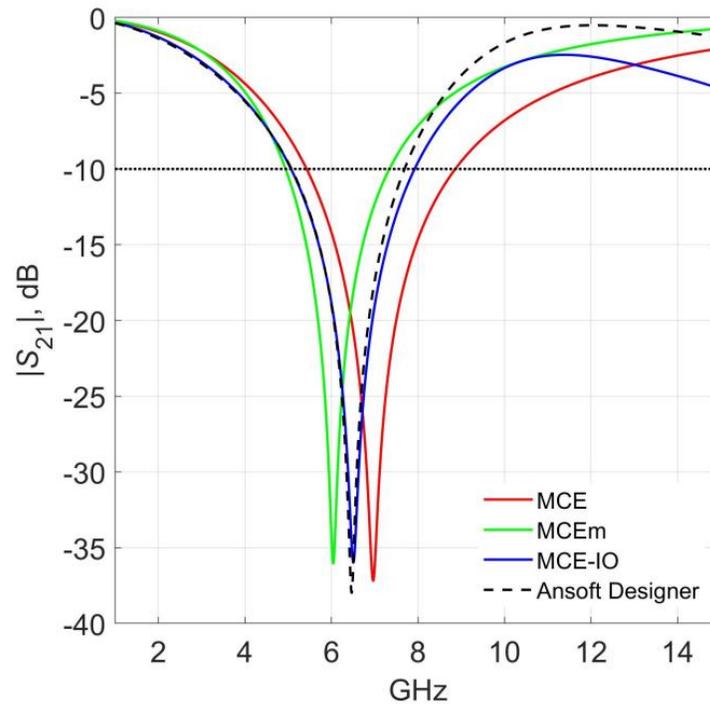
Fonte: Autor, 2023.

Figura 14: Comparação entre os resultados de simulação obtidos para FSS 3.



Fonte: Autor, 2023.

Figura 15: Comparação entre os resultados de simulação obtidos para FSS 4.



Fonte: Autor, 2023.

— Análise dos Resultados Teóricos

Os valores teóricos para os parâmetros frequência de ressonância e largura de banda obtidos para FSS espira quadrada (ver Tabela 2) são listados nas Tabelas 3 e 4, respectivamente. Os desvios considerados são calculados em relação aos resultados obtidos por meio do *software* de simulação Ansoft Designer™.

Em relação aos resultados teóricos de frequência de ressonância (Tabela 3) foram observados desvios médios absolutos (%): 8,75, 2,24 e 0,72; para o MCE, MCEm e MCE-IO, respectivamente. Em relação aos resultados teóricos de largura de banda (Tabela 4) foram observados desvios médios absolutos (%): 28,73, 4,58 e 8,24; para o MCE, MCEm e MCE-IO, respectivamente.

A partir destes resultados, em termos de frequência de ressonância, os desvios máximos foram inferiores a 6% e 2%, para os modelos MCEm e MCE-IO, respectivamente. Em termos de largura de banda, o maior desvio do MCEm ficou abaixo de 8%; para o MCE-IO o desvio foi inferior a 17%. O MCE não apresentou bons resultados para FSS sobre camada dielétrica de fibra de vidro (FR-4), com uma espessura $h=1,5$ mm, superestimando os valores de frequência de ressonância e largura de banda.

Tabela 3: Resultados numéricos obtidos para frequência de ressonância.

FSS	Frequência de Ressonância (GHz)				Desvio (%)		
	MCE	MCEm	MCE-IO	Ansoft Designer™	MCE	MCEm	MCE-IO
1	15,31	15,36	15,32	15,33	-0,13	0,20	-0,07
2	2,53	2,26	2,27	2,28	10,96	-0,88	-0,44
3	11,93	10,00	10,45	10,27	16,16	-2,63	1,75
4	6,96	6,12	6,50	6,46	7,74	-5,26	0,62
Desvio Médio (%)					8,75	2,24	0,72

Fonte: Autor, 2023.

Tabela 4: Resultados numéricos obtidos para largura de banda.

FSS	Largura de banda (GHz)				Desvio (%)		
	MCE	MCEm	MCE-IO	Ansoft Designer™	MCE	MCEm	MCE-IO
1	7,27	7,26	7,22	6,84	6,29	6,14	5,56
2	0,73	0,58	0,59	0,58	25,86	0,00	1,72
3	5,51	3,93	3,04	3,64	51,37	7,97	-16,48
4	3,43	2,50	2,85	2,61	31,42	-4,21	9,20
Desvio Médio (%)					28,73	4,58	8,24

Fonte: Autor, 2023.

5.2 Análise Paramétrica — Determinação da Função de Escalonamento $k(w,g)$

Para determinar a função de escalonamento do modelo de Marcuvitz, $k(w,g)$, a ser utilizada em conjunto com o modelo MCE-IO proposto, uma análise paramétrica da FSS tipo espira quadrada foi realizada com o auxílio do Ansoft DesignerTM. Nesta análise foram consideradas quatro frequências de ressonância $f=[2,45\ 3,50\ 5,80\ 10,00]$ GHz e as seguintes faixas de valores da região de interesse de w e g :

- $w = [1,0\ 1,5\ 2,0\ 2,5\ 3,0\ 3,5\ 4,0]$
- $g = [1,0\ 1,5\ 2,0]$

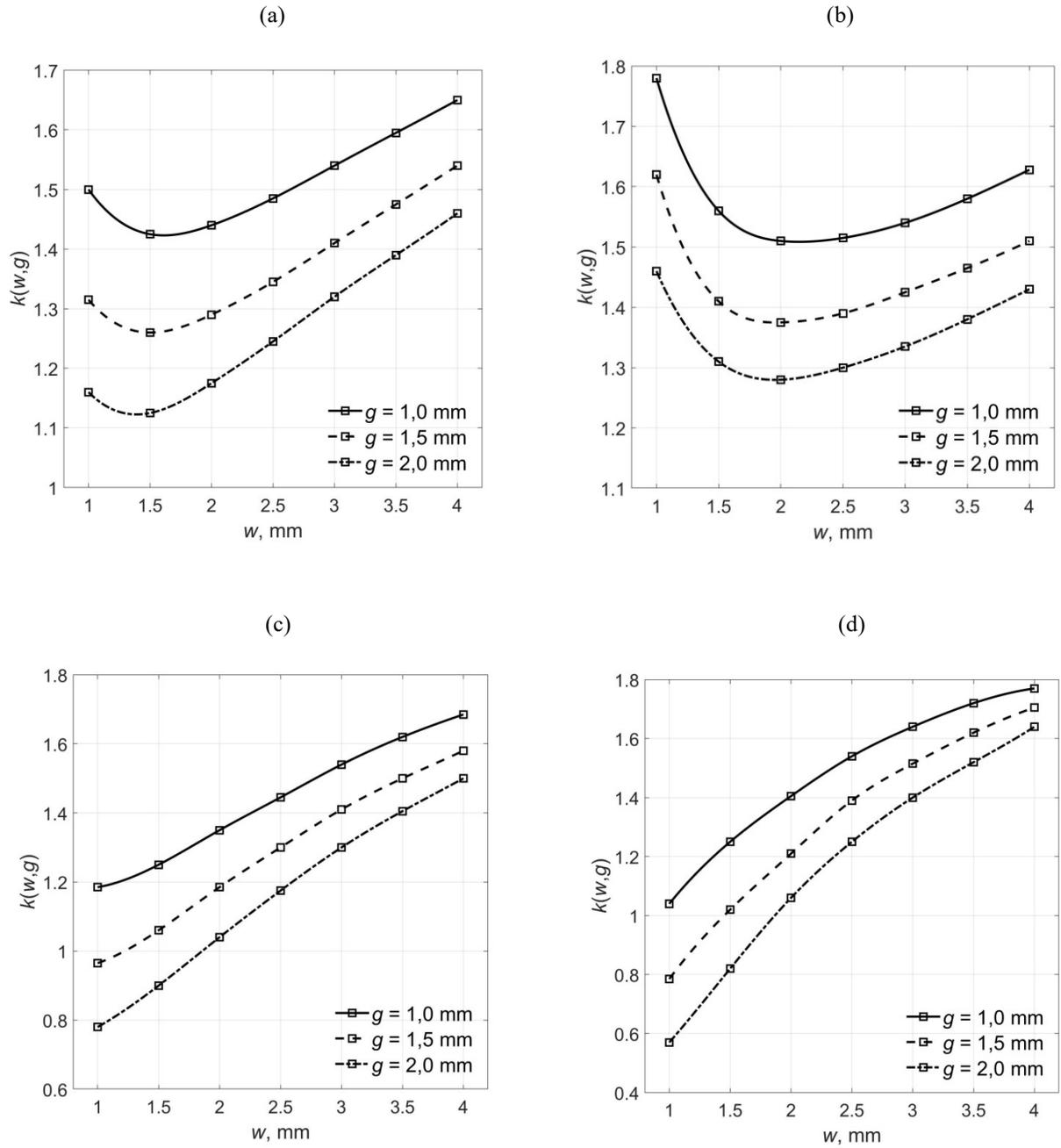
Os resultados obtidos da análise paramétrica de onda completa, realizada nas frequências ressonantes consideradas, foram reunidos nos gráficos da Figura 16. Em cada caso, o comportamento da função de escalonamento $k(w,g)$ é observada em função da variável w , enquanto a variável g é considerada como parâmetro.

Verifica-se que a função de escalonamento $k(w,g)$ é inversamente proporcional ao parâmetro de controle g (espaçamento entre fitas), enquanto apresenta um comportamento não linear em função da variável w (largura da fita), principalmente em frequências mais baixas, Figuras 16(a) e 16(b). Introduzindo a função de escalonamento para melhorar a aproximação por circuito equivalente, (53) pode ser rescrita em função de $k(w,g)$ conforme expressão (54).

$$q = k(w, g) \cdot w \text{ e } q = g \quad (54)$$

O modelo MCE-IO resultante a partir da inclusão da função de escalonamento (54) torna-se um modelo de circuito equivalente semi-analítico. Assim, pretende-se estender a sua aplicação até a região de funcionamento da FSS conhecida como região de ressonância, para frequências intermediárias acima da região quase-estática, com $0,5 < p/\lambda_0 < 1$.

Figura 16: Valores de $k(w,g)$ por frequência, f_r (GHz): (a) 2,45; (b) 3,5; (c) 5,8; (d) 10.



Fonte: Autor, 2023.

5.3 Resultados de Validação do Modelo MCE-IO

Nesta Seção, o modelo proposto MCE-IO, com a inclusão da função $k(w,g)$, é testado em comparação com os resultados experimentais de cinco protótipos de FSS do tipo espira quadrada, com substratos dielétricos de suporte de fibra de vidro e vidro, que foram projetados para frequências de ressonância entre 3,8 e 10 GHz. A definição do valor de $k(w,g)$ para cada um dos cinco protótipos foi realizada a partir da análise paramétrica específica para cada frequência de ressonância, tomando como base o procedimento desenvolvido na seção anterior. Os resultados de simulação também são comparados para cada protótipo, incluindo: os modelos aproximados MCE e MCE-IO e a simulação de onda completa com o uso do Ansoft DesignerTM.

Os protótipos foram construídos através do método de fabricação de circuitos impressos, que utiliza o percloreto de ferro no processo de corrosão do cobre para impressão do arranjo periódico da FSS. A Tabela 5 lista os parâmetros construtivos dos protótipos de FSS analisados (dimensões em mm). As medições foram realizadas no Laboratório de Medidas em Telecomunicações do IFPB, Campus João Pessoa, utilizando um analisador de redes vetorial modelo E5071C, de fabricação *Agilent Technologies*.

Tabela 5: Parâmetros dos protótipos de FSS analisados.

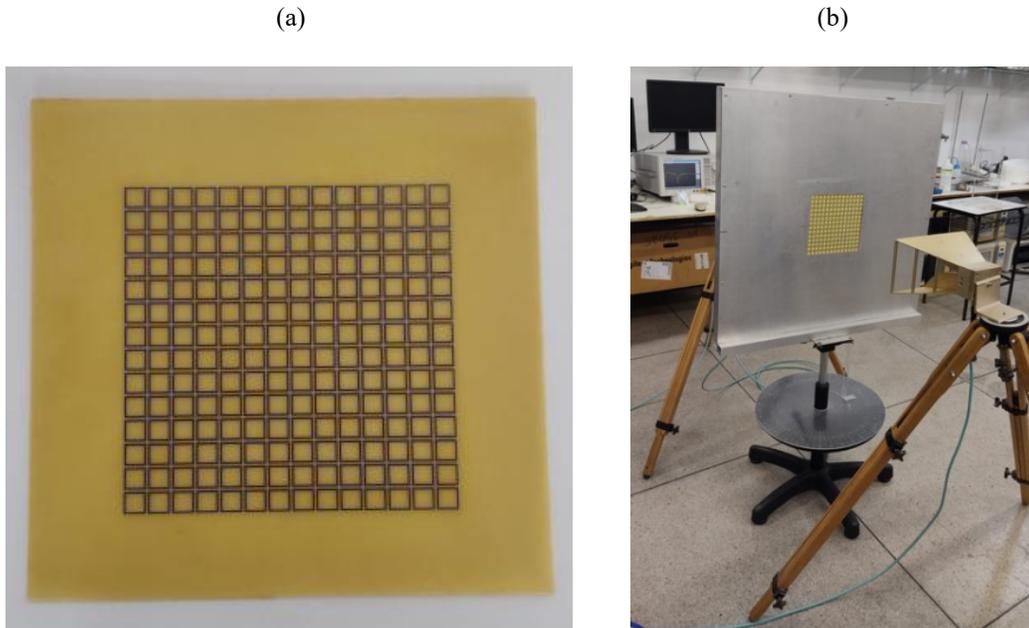
Protótipo	Material	ϵ_r	ρ	w	d	g	h
1	FR-4	4,4	14,2	1,0	12,7	1,5	1,5
2	FR-4	4,4	18,0	2,0	13,0	5,0	1,0
3	FR-4	4,4	18,2	2,0	11,4	6,8	1,0
4	FR-4	4,4	9,2	1,5	8,0	1,2	1,5
5	Vidro	6,1	14,2	1,0	12,7	1,5	1,9

Fonte: Autor, 2023.

– Protótipo 1

O Protótipo 1 consiste de uma FSS com substrato de fibra de vidro projetada para uma frequência de ressonância em 4,45 GHz, com os parâmetros indicados na Tabela 5. Uma imagem do protótipo fabricado é apresentada na Figura 17(a). Os resultados medidos foram obtidos com auxílio de uma janela feita em chapa de alumínio e duas antenas do tipo corneta, modelo SAS-571 (700 MHz - 18 GHz). A imagem do arranjo de medição montado para o Protótipo 1 é apresentado na Figura 17(b).

Figura 17: Imagens: (a) Protótipo 1; (b) arranjo de medição.

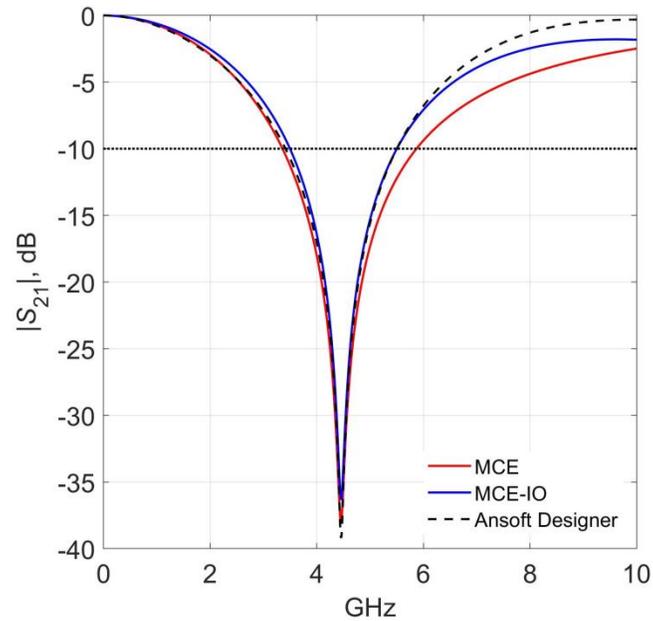


Fonte: Autor, 2023.

Na Figura 18 são comparados os resultados de análise aproximada (modelos MCE e MCE-IO) com os resultados do Ansoft Designer™ na faixa de frequências até 10 GHz. Para o modelo MCE-IO semi-analítico, a FSS foi simulada com $k(w,g)=1,14$. Neste caso, verifica-se uma excelente concordância entre o modelo MCE-IO e a simulação de onda completa, tanto para frequência de ressonância, quanto para largura de banda. Além disso, a inclusão de perdas no modelo MCE-IO através de (21)-(23) mostrou-se apropriado neste caso, tendo em vista a concordância entre os valores de magnitude ($|S_{21}|$, dB) na faixa de ressonância, Figura 18.

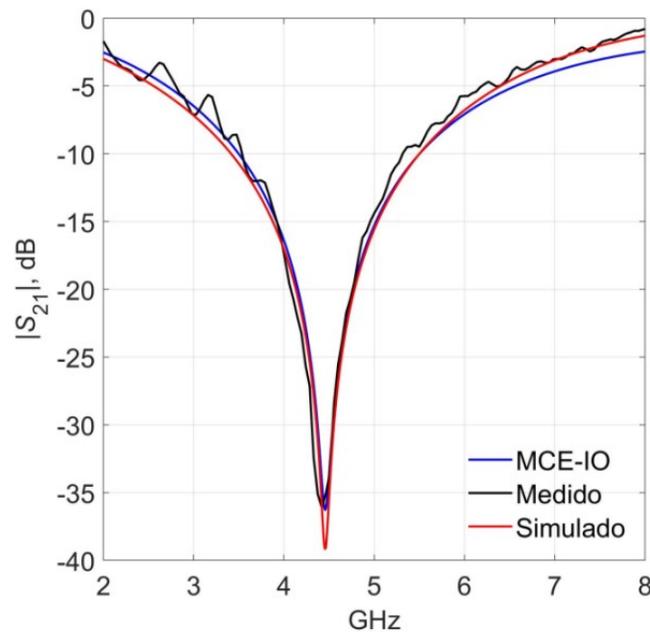
A partir do gráfico comparativo da Figura 19, verifica-se uma boa concordância entre os resultados simulados (MCE-IO e Ansoft Designer™) e medido, para frequência de ressonância (4,45 GHz) e largura de banda (2 GHz), com desvios de 0,8% e 12,7%, respectivamente, entre o modelo MCE-IO e o resultado medido.

Figura 18: Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 1.



Fonte: Autor, 2023.

Figura 19: Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 1.

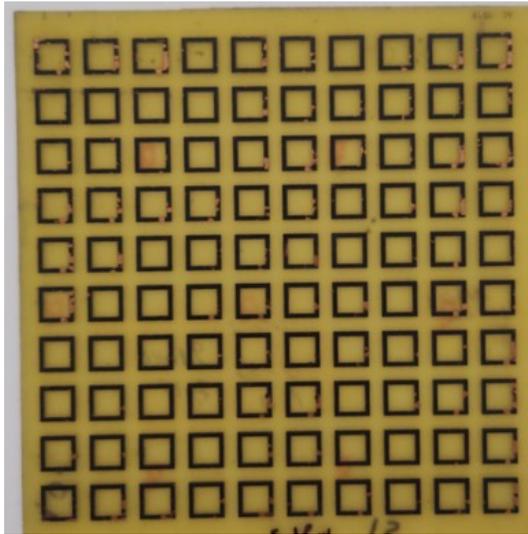


Fonte: Autor, 2023.

– Protótipo 2

O Protótipo 2 consiste de uma FSS do acervo do Laboratório de Medidas em Telecomunicações do IFPB, com substrato de fibra de vidro, projetada para uma frequência de ressonância em 7 GHz, com os parâmetros indicados na Tabela 5. Uma imagem do protótipo fabricado é apresentada na Figura 20.

Figura 20: Imagem do Protótipo 2.

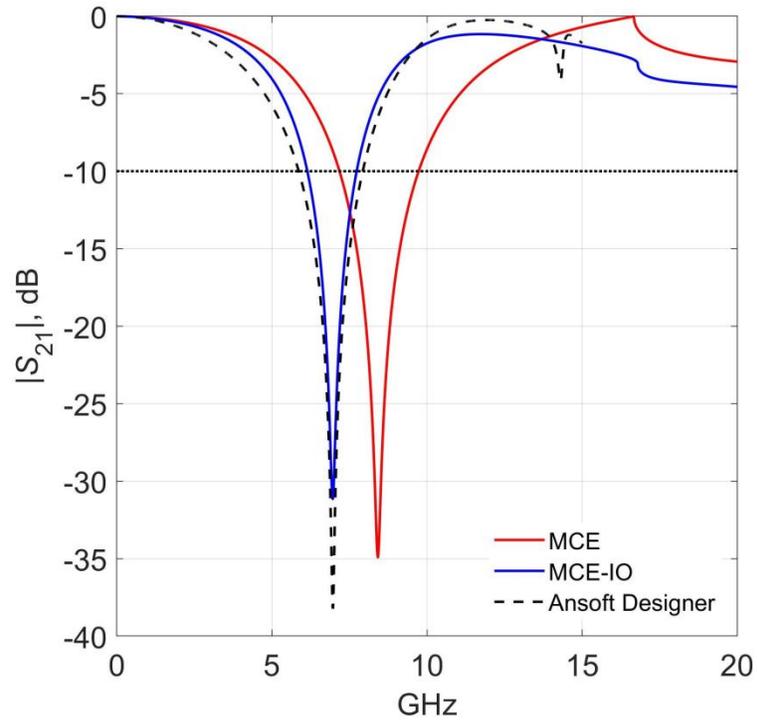


Fonte: Autor, 2023.

Na Figura 21 são comparados os resultados de análise aproximada (modelos MCE e MCE-IO) com os resultados do Ansoft Designer™ na faixa de frequências até 20 GHz. A FSS foi simulada com o valor $k(w,g)=0,56$ para o modelo MCE-IO. Neste caso, verifica-se uma excelente concordância entre o modelo MCE-IO e a simulação de onda completa em termos de frequência de ressonância. Em termos de largura de banda, o valor do MCE-IO foi inferior ao dado do Ansoft Designer™, com um desvio de -22,3%. Neste caso, os resultados do modelo MCE foram discrepantes em relação à análise de onda completa, comprovando neste caso o aprimoramento introduzido no modelo MCE-IO proposto.

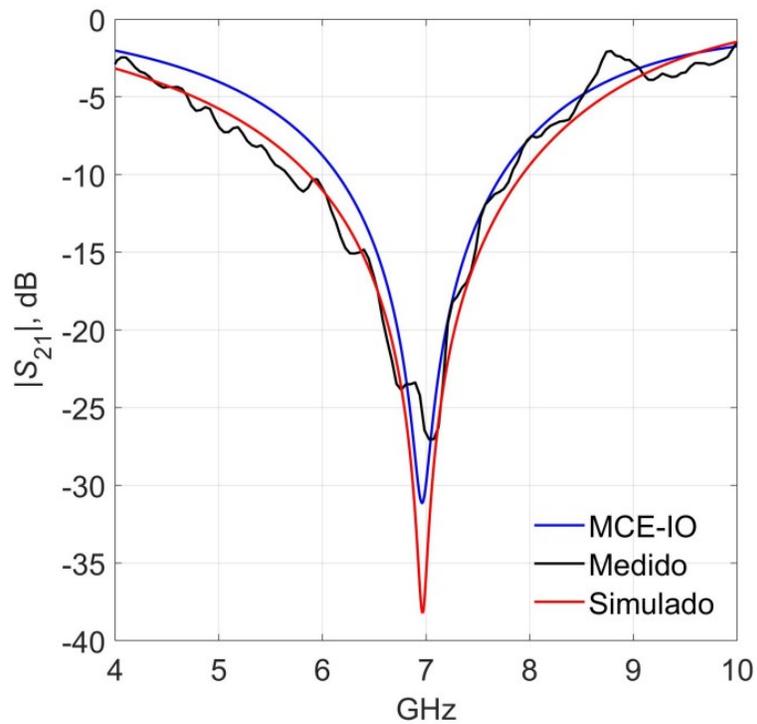
A partir do gráfico comparativo da Figura 22, verifica-se uma boa concordância entre os resultados simulados (MCE=IO e Ansoft Designer™) e medido para a frequência de ressonância projetada (7,00 GHz), com desvio de -1,2%. Para largura de banda (1,6 GHz), verificou-se um desvio de -26,3% entre o modelo MCE-IO e o resultado medido.

Figura 21: Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 2.



Fonte: Autor, 2023.

Figura 22: Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 2.

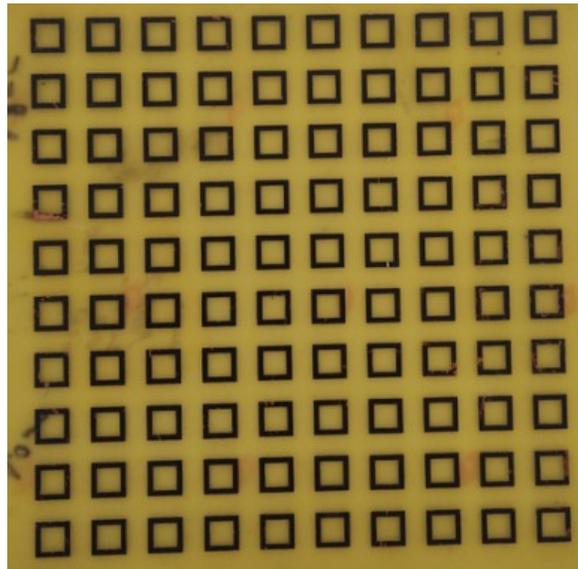


Fonte: Autor, 2023.

– Protótipo 3

O Protótipo 3 consiste de uma FSS do acervo do Laboratório de Medidas em Telecomunicações do IFPB, com substrato de fibra de vidro, projetada para uma frequência de ressonância em 8,3 GHz, com os parâmetros indicados na Tabela 5. Uma imagem do protótipo fabricado é apresentada na Figura 23.

Figura 23: Imagem do Protótipo 3.

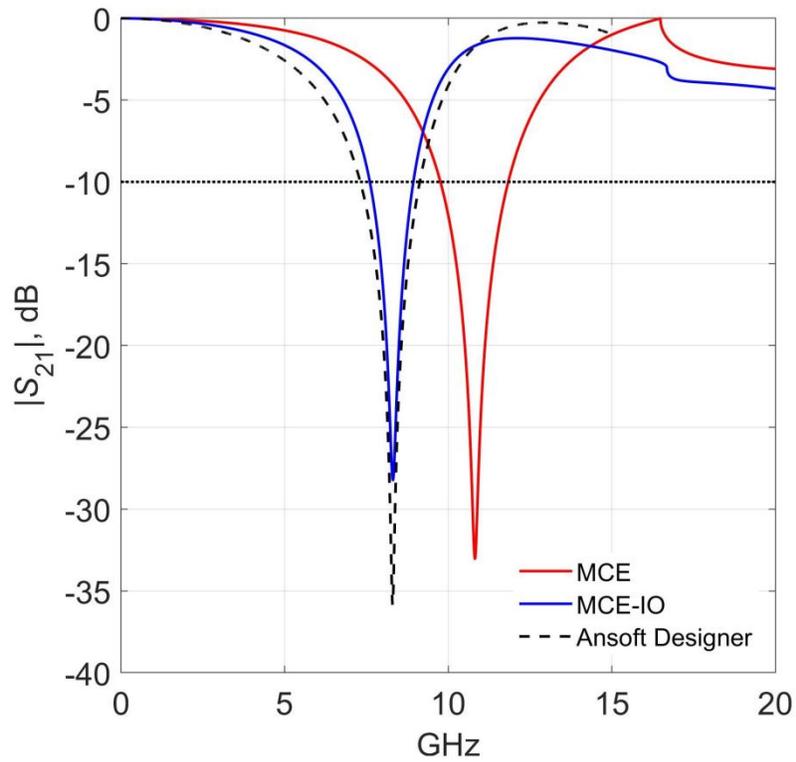


Fonte: Autor, 2023.

Na Figura 24 são comparados os resultados de análise aproximada (modelos MCE e MCE-IO) com os resultados do Ansoft Designer™ na faixa de frequências até 20 GHz. A FSS foi simulada com o valor $k(w,g)=0,24$ para o modelo MCE-IO. Neste caso, verifica-se uma excelente concordância entre o modelo MCE-IO e a simulação de onda completa para frequência de ressonância. Em termos de largura de banda, o valor do MCE-IO foi inferior ao dado do Ansoft Designer™, com um desvio de 26,7%. Neste caso, os resultados do modelo MCE foram discrepantes em relação à análise de onda completa, comprovando neste caso o aprimoramento introduzido no modelo MCE-IO proposto.

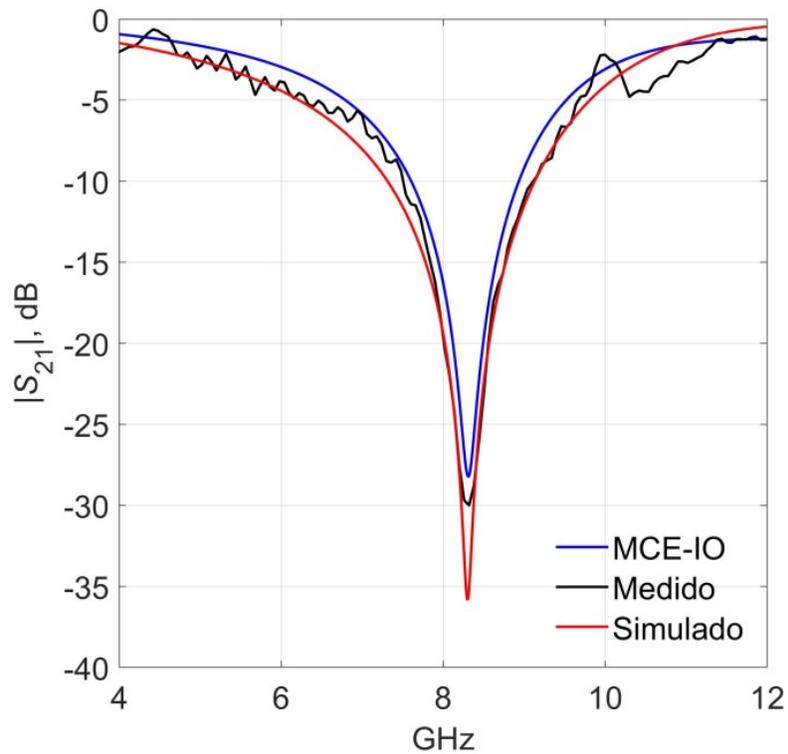
A partir do gráfico comparativo da Figura 25, verifica-se uma excelente concordância entre os resultados simulados (MCE=IO e Ansoft Designer™) e medido para frequência de ressonância projetada (8,3 GHz), com desvio de -0,07%. Para largura de banda (1,33 GHz), verificou-se um desvio de -17.2% entre o modelo MCE-IO e o resultado medido.

Figura 24: Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 3.



Fonte: Autor, 2023.

Figura 25: Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 3.

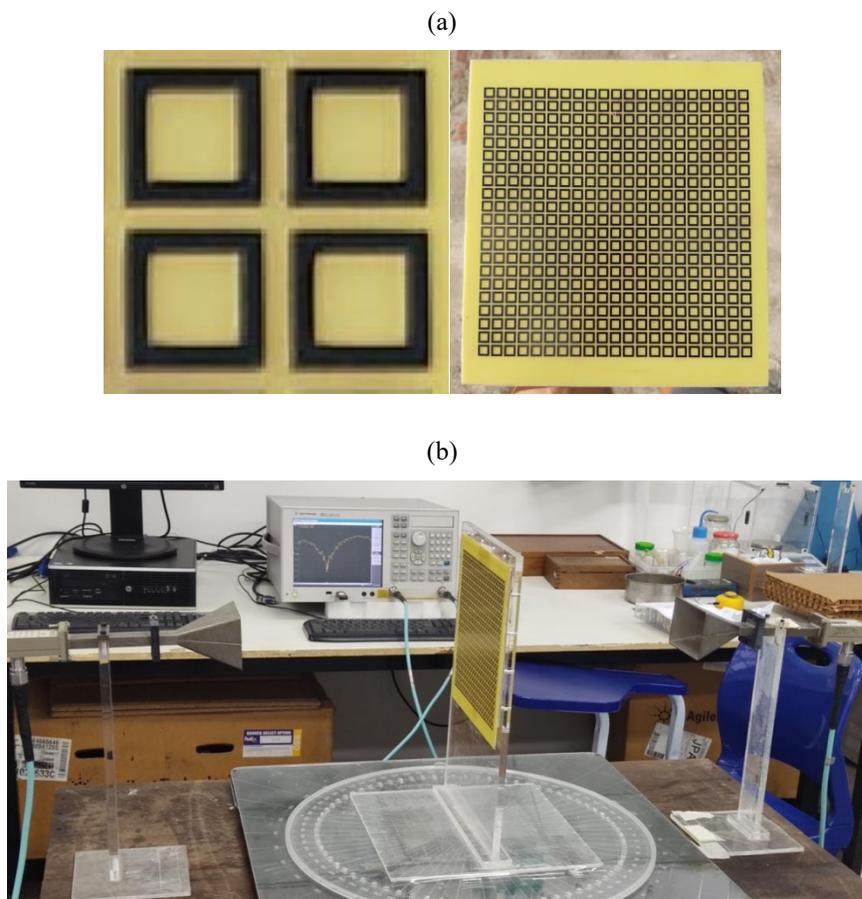


Fonte: Autor, 2023.

– Protótipo 4

O Protótipo 4 consiste de uma FSS com substrato de fibra de vidro projetada para uma frequência de ressonância em 10 GHz, com os parâmetros indicados na Tabela 5. Uma imagem do protótipo fabricado é apresentada na Figura 26(a). Os resultados medidos foram obtidos com auxílio de uma base em acrílico e duas antenas do tipo corneta para banda x com ganho de 15 dB. A imagem do arranjo de medição montado é apresentado na Figura 26(b).

Figura 26:Imagens: (a) Protótipo 4; (b) arranjo de medição.

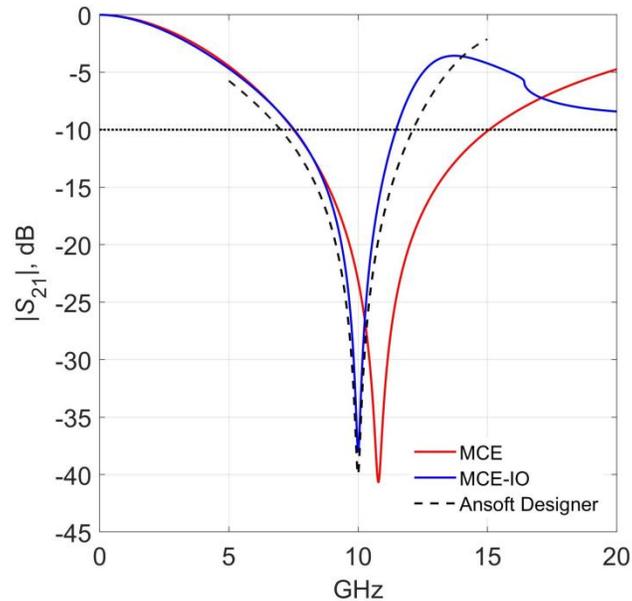


Fonte: Autor, 2023.

Na Figura 27, os resultados de análise aproximada (modelos MCE e MCE-IO) são comparados com os resultados do Ansoft DesignerTM na faixa de frequências até 20 GHz. A FSS foi simulada com o valor $k(w,g)=1,17$ para o modelo MCE-IO. Neste caso, verifica-se uma excelente concordância entre o modelo MCE-IO e a simulação de onda completa para frequência de ressonância. Em termos de largura de banda, o valor do MCE-IO foi inferior ao teórico, seção 5.1, com um desvio de -23%. Neste caso, os resultados do modelo MCE foram discrepantes em

relação à análise de onda completa, Figura 27, comprovando o aprimoramento introduzido no modelo MCE-IO.

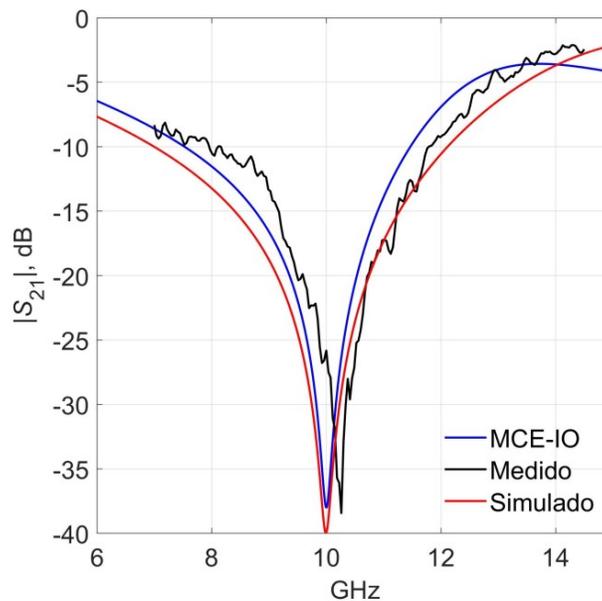
Figura 27: Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 4.



Fonte: Autor, 2023.

A partir do gráfico comparativo da Figura 28 verifica-se uma boa concordância entre os resultados simulados (MCE=IO e Ansoft Designer™) e medido, tanto para frequência de ressonância projetada (10 GHz), com um desvio de -2.56%, quanto para largura de banda (3,94 GHz), com desvio de 2,79% (entre o modelo MCE-IO e o resultado medido).

Figura 28: Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 4.

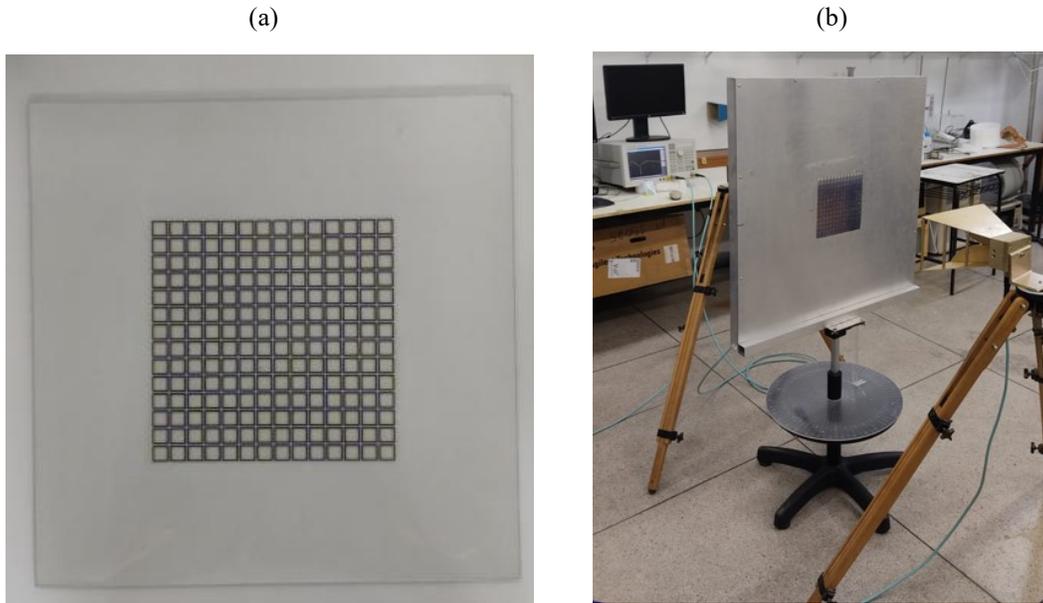


Fonte: Autor, 2023.

– Protótipo 5

O Protótipo 5 consiste de uma FSS com substrato de vidro de espessura $h=1,9$ mm, projetada para uma frequência de ressonância em 3,8 GHz, com os parâmetros listados na Tabela 5. O valor de $\epsilon_r = 6,1$ e $\text{tg}(\delta) = 0,083$ para o substrato de vidro foi descoberto a partir de uma comparação entre a medição de duas FSS com mesmas características, uma fabricada no FR-4 e a outra no próprio vidro. As imagens do Protótipo 5 e do arranjo de medição montado são apresentadas nas Figuras 29(a) e 29(b), respectivamente.

Figura 29: Imagens: (a) Protótipo 5; (b) arranjo de medição.

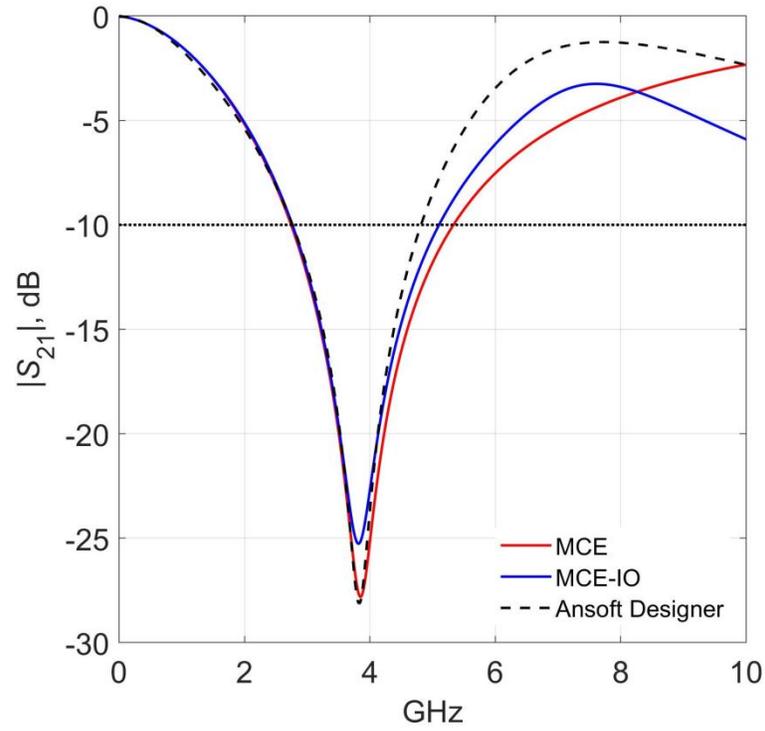


Fonte: Autor, 2023.

Na Figura 30 são comparados os resultados de análise aproximada (modelos MCE e MCE-IO) com os resultados do Ansoft Designer™ na faixa de frequências até 10 GHz. A FSS foi simulada com o valor $k(w,g)=0,89$ para o modelo MCE-IO. Neste caso, verifica-se uma boa concordância entre o modelo MCE-IO e a simulação de onda completa para frequência de ressonância. Em termos de largura de banda, o valor do MCE-IO foi superior ao dado do Ansoft Designer™, com um desvio de 38,5%.

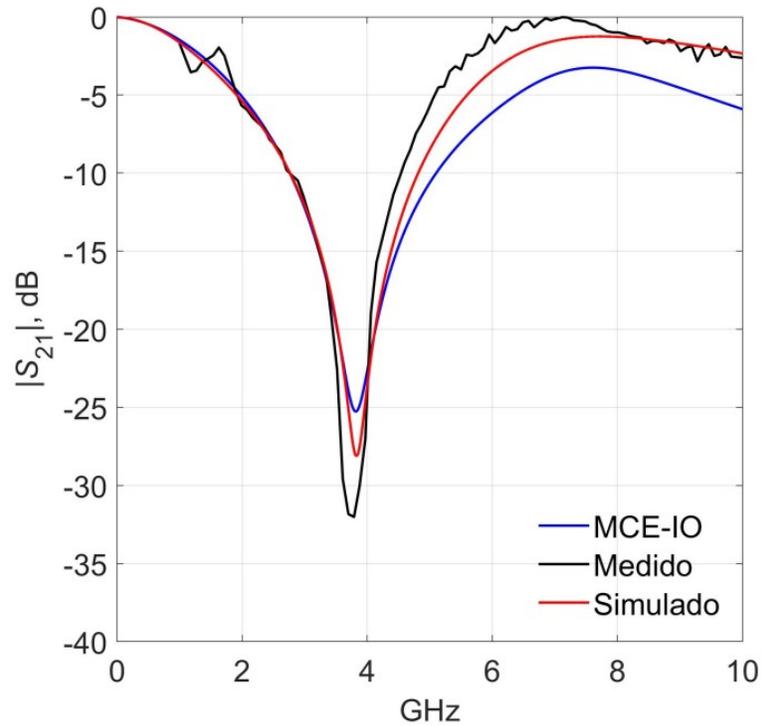
A partir do gráfico comparativo da Figura 31 foi verificada uma boa concordância entre os resultados simulados (MCE=IO e Ansoft Designer™) e medido para frequência de ressonância projetada (3,8 GHz), com um desvio de 1,79% entre o modelo MCE-IO e o resultado medido. Para largura de banda (2,34 GHz) verificou-se um desvio de 31,4%.

Figura 30: Comparação entre os resultados de simulação do Protótipo 5.



Fonte: Autor, 2023.

Figura 31: Comparação entre os resultados simulados e medidos do Protótipo 5.



Fonte: Autor, 2023.

– Análise dos Resultados Experimentais

Na análise dos resultados foi possível observar uma descontinuidade nas Figuras 21, 24 e 27, que corresponde à frequência de lobo de grade ($p=\lambda_{eff}$) que determina o limite de validade para o modelo MCE-IO. Em relação aos resultados medidos de frequência de ressonância foram observados os seguintes desvios médios absolutos de 1,30% e 1,32%, para o MCE-IO e Ansoft DesignerTM, respectivamente, Tabela 6.

Tabela 6: Resultados numéricos obtidos para frequência de ressonância.

Protótipo	Frequência de Ressonância (GHz)			Desvio (%)	
	MCE-IO	Ansoft Designer TM	Medido	MCE-IO	Ansoft Designer TM
1	4,46	4,46	4,42	0,84	0,84
2	6,96	6,97	7,05	-1,22	-1,19
3	8,31	8,30	8,32	-0,07	-0,22
4	10,00	10,00	10,26	-2,56	-2,56
5	3,82	3,83	3,75	1,79	1,79
Desvio Médio (%)				1,30	1,32

Fonte: Autor, 2023.

Em relação aos resultados medidos de largura de banda foram observados os seguintes desvios médios absolutos de 18,08% e 16,70%, para o MCE-IO e Ansoft DesignerTM, respectivamente, Tabela 7.

Tabela 7: Resultados numéricos obtidos para largura de banda.

Protótipo	Largura de banda (GHz)			Desvio (%)	
	MCE-IO	Ansoft Designer TM	Medido	MCE-IO	Ansoft Designer TM
1	2,005	2,087	1,779	12,70	17,31
2	1,590	2,063	2,157	-26,29	-4,36
3	1,330	1,817	1,607	-17,23	13,06
4	3,941	5,120	3,834	2,79	33,57
5	2,339	2,050	1,780	31,40	15,17
Desvio Médio (%)				18,08	16,70

Fonte: Autor, 2023.

6. Conclusões

Uma metodologia de circuito equivalente de impedância de onda para análise de superfícies seletivas em frequência foi apresentada. Dois modelos, MCEm e MCE-IO, foram formulados para estruturas FSS com arranjos periódicos alinhados de espiras quadradas, na configuração sobreposta a uma camada dielétrica com perdas.

Considerando-se apenas o caso de incidência normal, uma contribuição desta dissertação foi a formulação simplificada (14)-(17) para o modelo de Marcuvitz. Os modelos de FSS espira quadrada propostos foram formulados com base em simulações de onda completa (Ansoft DesignerTM) e na aplicação dos conceitos de homogeneização e de impedância de onda.

Nesta metodologia, a partir da impedância de entrada da FSS, um comprimento de onda efetivo, expressão (46), foi calculado. O modelo de linha CPS, expressão (51), foi usado para determinar a permissividade efetiva da camada dielétrica da FSS. Uma análise paramétrica precisa da FSS espira quadrada foi realizada em termos de w e g para avaliar os valores ótimos da função de escalonamento, expressão (54). Por fim, para o cálculo das imitâncias normalizadas do circuito equivalente da FSS, os valores das expressões (46), (51) e (54) foram usados para escalonar o modelo de Marcuvitz, de acordo com as expressões (44)-(45).

Para avaliar o desempenho dos modelos MCE, MCEm e MCE-IO para incidência normal, nove estruturas FSS foram analisadas, incluindo: quatro resultados teóricos e cinco resultados experimentais. Nestes casos, foram analisadas as características de transmissão das FSS funcionando como filtros rejeita-faixa.

Considerando os quatro resultados teóricos, foram obtidos os desvios médios em valores absolutos (%) para os modelos MCE, MCEm e MCE-IO, respectivamente: i) em termos de frequência de ressonância: 8,75, 2,24 e 0,72; ii) em termos de largura de banda: 28,73, 4,58 e 8,24.

Estes resultados preliminares indicaram a efetividade das melhorias propostas para o MCE, principalmente em termos de largura de banda.

Considerando os cinco resultados experimentais, foram obtidos os desvios médios em valores absolutos (%) para o modelo MCE-IO e Ansoft DesignerTM, respectivamente: i) em termos de frequência de ressonância: 1,30 e 1,32; ii) em termos de largura de banda: 18,08, 16,70.

Dentre as nove FSS espira quadrada analisadas, verificou-se que o MCE apresentou resultados insatisfatórios em seis casos. O modelo MCE-IO semi-analítico, com a inclusão da função de escalonamento $k(w,g)$, apresentou bons resultados em todos os nove casos, com desvios maiores observados para largura de banda. A partir destes resultados, o modelo MCE-IO desenvolvido pode ser validado para incidência normal até a região de ressonância.

Como proposta de continuidade desta pesquisa com base na metodologia de circuito equivalente de impedância de onda, outros temas decorrentes podem ser desenvolvidos:

- Aplicação dos modelos MCEm e MCE-IO para outros tipos de FSS;
- Aplicações dos modelos MCEm e MCE-IO para outros materiais dielétricos;
- Modelagem da função $k(w,g)$ com o uso de uma rede neural artificial;
- Aplicação dos modelos MCEm e MCE-IO para frequências ressonância de ordem superior.

REFERÊNCIAS

- [1] VARDAXOGLU, J. C. *Frequency Selective Surfaces - Analysis and Design*, England: Research Studies Press, 1997.
- [2] LEE, J. R., PANWAR, R. “Progress in frequency selective surface-based smart electromagnetic structures: A critical review”, in *Aerospace Science and Technology*, vol. 66, pp. 216-234, Jul. 2017.
- [3] CHAHARMIR, M. R., SHAKER, J. “Design of a multilayer x-/ka-band frequency selective surface-backed reflectarray for satellite applications”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63:1255–1262, vol. 63, pp. 1255–1262, 2015.
- [4] FILHO, P. H. B. C., “FSS Fractal Baseada na Geometria Curva de Sierpinski para Aplicações em Sistemas de Radar”, Dissertação, Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2018.
- [5] CAHILL, R., SCHUCHINSKY, A., ZABRI, N. CAHILL, R., SCHUCHINSKY, A. “Polarisation independent resistively loaded frequency selective surface absorber with optimum oblique incidence performance”, in *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 8:1198–1203, vol. 8, No. 14, pp. 1198–1203, 2014.
- [6] BAI, P., LIN, B., MA, H., PENG, W., QU, S., WANG, J., XU, Z., ZHOU, H. “Filter-antenna consisting of conical fss radome and monopole antenna”, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60:3040–3045, vol. 60, No. 6, pp. 3040–3045, 2012.
- [7] MONTALVÃO, E. S. R. “Uma Proposta de FSS Fractal com Geometria Simplificada”, Dissertação, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Rio Grande do Norte, 2010.
- [8] MUNK, B. A. *Frequency Selective Surfaces - Theory and Design*, New York: Wiley, 2000.
- [9] WU, T. K. *Frequency Selective Surface and Grid Array*, New York: John Wiley & Sons, 1995.
- [10] BALANIS, C. A. *Modern Antenna Handbook*, New York (USA): Wiley, 2008.

- [11] COSTA, F., MONORCHIO, A., MANARA, G. "An overview of equivalent circuit modeling techniques of frequency selective surfaces and metasurfaces", in *Aces Journal*, vol. 29, No. 12, pp. 960-976, 2014.
- [12] COSTA, F., MONORCHIO, A., MANARA, G. "An equivalent circuit model of frequency selective surfaces embedded within dielectric layers", *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2009, pp. 1-4, doi: 10.1109/APS.2009.5171774.
- [13] BARRERA, M. A. R. "Modelo de Permissividade Efetiva do Dielétrico para o Método do Circuito Equivalente em Superfícies Seletivas em Frequência do Tipo Loop Quadrado", Tese, UFSC, Florianópolis-SC, Brasil, 2015.
- [14] MARCUVITZ, N. *Waveguide Handbook*, New York (USA): McGraw Hill 1951.
- [15] CELOZZI, S. LOVAT, G. ARANEO, R. *Electromagnetic Shielding*. New York (EUA) Wiley 2008.
- [16] LANGLEY, R. J., PARKER, E. A. "Equivalent circuit model for arrays of square loops". in *Electronics Letters*. v. 18, n. 7, p. 294-6, 1982.
- [17] LEE, C. K.; LANGLEY, R. J. "Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incidence". in *IEE Proc. H Microw., Antennas and Propag.* v. 132, n. 6, p. 395-9, 1985.
- [18] SOUTO, G. A. "Estudo Paramétrico Sobre Superfícies Seletivas em Frequência Reconfiguráveis", Dissertação, UFERSA, Mossoró-RN, Brasil, 2020.
- [19] CAMPOS A. L. P. S., NETO A. G., SANTOS E. P., SILVA M. W.B. "Proposed technique of analysis for absorber/transmitter frequency selective surfaces". in *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, Vol. 20, No. 2, June 2021.
- [20] KUZUOGLU, M. YILMAZ, A. E. "Design of the square loop frequency selective surfaces with particle swarm optimization via the equivalent circuit model". in *Radioengineering*. v. 18, n. 2, p. 95-102, 2009.
- [21] CAMPOS, A. L. "Superfícies Seletivas em Frequência: Análise e Projeto. 1ª. ed. Natal, Rio Grande do Norte: IFRN, 2008. 198 p. v. 1.

- [22] SINGH, D. et al. "Analysis of frequency selective surfaces for radar absorbing materials". *Progress In Electromagnetics Research B*. v. 38, p. 297-314, 2012.
- [23] COSTA, F., MONORCHIO, A., MANARA, G. "Efficient analysis of frequency-selective surfaces by a simple equivalent-circuit model". in *IEEE. Antennas and Propagation Magazine*. v. 54, n. 4, p. 35-48, 2012.
- [24] Hayt, W. H. Jr., & Buck, J. A. *Engineering Electromagnetics*. McGraw-Hill. V. 8, No 11, p. 331-395, 2011.
- [25] BHARTI, G., JHA, K.R., SINGH, G,"A synthesis technique of single square loop frequency selective surface at terahertz frequency". in *Optik*. v. 125, n. 21, p. 6428-6435, 2014.
- [26] ANDERSON, I., "On the Theory of Self-Resonant Grids", in *Bell Syst. Tech J.* 1975, 54, pp. 1925-1731.
- [27] ARAUJO, G. L. R., CAMPOS, A. L., MARTINS, A. M., "Improvement of the equivalent circuit method for analysis of frequency selective surfaces using genetic algorithms and rational algebraic models," in *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 55, 67-74, 2015.
- [28] BERG, H., GEVORGIAN, S. "Line Capacitance and Impedance of Coplanar-Strip Waveguides on Substrates with Multiple Dielectric Layers", *2001 31st European Microwave Conference*, 2001, pp. 1-4, doi: 10.1109/EUMA.2001.339161.
- [29] BUTALLA, S. "Calculation of the interstrip capacitance of the GE 2 / 1 GEM detector and measurement of the interstrip capacitance of the GE 1 / 1-XS GEM detector", in *CMS IN*, 2018, PP. 1-7.
- [30] AREIAS, T., CARVALHO, R., CAMPOS, A. L., NETO, A. G., NETO, J. J. G., SILVA, M. M., L.J. (2020). "Frequency Selective Surface Microwave Absorber for WLAN Applications". in *Journal of Communication and Information Systems*. 35. 208-216. 10.14209/jcis.2020.23.