

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

BRUNO DA CRUZ CARVALHO

**MODELAGEM DE ESTRUTURAS PLANAS NO DOMÍNIO ESPECTRAL E
APLICAÇÃO DE TÉCNICA NUMÉRICA PARA OBTENÇÃO DOS MODOS DE
PROPAGAÇÃO EM MEIOS ESTRATIFICADOS**

Alegrete

2023

BRUNO DA CRUZ CARVALHO

**MODELAGEM DE ESTRUTURAS PLANAS NO DOMÍNIO ESPECTRAL E
APLICAÇÃO DE TÉCNICA NUMÉRICA PARA OBTENÇÃO DOS MODOS DE
PROPAGAÇÃO EM MEIOS ESTRATIFICADOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Bacharelado em Engenharia de Telecomunicações como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Orientador: Prof. Dr. Edson R. Schlosser

Alegrete
2023

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

C331m Carvalho, Bruno da Cruz

Modelagem de estruturas planas no domínio espectral e
aplicação de técnica numérica para obtenção dos modos de
propagação em meios estratificados / Bruno da Cruz Carvalho.
98 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES, 2023.

"Orientação: Edson Rodrigo Schlosser Schlosser".

1. Método do Circuito Equivalente. 2. Diádica de Green. 3.
Estruturas Planas. 4. Estruturas Estratificadas. 5. Modos de
Propagação. I. Título.

BRUNO DA CRUZ CARVALHO

**MODELAGEM DE ESTRUTURAS PLANAS NO DOMÍNIO ESPECTRAL E APLICAÇÃO DE
TÉCNICA NUMÉRICA PARA OBTENÇÃO DOS MODOS DE PROPAGAÇÃO EM MEIOS
ESTRATIFICADOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia de Telecomunicações.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 07 de Fevereiro de 2023.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Edson Rodrigo Schlosser

Orientador

UNIPAMPA

Prof. Dr. Marcos Vinício Thomas Heckler

UNIPAMPA

Dr. Johnes Ricardo Gonçalves

Instituto Politécnico de Leiria - IPL



Assinado eletronicamente por **EDSON RODRIGO SCHLOSSER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 07/02/2023, às 16:35, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **MARCOS VINICIO THOMAS HECKLER, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 08/02/2023, às 15:26, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **Johnes Ricardo Gonçalves, Usuário Externo**, em 09/02/2023, às 10:56, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1048764** e o código CRC **95C44021**.

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550

Telefone: (55) 3422-8400

Este trabalho é dedicado ao meus pais Sandra e Joel e a meu irmão Gustavo.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer a Deus por chegar até aqui, por não desistir, por conseguir me manter forte mesmo em meio a tantas adversidades.

Agradeço ao meu pai Joel, meu irmão Gustavo, e minha mãe Sandra que tanto sonhou com este momento e hoje é mais uma estrela no céu. Vocês são a minha base. Sem o amor incondicional de vocês, o empenho e o incentivo para que eu tivesse aquilo que vocês não puderam ter, nada disso seria possível.

Aos meus familiares que sempre torceram pelo meu sucesso.

Ao professor Edson R. Schlosser pela orientação, pelos ensinamentos passados ao longo da graduação, paciência e ajuda para desenvolver este trabalho. Ao professor Marcos V. T. Heckler, pelos ensinados e apoio durante toda a graduação. Aos professores Dimas, Cristian, Jacson e Lucas S. pelas inúmeras conversas e conselhos, além dos ensinamentos nas aulas.

Por fim, gostaria de agradecer a todos meus amigos que fizeram parte desta trajetória. Das longas tardes tomando chimarrão no pátio, estudando na 104, do futebol do 7 ou até mesmo da sinuca no Napoli. A todos aqueles que fizeram cada dia ser um momento único. Em especial gostaria de agradecer aos meus amigos do LEMA e do GAMA, levarei para sempre nossas tardes de risadas. Meus sinceros agradecimentos a todos vocês.

*“Quando tudo parece estar indo contra você,
lembre-se de que o avião
decola contra o vento,
e não a favor dele.
(Henry Ford)*

RESUMO

Este documento apresenta a modelagem eletromagnética de estruturas planas simples e multicamadas e utilização de técnica numérica para obtenção dos modos de propagação em diferentes tipos de laminados de micro-ondas, assim como a obtenção dos campos elétricos irradiados. Para essa finalidade, o método do circuito equivalente é aplicado na análise de estruturas estratificadas para se determinar a relação entre os campos eletromagnéticos e as densidades de correntes superficiais no domínio espectral, cuja relação resulta na diádica de Green. Através dessa função é possível se determinar os modos de propagação nas estruturas investigadas através da aplicação de um método numérico. Neste trabalho, a técnica de Newton-Raphson foi implementada em Matlab e utilizada para se determinar as raízes da equação característica, também conhecida como equação transcendental, obtida a partir da diádica de Green. Cada raiz encontrada numericamente corresponde a um modo TE ou TM. O estudo é aplicado em estruturas do tipo *slab* para laminados comerciais. Dentro do dielétricos avaliados estão: *Rogers RT/Duroid 5870*, *RO4003C*, *Kappa 438*, *TMM6*, *TMM10i*, *TMM13i* e o *Taconic Cer 10*. Em estrutura composta por uma única camada dielétrica constata-se que o modo TM_0 sempre está presente, sendo que os demais modos (exemplo: TE_1 , TM_1 , TE_2 , TM_2 , etc.) dependem dos parâmetros constitutivos do laminado para se estabelecerem, tais como permissividade elétrica, permeabilidade magnética e espessura do dielétrico. O campo elétrico espalhado pela estrutura é determinado a partir da função diádica de Green e da densidade superficial de corrente elétrica. Desta forma, funções senoidais com condição de borda segmentada são utilizadas para representar a densidade de corrente presente na estrutura, e aplicação do método da fase estacionária para obtenção do campo elétrico irradiado. Por fim, a validação deste trabalho ocorre a partir da comparação com soluções encontradas na literatura clássica e através de simulações realizadas no software *Ansys Designer*.

Palavras-chave: Método do circuito equivalente, Diádica de Green, Estruturas planas, Estrutura estratificada, Modos de propagação, Campo elétrico irradiado.

ABSTRACT

This document presents the electromagnetic modeling of simple and multilayer plane structures and the use of a numerical technique to obtain the propagation modes in different types of microwave laminates, as well as to obtain the radiated electric fields. For this purpose, the equivalent circuit method is applied in the analysis of stratified structures to determine the relationship between electromagnetic fields and surface current densities in the spectral domain, which relationship results in dyadic Green's function. Through this function it is possible to determine the modes of propagation in the investigated structures through the application of a numerical method. In this work, the Newton-Raphson technique was implemented in Matlab and used to determine the roots of the characteristic equation, also known as the transcendental equation, obtained from dyadic Green's function. Each root found numerically corresponds to a TE or TM mode. The study is applied to *slab* type structures for commercial laminates. Among the evaluated dielectrics are: *Rogers* RT/Duroid 5870, RO4003C, Kappa 438, TMM6, TMM10i, TMM13i and Taconic Cer 10. In a structure composed of a single dielectric layer, it is found that the TM_0 mode is always present, and the other modes (example: TE_1 , TM_1 , TE_2 , TM_2 , etc.) depend on the constitutive parameters of the laminate to be established, such as electrical permittivity, magnetic permeability and dielectric thickness. The electric field scattered by the structure is determined from the dyadic Green's function and the surface electric current density. In this way, sinusoidal functions with segmented edge condition are used to represent the current density present in the structure, and application of the stationary phase method to obtain the radiated electric field. Finally, the validation of this work occurs from the comparison with solutions found in the classical literature and through simulations carried out in the software *Ansys Designer*.

Keywords: Equivalent circuit method, Dyadic Green's function, Flat structures, Stratified structure, Propagation modes, Radiated electric field.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Linhas de transmissão planares. (a) Microfita; (b) CPWG; (c) <i>Slotline</i> ; (d) <i>Stripline</i>	23
Figura 2 – Estrutura genérica em tecnologia de microfita.	24
Figura 3 – Formatos de <i>patches</i> tipicamente convencionais e não-convencionais para determinadas aplicações. (a) Retangular; (b) Elíptico; (c) Triangular; (d) Estrelar; (e) Circular; (f) Anelar; (g) Circulo Parcial; (h) Pentágono; (i) Semi anel.	25
Figura 4 – Estruturas planares com: (a) multicamadas dielétricas; (b) coberta por superstrato.	26
Figura 5 – Redes de antenas em tecnologia de microfita: (a) Linear; (b) Planar. . .	27
Figura 6 – Rede refletora.	27
Figura 7 – Rede transmissora.	28
Figura 8 – Superfície seletiva de frequência. (a) Elemento do tipo em <i>patch</i> condutor; (b) Elemento do tipo em abertura.	29
Figura 9 – Superfície seletiva de frequência. (a) Refletindo; (b) Transmitindo. . . .	29
Figura 10 – Camada simples.	33
Figura 11 – Modelo circuital para uma camada simples.	33
Figura 12 – Estrutura estratificada e matriz híbrida equivalente.	34
Figura 13 – Meios estratificados separados por metalização e modelo simplificado. .	36
Figura 14 – Condições de contorno na metalização e as admitâncias vistas pela fonte.	36
Figura 15 – Estrutura multicamadas e modelo simplificado.	37
Figura 16 – Estrutura de uma <i>stripline</i> multicamadas e modelo simplificado.	37
Figura 17 – Estrutura multicamadas com plano de terra na interface superior e região inferior em aberto e modelo simplificado.	38
Figura 18 – Modelos circuitais equivalentes de estruturas formadas por camada(s) dielétrica(s), metalização e diferentes terminações (aberto ou com plano de terra). a) <i>Stripline</i> ; b) Plano de terra na interface inferior e região superior aberta; c) Plano de terra na interface superior e região inferior aberta; d) Ambas as interfaces abertas.	39
Figura 19 – Método gráfico das tangentes de Newton-Raphson.	41
Figura 20 – Estrutura planar do tipo <i>slab</i>	44
Figura 21 – Modelo circuital.	44
Figura 22 – Comportamento das equações características para diferentes valores de k_y (substrato RT/Duroid 5870 - espessura 1,575 mm).	46
Figura 23 – Comportamento das equações características para diferentes valores de k_y (substrato RT/Duroid 5870 - espessura 30 mm).	47
Figura 24 – Comportamento das equações características para diferentes valores de k_y (substrato TMM13i - espessura 12,7 mm).	47

Figura 25 – Estrutura discretizada e avaliada na interface virtual $n = 2$	49
Figura 26 – Comportamento do $\det(\bar{Y}^{(t)})$ a partir da variação da interface analisada (substrato RT/Duroid 5870 - espessura $d = 1,575$ mm).	49
Figura 27 – Comportamento do $\det(\bar{Y}^{(t)})$ a partir da variação da interface analisada (substrato TMM13i - espessura 12,7 mm).	49
Figura 28 – Modos de propagação para diferentes espessuras do dielétrico. (a) $\epsilon_r = 2,33$; (b) $\epsilon_r = 3,55$	50
Figura 29 – Modos de propagação para diferentes espessuras do dielétrico. (a) $\epsilon_r = 4,38$; (b) $\epsilon_r = 6,3$	50
Figura 30 – Modos de propagação para diferentes espessuras do dielétrico. (a) $\epsilon_r = 9,99$; (b) $\epsilon_r = 12,2$	51
Figura 31 – Modos de propagação para diferentes espessuras do dielétrico, $\epsilon_r = 10$	51
Figura 32 – Estrutura plana composta por duas camadas dielétricas.	52
Figura 33 – Comportamento do $\det(\bar{Y}^{(t)})$ a partir da variação da espessura d_2 do substrato TMM6.	53
Figura 34 – Comportamento do $\det(\bar{Y}^{(t)})$ a partir da variação da espessura d_2 do superstrato TMM13i.	54
Figura 35 – Comportamento do $\det(\bar{Y}^{(t)})$ a partir da variação da espessura d_2 do substrato RT/Duroid 5870.	55
Figura 36 – Comportamento do $\det(\bar{Y}^{(t)})$ a partir da variação da espessura d_2 do substrato TMM6i.	56
Figura 37 – Linha de transmissão em microfita. (a) Parâmetros da linhas de microfita; (b) Alimentação por prova coaxial.	62
Figura 38 – Modelo equivalente de uma antena de microfita retangular no modelo de linha de transmissão.	62
Figura 39 – Estrutura homogênea equivalente com constante dielétrica efetiva.	63
Figura 40 – Posicionamento do alimentador por prova coaxial no <i>patch</i> retangular.	64
Figura 41 – Vista superior do elemento simples projetado no simulador ANSYS <i>Designer</i>	66
Figura 42 – Parâmetro S_{11} do elemento simples.	66
Figura 43 – Sentido das densidades de correntes elétricas J_x e J_y	66
Figura 44 – Densidades de corrente elétrica J_x e J_y . (a) Distribuição de corrente ao longo de x ; (b) Distribuição de corrente ao longo de y	67
Figura 45 – Campo elétrico espalhado pelo elemento simples. (a) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$); (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$).	67
Figura 46 – Campo elétrico espalhado pelo elemento simples. (a) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (b) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	68

Figura 47 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 2. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	69
Figura 48 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 3. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	70
Figura 49 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 4. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	70
Figura 50 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 5. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	71
Figura 51 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 5, espaçamento de $0,4 \lambda_0$. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	71
Figura 52 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 5, espaçamento de $0,6 \lambda_0$. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	72
Figura 53 – Parâmetros S da rede 1 x 5 ao longo x : (a) $0,4 \lambda_0$; (b) $0,5 \lambda_0$; (c) $0,6 \lambda_0$.	73
Figura 54 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 2; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	74
Figura 55 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 3; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	74
Figura 56 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 4; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	75
Figura 57 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 5; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	75
Figura 58 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 5, espaçamento de $0,4 \lambda_0$. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	76
Figura 59 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 5, espaçamento de $0,6 \lambda_0$. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	76
Figura 60 – Parâmetros S da rede 1 x 5 ao longo y , com espaçamento entre elementos de: (a) $0,4 \lambda_0$; (b) $0,5 \lambda_0$; (c) $0,6 \lambda_0$	77

Figura 61 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 2 x 2; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	78
Figura 62 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 3 x 3; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	79
Figura 63 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 4 x 4; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	80
Figura 64 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 5 x 5; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	81
Figura 65 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 5 x 5, espaçamento de $0,4 \lambda_0$ entre elementos. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	83
Figura 66 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 5 x 5, espaçamento de $0,6 \lambda_0$ entre elementos. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).	84
Figura 67 – Parâmetros S da rede planar 5 x 5, com espaçamento entre elementos de: (a) $0,4 \lambda_0$; (b) $0,5 \lambda_0$; (c) $0,6 \lambda_0$.	85
Figura 68 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de x - Espaçamento de $0,4 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .	86
Figura 69 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de x - Espaçamento de $0,5 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .	86
Figura 70 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de x - Espaçamento de $0,6 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .	87
Figura 71 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de y - Espaçamento de $0,4 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .	87
Figura 72 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de y - Espaçamento de $0,5 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .	88
Figura 73 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de y - Espaçamento de $0,6 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .	88

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE (Substrato RT/Duroid 5870).	46
Tabela 2 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE (substrato RT/Duroid - espessura 30 mm).	47
Tabela 3 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE (substrato TMM13i - espessura 12,7 mm).	48
Tabela 4 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE para a variação da espessura d_2 do substrato TMM6.	53
Tabela 5 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE para a variação da espessura d_2 do superstrato TMM13i.	54
Tabela 6 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE para a variação da espessura d_2 do substrato RT/Duroid 5870.	55
Tabela 7 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE para a variação da espessura d_2 do substrato TMM6.	56
Tabela 8 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de x com espaçamento entre elementos de $0,4 \lambda_0$	82
Tabela 9 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de x com espaçamento entre elementos de $0,5 \lambda_0$	83
Tabela 10 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de x com espaçamento entre elementos de $0,6 \lambda_0$	84
Tabela 11 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de y com espaçamento entre elementos de $0,4 \lambda_0$	85
Tabela 12 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de y com espaçamento entre elementos de $0,5 \lambda_0$	87
Tabela 13 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de y com espaçamento entre elementos de $0,6 \lambda_0$	88

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

5G	5 ^a Geração
ACRs	Ressonadores Acoplados à abertura, do inglês <i>Aperture-Coupled Resonators</i>
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
AWR	Pesquisa Aplicada de Ondas, do inglês <i>Applied Wave Research</i>
CMT	Técnica de Mapeamento Conformal, do inglês <i>Conformal Mapping Techniques</i>
CPW	Guia de onda coplanar, do inglês <i>Coplanar Waveguide</i>
CPWG	Guia de onda coplanar aterrado, do inglês <i>Coplanar Waveguide Grounded</i>
CST	Tecnologia Computacional de Simulação, do inglês <i>Computer Simulation Technology</i>
DCS	Sistema de Controle Distribuído, do inglês <i>Distributed Control System</i>
ECM	Método do Circuito Equivalente, do inglês <i>Equivalent Circuit Method</i>
FDM	Método das Diferenças Finitas, do inglês <i>Finite Difference Method</i>
FEKO	Cálculos de campo envolvendo corpos de forma arbitrária, do alemão <i>Feldberechnung für Körper mit beliebiger Oberfläche</i>
FEM	Método dos Elementos Finitos, do inglês <i>Finite Element Method</i>
FSS	Superfície Seletiva de Frequência, do inglês <i>Frequency Selective Surface</i>
GND	Plano de terra, do inglês <i>Ground</i>
GPS	Sistema de Posicionamento Global, do inglês <i>Global Position System</i>
GSM	Sistema Global para Comunicações Móveis, do inglês <i>Global System for Mobile</i>
GSMT	Matriz de Espalhamento Generalizada, do inglês <i>Generalized Scattering Matrix Technique</i>
HFSS	Simulador de Estruturas em Alta Frequência, do inglês <i>High Frequency Structure Simulator</i>
IMT	Telecomunicações Móveis Internacionais, do inglês <i>International Mobile Telecommunications</i>

IoT	Internet das coisas, do inglês <i>Internet of Things</i>
LCP	Polímero de Cristal Líquido, do inglês <i>Liquid Crystal Polymer</i>
MoM	Método dos Momentos, do inglês <i>Method of Moments</i>
MPA	Antena patch de microfita, do inglês <i>Microstrip Patch Antenna</i>
PEC	Condutor elétrico perfeito, do inglês <i>Perfect Electric Conductor</i>
RA	Rede Refletora, do inglês <i>ReflectArray</i>
RCS	Seção Transversal de Radar, do inglês <i>Radar Cross Section</i>
RF	Radiofrequência, do inglês <i>Radiofrequency</i>
TA	Rede Transmissora, do inglês <i>TransmitArray</i>
TE	Transversal Elétrico, do inglês <i>Transverse Electric</i>
TEM	Transversal Eletromagnético, do inglês <i>Transverse Electromagnetic</i>
TM	Transversal Magnético, do inglês <i>Transverse Magnetic</i>
USAF	Força Aérea dos Estados Unidos, do inglês <i>United States Air Force</i>
UWB	Largura de banda Ultralarga, do inglês <i>Ultra WideBand</i>
WLAN	Rede Local sem fio, do inglês <i>Wireless Local Area Network</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	22
2.1	Estruturas Planares e Suas Aplicações na Área de Radiofrequência . .	22
2.2	Modelagem Eletromagnética de Estruturas Planas	30
2.3	Campos Eletromagnéticos no Domínio Espectral	31
2.4	Análise de Campos Eletromagnéticos em Interfaces entre Meios Dielétricos	32
2.5	Método Numérico	40
2.5.1	Método de Newton-Raphson	40
3	ANÁLISE DE ESTRUTURAS PLANAS COMPOSTAS DE LAMINADOS COMERCIAIS	43
3.1	Diádica de Green no Domínio Espectral	43
3.1.1	Obtenção dos Modos em Estruturas do Tipo Slab a partir do Método de Newton-Raphson e Validação da Diádica de Green	44
3.2	Discretização de uma Camada Dielétrica	48
3.3	Caracterização de Substratos Comerciais	50
3.4	Inserção de Superstrato com Alta Permissividade	51
3.4.1	Caso 1: $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$	52
3.4.2	Caso 2: $\epsilon_{r1} > \epsilon_{r2}$	54
4	INSERÇÃO DE PATCHES EM ESTRUTURAS PLANAS	57
4.1	Campo Elétrico Espalhado	57
4.2	Funções para a Densidade de Corrente Superficial	58
4.3	Função Senoidal com Condição de Borda Segmentada	58
4.4	Campo Elétrico Irradiado	60
4.5	Projeto do Modelo de Antena Patch de Microfita Excitada por Prova Coaxial	61
5	RESULTADOS	65
5.1	Estrutura Simples	65
5.2	Redes Lineares ao Longo de x	68
5.2.1	Aproximação e Afastamento entre Elementos da Rede ao Longo de x .	68
5.2.2	Análise dos Parâmetros S da Rede Linear 1 x 5 ao Longo de x com Diferentes Espaçamentos entre Elementos	69
5.3	Redes Lineares ao Longo de y	72
5.3.1	Aproximação e Afastamento entre Elementos da Rede ao Longo de y .	73

5.3.2	Análise dos Parâmetros S da Rede Linear 1x5 ao Longo de y com Diferentes Espaçamentos entre Elementos	77
5.4	Redes Planares	78
5.4.1	Aproximação e Afastamento entre Elementos da Rede Planar	79
5.4.2	Análise dos Parâmetros S da Rede Planar 5x5 com Diferentes Espaçamentos entre Elementos	80
5.5	Redes de Antenas com Apontamento de Feixe utilizando Defasagem Progressiva	81
6	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	90
	REFERÊNCIAS	92

1 INTRODUÇÃO

Aplicações em radiofrequência (RF) têm grande influência no mundo moderno, em que o desenvolvimento de dispositivos tecnológicos que operam sem a necessidade de fios ganham cada vez mais espaço no mercado. Como exemplo, pode-se citar o progresso da tecnologia de quinta geração (denominada 5G), juntamente com o conceito de Internet das Coisas (IoT), que trarão à sociedade benefícios relacionados com a qualidade de comunicação, inclusão digital e facilidade de controle e supervisão de processos industriais. Conforme este avanço ocorre, a demanda por dispositivos, circuitos e antenas capazes de operar em altas frequências aumenta. No Brasil, os espectros destinados para a implantação da tecnologia 5G foram licitados recentemente, em que a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) alocou duas faixas para essa finalidade, que correspondem às frequências centrais de 3,5 GHz e 26 GHz.

Antenas, circuitos e dispositivos de radiofrequência são itens fundamentais em sistemas de comunicação móvel. Dentro deste contexto, pode-se citar a necessidade de projeto de estruturas planas, como, por exemplo, antenas impressas e circuitos em tecnologia de microfita, *stripline*, CPW e CPWG.

As geometrias planares destas tecnologias facilitam a integração em estruturas com dimensões limitadas, como é o caso das antenas refletoras embarcadas em nanossatélites, como, por exemplo, no padrão CubeSat (arestas de 20 cm), em que se faz necessário um tamanho miniaturizado da antena para a conformação sobre o corpo da estrutura.

A antena de microfita é um dos tipos mais populares em estrutura plana. Na década de 1950, as linhas de transmissão (LTs) em tecnologia de microfita tiveram suas primeiras aparições, onde muitos pesquisadores iniciaram estudos e análises para o desenvolvimento das mesmas, a fim de superar sua concorrente *stripline*. A partir da década de 1970, conforme os estudos desta tecnologia foram aperfeiçoados, juntamente com o desenvolvimento de bons substratos dielétricos com baixas tangentes de perdas, novos resultados foram obtidos, expandindo suas aplicações (BALANIS, 2009)(GARG et al., 2001). Rapidamente, com o aumento de circuitos em micro-ondas, a antena em tecnologia de microfita ganhou espaço por suas vantagens.

Aplicações em alta frequência demandam domínio das equações de Maxwell e da aplicação de condições de contorno (GARG et al., 2001). A solução requer manipulações envolvendo operadores diferenciais ou integrais dos campos eletromagnéticos vetoriais, os quais são funções de coordenadas espaciais (POZAR, 2011). Pensando desta forma, foram desenvolvidas técnicas para simplificar os problemas referentes à modelagem eletromagnética, e, assim, realizar análises deste tipo de estrutura, expressando as relações de campos eletromagnéticos em termos de teoria de circuitos. Com o auxílio de dispositivos computacionais, cálculos de alta complexidade e com muitas iterações são resolvidos utilizando métodos numéricos, garantindo, assim, maior eficiência e menor consumo de tempo para a

solução das equações eletromagnéticas oriundas da modelagem de determinada estrutura (MATTEW; SADIKU, 2011).

Na literatura são exibidos diversos métodos relacionados à análise e modelagem de estruturas planares e estratificadas. Em (POZAR, 2011) e (HARRINGTON, 2001), equações transcendentais são obtidas a partir da solução das equações de Maxwell e da aplicação de condições de contorno em estruturas planares. Partindo destas equações, os modos de propagação Transversal Magnético (TM) e Transversal Elétrico (TE) podem ser determinados utilizando métodos numéricos apropriados.

Em (DREHER, 1995) é formulada a função diádica de Green para estruturas com multicamadas dielétricas, partindo da equação de onda no domínio espectral. A análise de (DREHER, 1995) transforma o problema eletromagnético em um circuito equivalente simples de toda a estrutura, no qual combina os modos TM e TE. No artigo de (HECKLER; DREHER, 2007), análises de fibras ópticas com multicamadas concêntricas dielétricas são realizadas.

No trabalho de (FERREIRA et al., 2012) é proposto um modelo de circuito equivalente para analisar estruturas planares multicamadas, com uma abordagem educacional. As expressões da diádica de Green no domínio espectral são trabalhadas de forma fechada, utilizando computação simbólica para soluções de dipolos impressos. Na tese de (SCHLOSSER, 2020) é apresentada a formulação da função de Green para estruturas planares usando o método do circuito equivalente e aplicada na análise e projeto de redes refletoras.

No artigo desenvolvido por (POLAR; HECKLER; DREHER, 2010), o método do circuito equivalente é aplicado na análise de metalizações sobre superfícies cilíndricas compostas por inúmeras camadas dielétricas. Já em (KAMRA; DREHER, 2018) é proposto um modelo de circuito equivalente para realizar a análise de estruturas anisotrópicas.

Este trabalho tem como objetivo a apresentação da modelagem de estruturas planas simples e estratificadas, no domínio espectral, e a utilização de método numérico para obtenção dos modos de propagação em laminados de micro-ondas, assim como a obtenção dos campos elétricos irradiados por metalizações impressas. O presente trabalho é organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 é realizada a revisão bibliográfica através da contextualização referente a estruturas planares e suas aplicações em radiofrequência, assim como, a modelagem eletromagnética visando a formulação da diádica de Green no domínio espectral, conforme apresentada por (DREHER, 1995) e (SCHLOSSER, 2020). Ainda, no Capítulo 2, é abordada a implementação numérica para determinação das constantes de propagação. No capítulo 3 é abordada, com maior detalhamento, a proposta de estudo deste trabalho, contendo tópicos como: a modelagem eletromagnética, a validação da diádica de Green e a obtenção dos modos de propagação em estruturas do tipo *slab* a partir de método numérico. Como metodologia, a implementação das formulações foram realizadas em MatLab[®], devido a linguagem de programação do software ser de fácil

implementação. O método de Newton-Raphson foi escolhido e implementado para se determinar numericamente as raízes do problema. Os resultados obtidos são comparados àqueles apresentados na literatura clássica. Também é abordada a análise de discretização da camada dielétrica, a fim de observar o comportamento da função para uma melhor convergência numérica. A caracterização de laminados comerciais é realizada utilizando a ferramenta numérica. Ainda no Capítulo 3, é investigada uma estrutura do tipo *slab* multicamada contendo uma camada dielétrica de alta permissividade. No Capítulo 4 é realizada a inserção de *patches* em estruturas planas e consideradas funções especiais para a representação da distribuição da densidade de corrente elétrica superficial sobre as metalizações. A partir disso, o campo elétrico espalhado é calculado usando o método da fase estacionária. Adicionalmente, é realizado o projeto de uma antena *patch* de microfita excitada por prova coaxial. No Capítulo 5 são apresentados alguns resultados dos campos elétricos irradiados por redes lineares e planares de antenas de microfita. Também são discutidos efeitos de acoplamento mútuo através da análise dos Parâmetros de Espalhamento (Parâmetros S). Por fim, no Capítulo 6, as considerações finais a respeito do trabalho são apresentadas, assim como a proposta de continuação do estudo em trabalhos futuros.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentada a contextualização referente às estruturas planares e suas aplicações na área de Telecomunicações. Posteriormente, é apresentada a formulação eletromagnética para estruturas planas no domínio espectral, a fim de obterem-se relações entre os campos eletromagnéticos e a densidade de corrente superficial. Neste trabalho é utilizado o método do circuito equivalente, conforme discutido nos trabalhos de (DREHER, 1995) e (SCHLOSSER, 2020), para estabelecer a função diádica de Green. Além disso, neste capítulo também é abordada a implementação de técnica numérica para determinar as constantes de propagação dos modos que podem se estabelecer em estruturas do tipo *slab*.

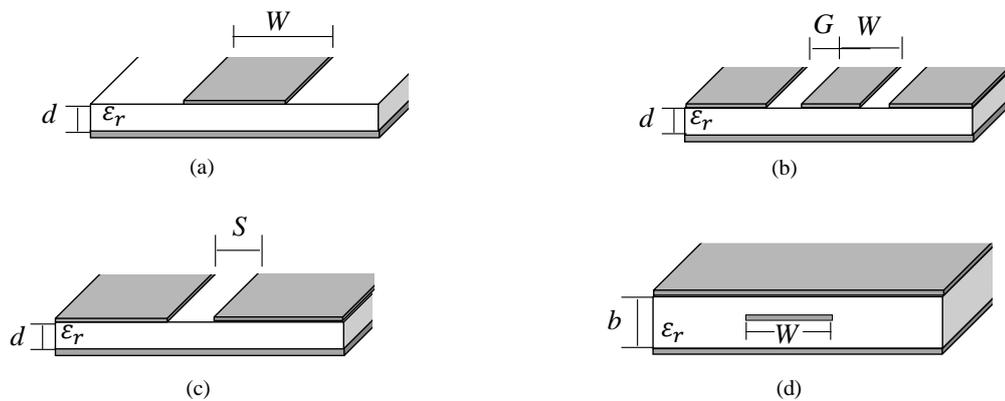
2.1 ESTRUTURAS PLANARES E SUAS APLICAÇÕES NA ÁREA DE RADIO-FREQUÊNCIA

A vasta área de aplicações em que se faz necessário o emprego de comunicações móveis, a título de exemplo, tecnologias em 5G, incentivam profissionais a dedicarem-se ao desenvolvimento de novos dispositivos imprescindíveis para a confecção de circuitos, antenas e outras tecnologias destinadas à transmissão de sinais em altas frequências. Muitas destas aplicações são limitadas quanto às dimensões físicas, peso e compatíveis com as superfícies da estrutura confeccionada. Desta forma, estruturas planares apresentam vantagens que tornam a sua utilização sugestiva.

Dentro deste contexto, as estruturas comumente utilizadas na área de Engenharia de Micro-ondas são as linhas de transmissão planares (POZAR, 2011). Dispositivos passivos, como, por exemplo, divisores de potência, acopladores direcionais, filtros e antenas podem ser construídas em estruturas planares, garantindo dimensões pequenas em micro-ondas, baixo custo e boa integração nos circuitos de comunicação que podem ser implementados através de placas de circuitos impresso e circuitos integrados (MARTIN, 2015) (PRAMANICK; BHARTIA, 2016).

Em dezembro de 1952, Grieg e Engelmann apresentaram uma proposta de linha de transmissão planar que apresentava um único condutor posicionado acima de um material dielétrico com um plano de aterramento, que seria denominada como “microfita” (do inglês “*microstrip*”) (GRIEG; ENGELMANN, 1952). A linha de microfita é uma das mais populares entre linhas de transmissão existentes, consistindo apenas em uma fita metálica de largura W , suspensa sobre um substrato dielétrico de permissividade relativa igual a ϵ_r , tangente de perdas $\tan \delta$ e espessura d , que apresenta um plano de terra em sua base. Outras linhas de transmissão muito utilizadas em circuitos de micro-ondas são a *Stripline*, *CPWG* e *Slotline* (PAOLO, 2018). Os diferentes tipos de linhas de transmissão planares são ilustrados na Figura 1.

Figura 1 – Linhas de transmissão planares. (a) Microfita; (b) CPWG; (c) *Slotline*; (d) *Stripline*.



Fonte: Modificado de (MARTIN, 2015).

As linhas de transmissão planares são muito utilizadas em circuitos digitais de alta velocidade, RF e micro-ondas. Estudos avançam no desenvolvimento de tecnologias para comunicações em banda ultralarga (UWB), processamento de imagens operando em THz, RFID, Internet das Coisas (IoT), entre outras inovações (GARG; BAHL; BOZZI, 2013) (STEER, 2019).

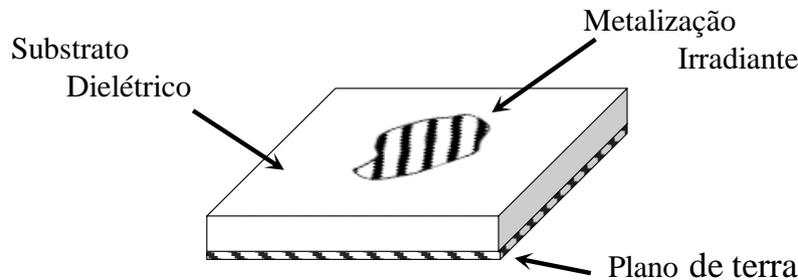
A análise eletromagnética destas estruturas planares pode ser realizada através de métodos analíticos (NGUYEN, 2003), porém algumas estruturas podem apresentar complexidade em suas formulações, sendo necessário o emprego de métodos numéricos voltados para o eletromagnetismo, como, por exemplo, o Método das Diferenças Finitas (FDM), o Método dos Elementos Finitos (FEM) e o Método dos Momentos (MoM) (MATTEW; SADIKU, 2011). Outra forma de realizar a análise destas estruturas é através de softwares comerciais de simulação eletromagnética, como, por exemplo, Ansys Designer (AISWARYA et al., 2019), Ansys HFSS (CENDES, 2016), CST (AL-YASIR et al., 2019), AWR (LETAVIN, 2018), IE3D (VERMA; VERMA; DHUBKARYA, 2009) e FEKO (COLACO; LOHANI, 2020). Muitos estudos são realizados com o objetivo de formular modelagens eletromagnéticas, obter técnicas de otimização, aperfeiçoamento no casamento de impedância, análise de constantes dielétricas, entre outras características construtivas, para que, desta forma, os dispositivos projetados apresentem um maior desempenho na aplicação desejada (NGUYEN, 2003) (KUMAR, 2003).

Uma das grandes aplicações da tecnologia de microfita consiste na antena *patch* de microfita, que tem com sigla MPA, do inglês “*microstrip patch antenna*” (NASIMUDDIN, 2011). O conceito de *patch* de microfita foi apresentado pela primeira vez no Terceiro Simpósio do programa de pesquisa e Desenvolvimento de Antenas da Força Aérea dos Estados Unidos (USAF) em 1953, pelo Prof. Georges A. Deschamps (DESCHAMPS, 1953) (ZIOLKOWSKI, 2017).

A configuração da antena de microfita consiste em uma metalização de radiação,

suspensa sobre um substrato dielétrico com permissividade relativa (ϵ_r) que apresenta um plano de aterramento em sua base (POZAR, 1992), conforme configuração apresentada na Figura 2.

Figura 2 – Estrutura genérica em tecnologia de microfita.

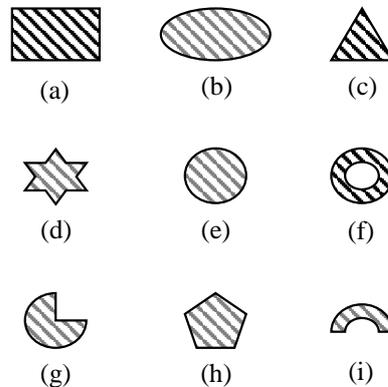


Fonte: Modificado de (GARG et al., 2001).

O *patch* sobre o substrato pode assumir diferentes formatos geométricos, tais como os ilustrados na Figura 3, sendo a forma retangular o mais utilizado. Antenas como dipolo, monopolo, Yagi-Uda e outros tipos de antenas podem ser implementadas na forma planar através da tecnologia de microfita. O tipo de laminado é outro fator importante nas características operacionais da antena, sendo fundamental a escolha correta. Normalmente, um dielétrico espesso e com baixos valores de constante dielétrica (ϵ_r) e de tangente de perdas na faixa de micro-ondas são selecionados, aumentando assim o desempenho em termos de eficiência de radiação (BALANIS, 2009) (GARG; BAHL; BOZZI, 2013)(POZAR, 2011).

Algumas das aplicações notáveis das antenas de microfita são devido ao alto desempenho por serem facilmente integradas aos sistemas, baixo consumo de potência, apresentam uma estrutura discreta, leve e barata. Para o sistema de geoposicionamento global (GPS), a antena pode ser facilmente acoplada em satélites (RAO; MCDONALD; KUNYSZ, 2013). Na telefonia móvel a miniaturização da antena pode ser empregada dentro de dispositivos celulares (CHATTERJEE et al., 2013) e para o *Wireless*, existem técnicas que garantem que antenas de microfita possam transmitir altas taxas de dados devido a sua faixa larga de operação (CHEN; CHIA, 2006). Projetos como de (LI et al., 2007) buscam obter uma antena compacta e com banda larga em tecnologia de microfita para o sistema GPS, DCS-1800, IMT-2000 e WLAN. Em (FOUDAZI; HASSANI et al., 2012) uma antena monopolo planar UWB compacta é investigada para aplicação em GPS/GSM/WLAN. Em altas frequências, (OUTERELO et al., 2015) apresenta casos práticos de implementação de uma antena de *patch* de microfita de banda larga para comunicação 5G nas frequências de 28 GHz e 60 GHz. Já (WNUK; NOWOSIELSKI, 2017) projeta uma antena em microfita móvel para comunicação GPS em automóveis.

Figura 3 – Formatos de *patches* tipicamente convencionais e não-convencionais para determinadas aplicações. (a) Retangular; (b) Elíptico; (c) Triangular; (d) Estrelar; (e) Circular; (f) Anelar; (g) Circulo Parcial; (h) Pentágono; (i) Semi anel.



Fonte: Modificado de (GARG et al., 2001).

A área de comunicação em segurança pública, militar, vigilância e agricultura apresenta aplicações de antenas planares, em que são embarcadas em veículos e aeronaves. Desta forma, (KIM et al., 2019) e (PHAM; LEE; LIM, 2021) apresentam projetos de antenas em tecnologia planar, que realizam controle de feixe para comunicações de drones. Na área da saúde, algumas antenas também apresentam aplicações, como em dispositivos médicos, telemetria biomédica e implantes. Visando esta aplicação, (KIOURTI; NIKITA, 2012) e (SOONTORNPIPIT; FURSE; CHUNG, 2004) apresentam projetos de antenas em *patch* de microfita para a telemetria de implantes médicos.

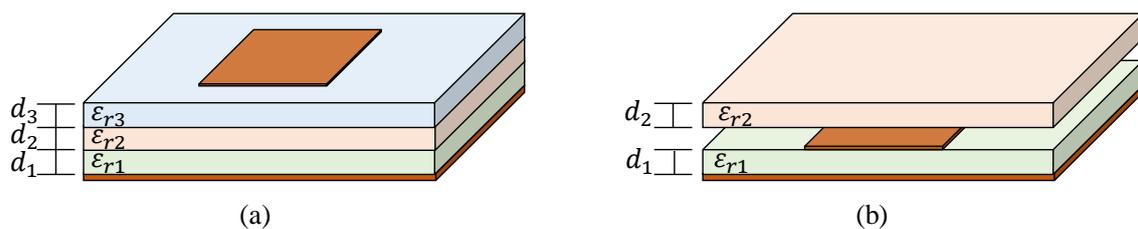
Existem estudos destinados à modificação de estruturas planares simples para estruturas planares com múltiplas camadas, conforme disposto na Figura 4 (a). É convencional para antenas com determinado tipo de alimentação, como, por exemplo, acoplamento por abertura e por aproximação, a utilização de dois substratos dielétricos (GARG et al., 2001). Para analisar este tipo de estrutura, (YAMASHITA, 1968) apresentou um artigo com a análise de uma linha de transmissão de microfita com dois substratos dielétricos. Neste respectivo estudo, utilizou-se um método teórico baseado em cálculo variacional. Em (FARRAR; ADAMS, 1974), uma expansão para estruturas multicamadas em linha de transmissão de microfita é analisada através de funções de Green, sendo o método aplicado na obtenção da impedância característica da linha de transmissão. Utilizando uma técnica de mapeamento conforme (CMT), (SVACINA, 1992a) analisa estruturas de microfita com múltiplas camadas dielétricas.

Um estudo de interesse consiste em cobrir a metalização com um material dielétrico com alta permissividade, conforme representado na Figura 4 (b). Este material é denominado como superstrato, sendo normalmente utilizado para proteção da antena contra efeitos do meio ambiente. Análises dos efeitos dessa camada de cobertura foram estudadas por (BAHL; BHARTIA; STUCHLY, 1982), (ALEXOPOULOS; JACKSON,

1984), (BHATTACHARYYA; TRALMAN, 1988) e (GUHA; SIDDIQUI, 2003).

Nos trabalhos de (ALI; AL-CHARCHAFCHI, 1998) e (YOON; KIM, 2000), investigações envolvendo a constante dielétrica efetiva de estruturas com camadas estratificadas são desenvolvidas. No projeto de (LIU et al., 1999), antenas de microfita com banda larga são investigadas para a configuração de estrutura multicamada planar. Na área espacial, (NESSEL et al., 2005) demonstra a utilização de uma antena Yagi multicamada em tecnologia de microfita em Banda X, que apresenta alta diretividade e ampla largura de banda. Buscando uma antena que opere em 60 GHz para comunicações internas, (VET-TIKALLADI; LAFOND; HIMDI, 2009) realiza o projeto de uma antena em *patch* de microfita de alta eficiência e alto ganho, utilizando uma camada de superstrato sobre a metalização.

Figura 4 – Estruturas planares com: (a) multicamadas dielétricas; (b) coberta por superstrato.

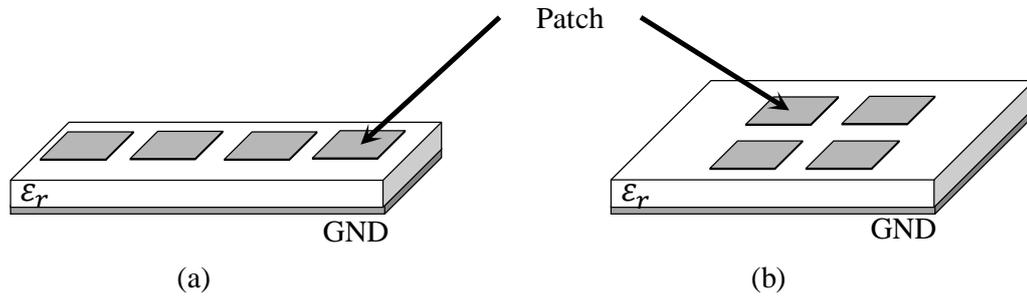


Fonte: Modificado de (SVACINA, 1992a).

Partindo da ideia de uma antena *patch* como elemento simples, uma alternativa para obter ganho elevado, maior largura de banda, eficiência, varredura de feixe e direcionamento, é a realização da combinação de elementos simples, efetuando desta forma um arranjo de antenas, denominadas como rede de antenas, no qual podem apresentar configurações planares e lineares (GARG et al., 2001), conforme é representado na Figura 5. O campo elétrico total irradiado por essa estrutura é dado pela soma vetorial dos campos elétricos de cada elemento da rede (HAUPT, 2010).

O projeto e implementação de uma rede de antenas em *patch* de microfita para aplicações em WLAN é apresentada por (CASU; MORARU; KOVACS, 2014). Em (RUTLEDGE; MUHA, 1982) é desenvolvida uma rede linear de antenas planares com detectores integrados para sistemas de imageamento. Já (LIN; CHUNG, 2011) apresenta o desenvolvimento de uma rede de antenas de filtragem para circuitos que apresentem baixas perdas de retorno e ganho da antena semelhante a um filtro passa-faixa. No trabalho de (THOMPSON et al., 2007) é investigada uma estrutura de rede de antenas de micro-ondas embutida em substrato de polímero de cristal líquido (LCP) multicamadas devido ao alto

Figura 5 – Redes de antenas em tecnologia de microfita: (a) Linear; (b) Planar.



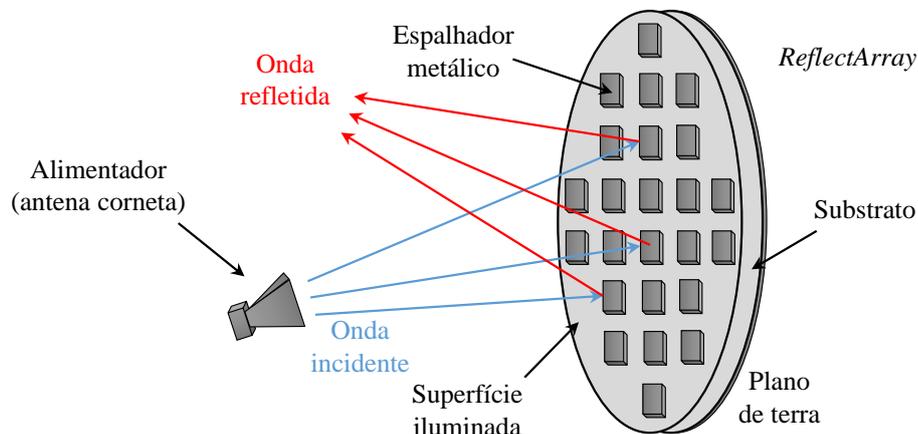
Fonte: Modificado de (DELOS; BROUGHTON; KRAFT, 2020) e (GARG et al., 2001).

desempenho e flexibilidade. Visando aplicações em 5G, (AL-ALEM; KISHK, 2020) propõe uma rede de antenas em *patch* de microfita coberta por superstrato, apresentando baixo custo e alto ganho em 60 GHz.

O avanço dos estudos referentes às redes de antenas de microfita contribuiu para a evolução da tecnologia com enfoque em varredura de feixe (do inglês *beamforming*). Na área de micro-ondas, três dispositivos baseados em uma estrutura planar em tecnologia de microfita que ganharam grande visibilidade são as *reflectarrays* (RA), *transmitarrays* (TA) e as superfícies seletivas de frequência (FSS).

As *reflectarrays* consistem em um arranjo de antenas refletoras. Esta estrutura tem a funcionalidade semelhante à de um refletor parabólico, porém em uma estrutura plana, para facilitar a integração com sistemas de comunicação espaciais, como, por exemplo, em satélites (HUANG; ENCINAR, 2007). Em RAs, uma onda incidente, que é irradiada por um alimentador, pode ser refletida através de elementos impressos em uma determinada direção através do controle de fase de cada espalhador, que pode ser dada pela dimensão de cada *patch* da rede (Berry; Malech; Kennedy, 1963) (ROEDERER, 2009) (Nayeri; Yang; Elsherbeni, 2018), conforme ilustra a Figura 6.

Figura 6 – Rede refletora.

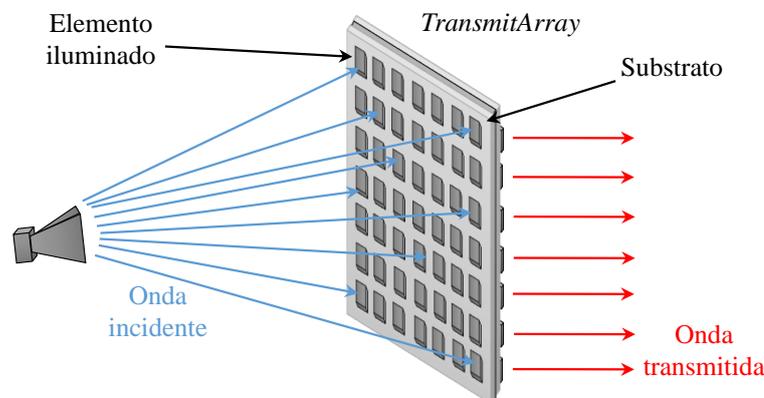


Fonte: Modificado de (LI et al., 2017).

Através da formulação da função diádica de Green no domínio espectral, (ZHOU et al., 2011) apresenta uma técnica precisa para o cálculo de radiação de *reflectarrays* impressas. Em (JANA; GHOSH, 2021) é apresentado o projeto de *reflectarray* para operar na Banda Ka. A estrutura foi desenvolvida a partir de camada simples e elementos em forma de “E”. Em (BUDHU; GRBIC; MICHELSEN, 2020) é realizado o projeto de um algoritmo otimizador para o desenvolvimento de *reflectarrays* multicamadas de banda dupla com metassuperfície.

As *transmitarrays* combinam o princípio de teoria óptica com o de arranjo de antenas, semelhantes às lentes dielétricas. Porém, em tecnologia planar, são capazes de focalizar a onda eletromagnética irradiada de uma fonte próxima a partir de um atraso de tempo determinado ou mudança de fase de abertura (ETTORRE et al., 2018), conforme representado na Figura 7. Alta diretividade, alto ganho, desempenho de banda larga e boa eficiência energética são características das TAs, tornando-as antenas de grande potencial para aplicações como comunicação sem fio, sensoriamento remoto, imagens e sensores de alta frequência e concentrador de energia solar (ABDELRAHMAN et al., 2017) (REIS; VALA; CALDEIRINHA, 2019).

Figura 7 – Rede transmissora.



Fonte: Modificado de (ABDELRAHMAN et al., 2017).

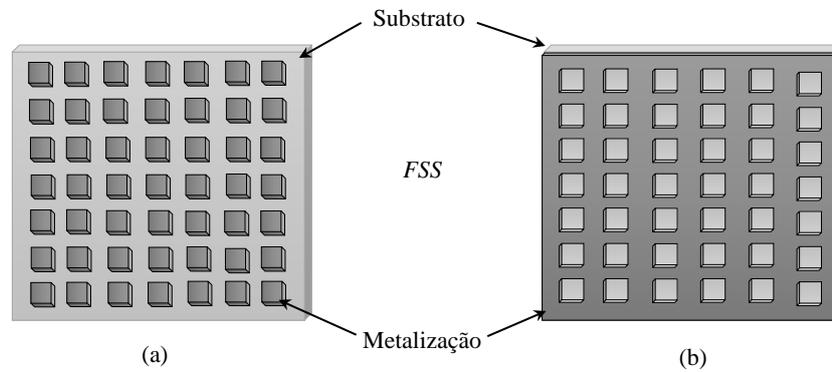
Em (PHAM et al., 2016), é projetada uma *transmitarrays* na Banda X com polarização linear, em que a largura de banda é investigada. A estrutura da TA consiste em três camadas condutoras impressas e dois substratos idênticos, com aplicação em comunicações *wireless*. Já em (ABDELRAHMAN et al., 2015) é apresentado um método para melhoria da largura de banda de *transmitarrays* através do controle da faixa de fase de transmissão e a otimização da distribuição de fase na abertura, utilizando como estrutura duas *transmitarrays* com quatro camadas.

Por fim, as superfícies seletivas de frequência (FSS), do inglês “*Frequency Selective Surface*”, são arranjos planos e periódicos de metalizações com formatos diversos ou aberturas em uma metalização sobre uma camada de material dielétrico, conforme ilustrado na Figura 8. Estas estruturas apresentam comportamento de filtragem eletromagnética,

podendo transmitir ou refletir ondas eletromagnéticas de acordo com a frequência desejada (ver Figura 9). Superfícies seletivas de frequência são aplicadas em muitos circuitos de comunicação sem fio (MITTRA; CHAN; CWIK, 1988) (MOREIRA, 2012). Fatores como o formato da metalização ou abertura, dimensão, escolha do dielétrico e espessura apresentam importante relevância na resposta em frequência, assim como a polarização da onda e o ângulo de incidência na FSS (FILHO, 2014). A partir da teoria de circuitos, as FSSs podem ser caracterizadas como indutivas ou capacitivas, de acordo com o comportamento apresentado quando uma onda incidente entra em contato com o dispositivo (SILVA, 2014).

Em (MITTRA; CHAN; CWIK, 1988), técnicas para análise de superfícies seletivas de frequência são investigadas. Dentre elas, a função diádica de Green é formulada e, posteriormente, o método dos momentos (MoM) é desenvolvido. Também em (MITTRA; CHAN; CWIK, 1988), a análise da técnica de matriz de espalhamento generalizada (GSMT) para múltiplas telas seletivas de frequência embutidas em uma ou mais camadas dielétricas é realizada. Em (WAN; ENCINAR, 1995) é apresentado o cálculo eficiente da matriz de espalhamento generalizada (GSMT) com solução a partir do método dos momentos (MoM) no domínio espectral.

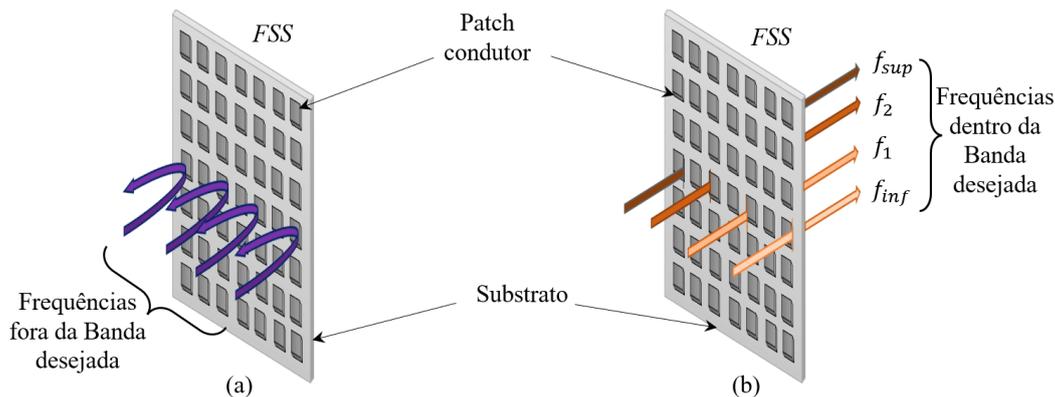
Figura 8 – Superfície seletiva de frequência. (a) Elemento do tipo em *patch* condutor; (b) Elemento do tipo em abertura.



Fonte:

Modificado de (MUNK, 2005).

Figura 9 – Superfície seletiva de frequência. (a) Refletindo; (b) Transmitindo.



Fonte:

Modificado de (ANWAR; MAO; NING, 2018).

No trabalho de (WANG et al., 2020), é proposto o projeto de uma FSS planar de banda dupla para operações em radares. Além disso, a análise através do método do circuito equivalente (ECM) é descrita. Uma superfície seletiva de frequência usando *patches* de microfita acopladas à abertura é apresentada por (POUS; POZAR, 1991), com aplicação no controle da seção transversal de radar (RCS) fora da banda da antena em um radome. Em (ZHAO; CHAN et al., 2016), é realizado o projeto e análise de uma superfície seletiva de frequência de alta seletividade em 60 GHz, utilizando ressonadores acoplados à abertura (ACRs).

2.2 MODELAGEM ELETROMAGNÉTICA DE ESTRUTURAS PLANAS

As equações de Maxwell estabelecidas para o domínio da frequência, em que o meio apresenta características como homogeneidade, linearidade, isotropia e a inexistência de fontes, são dadas por,

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H}, \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\varepsilon\mathbf{E}, \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad (2.3)$$

e

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0, \quad (2.4)$$

em que ω é a frequência angular, μ é a permeabilidade magnética, ε é a permissividade elétrica, e \mathbf{E} e \mathbf{H} são os vetores dos campos elétrico e magnético, respectivamente. Uma dependência harmônica $e^{j\omega t}$ é considerada, sendo t uma variável temporal.

Através de operações e manipulações matemáticas das equações (2.1) a (2.4) e assumindo-se $\mu_r = 1$, conforme desenvolve (DREHER, 1995), relações entre os campos elétrico e magnético são estabelecidas no domínio espacial. Tais relações podem ser descritas por meio de representações matriciais, dadas por

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \varepsilon_r k_0^2 \right) \begin{bmatrix} E_y \\ \eta_0 H_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial y \partial x} & -jk_0 \frac{\partial}{\partial z} \\ j\varepsilon_r k_0 \frac{\partial}{\partial z} & \frac{\partial^2}{\partial y \partial x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ \eta_0 H_x \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \varepsilon_r k_0^2 \right) \begin{bmatrix} E_z \\ \eta_0 H_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial z \partial x} & jk_0 \frac{\partial}{\partial y} \\ -j\varepsilon_r k_0 \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial^2}{\partial z \partial x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ \eta_0 H_x \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

e

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \varepsilon_r k_0^2 \right) \begin{bmatrix} E_x \\ -\eta_0 H_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} & -jk_0 \frac{\partial}{\partial z} \\ j\varepsilon_r k_0 \frac{\partial}{\partial z} & \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_y \\ -\eta_0 H_y \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

no qual $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ representa a impedância intrínseca do vácuo, ε_r é a permissividade relativa do meio de propagação e k_0 é a constante de propagação no vácuo.

2.3 CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS NO DOMÍNIO ESPECTRAL

Considerando que a estrutura analisada apresente variação do tipo de material ao longo do eixo z , espessuras constantes para cada material e dimensões infinitas ao longo de x e y , é conveniente trabalhar-se com as expressões no domínio espectral, o que facilita a aplicação das condições de contorno entre as camadas. Para isso, é necessário utilizar a transformada dupla de Fourier para as coordenadas x e y como

$$\tilde{\psi}(k_x, k_y, z) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(x, y, z) e^{-jk_x x} e^{-jk_y y} dx dy, \quad (2.8)$$

com inversa

$$\psi(x, y, z) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{\psi}(k_x, k_y, z) e^{jk_x x} e^{jk_y y} dk_x dk_y, \quad (2.9)$$

em que ψ pode representar qualquer componente de \mathbf{E} ou \mathbf{H} e $\tilde{\psi}$ as suas transformadas. As soluções assumidas são representadas por $e^{\pm j(k_x x + k_y y + k_z z)}$. Desta forma, as derivadas de primeira ordem no domínio espectral são descritas como $\frac{\partial}{\partial x} = \pm jk_x$ e $\frac{\partial}{\partial y} = \pm jk_y$, e têm a representação das derivadas de segunda ordem como $\frac{\partial^2}{\partial x^2} = -k_x^2$, $\frac{\partial^2}{\partial y^2} = -k_y^2$ e $\frac{\partial^2}{\partial x \partial y} = -k_x k_y$, removendo desta forma a dependência espacial em x e y .

Aplicando (2.8) em (2.5), (2.6) e (2.7), as relações entre os campos eletromagnéticos no domínio espectral são expressas por

$$(\varepsilon_r k_0^2 - k_x^2) \begin{bmatrix} \tilde{E}_y \\ \eta_0 \tilde{H}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_x k_y & -jk_0 \frac{\partial}{\partial z} \\ j\varepsilon_r k_0 \frac{\partial}{\partial z} & -k_x k_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \eta_0 \tilde{H}_x \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

$$(\varepsilon_r k_0^2 - k_y^2) \begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ -\eta_0 \tilde{H}_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_x k_y & -jk_0 \frac{\partial}{\partial z} \\ j\varepsilon_r k_0 \frac{\partial}{\partial z} & -k_x k_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{E}_y \\ -\eta_0 \tilde{H}_y \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

e

$$k_0 \frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} -\eta_0 \tilde{H}_x \\ \eta_0 \tilde{H}_y \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \varepsilon_r k_0^2 - k_x^2 & k_x k_y \\ k_x k_y & \varepsilon_r k_0^2 - k_y^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j\tilde{E}_y \\ j\tilde{E}_x \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$

A Eq. (2.12) pode ser reescrita na forma matricial por

$$k_0 \frac{\partial}{\partial z} \tilde{\mathbf{H}} = -\tilde{\mathbf{y}} \tilde{\mathbf{E}}, \quad (2.13)$$

em que

$$\tilde{\mathbf{H}} = \eta_0 \begin{bmatrix} -\tilde{H}_x \\ \tilde{H}_y \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{E}} = j \begin{bmatrix} \tilde{E}_y \\ \tilde{E}_x \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

e

$$\tilde{\mathbf{y}} = \begin{bmatrix} \varepsilon_r k_0^2 - k_x^2 & k_x k_y \\ k_x k_y & \varepsilon_r k_0^2 - k_y^2 \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Considerando que a estrutura planar seja composta por dielétricos sem perdas, então as condutividades dos materiais são zero ($\sigma = 0$) e a corrente de condução é nula. Assim, o uso do operador rotacional em (2.1), com auxílio de operações relacionadas ao cálculo vetorial e associando a (2.3), resulta na equação de onda vetorial do campo elétrico descrita por

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \varepsilon_r k_0^2 \mathbf{E} = \mathbf{0}. \quad (2.16)$$

De maneira análoga, realizando o mesmo procedimento, é obtida a equação de onda vetorial do campo magnético

$$\nabla^2 \mathbf{H} + \varepsilon_r k_0^2 \mathbf{H} = \mathbf{0}. \quad (2.17)$$

Tomando a equação de onda vetorial, e assumindo ψ_v como uma componente de \mathbf{E} ou \mathbf{H} , as equações de onda anteriores podem ser reescritas da seguinte forma

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + \varepsilon_r k_0^2 \right) \psi_v = 0, \text{ com } v = x, y \text{ ou } z. \quad (2.18)$$

Aplicando (2.8) à equação diferencial parcial dada por (2.18), obtém-se a equação diferencial ordinária dada por

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} - k_z^2 \right) \tilde{\psi}_v = 0, \text{ com } v = x \text{ ou } y, \quad (2.19)$$

sendo

$$k_z^2 = \beta^2 - \varepsilon_r k_0^2, \quad (2.20)$$

em que

$$\beta^2 = k_x^2 + k_y^2. \quad (2.21)$$

A partir dos passos anteriores, a solução para a equação diferencial ordinária é expressa como sendo

$$\tilde{\psi}_v = A e^{-k_z z} + B e^{k_z z}. \quad (2.22)$$

Para representar a propagação de uma onda eletromagnética, torna-se necessário que k_z seja um valor imaginário. As equações (2.19), (2.20) e (2.22) foram escritas desta forma para facilitar manipulações (SCHLOSSER, 2020), satisfazendo, assim, as condições de irradiação de Sommerfeld em um espaço aberto (SCHOT, 1992).

2.4 ANÁLISE DE CAMPOS ELETROMAGNÉTICOS EM INTERFACES ENTRE MEIOS DIELÉTRICOS

Considerando a relação dos campos eletromagnéticos obtidos no domínio espectral e a solução da equação de onda apresentada em (2.22), é possível representá-los em uma camada dielétrica, em que $\tilde{\psi}_{v_{i-1}}$ representa os campos estabelecidos na interface inferior e $\tilde{\psi}_{v_i}$ os campos estabelecidos na interface superior.

Tomando o diferencial dos campos nas interfaces inferior e superior, realizando a substituição de constantes, conforme desenvolve (SCHLOSSER, 2020), obtém-se a relação

$$k_0 \frac{\partial}{\partial z} \begin{bmatrix} \tilde{\psi}_{v_{i-1}} \\ \tilde{\psi}_{v_i} \end{bmatrix} = k_{z_i}^2 \bar{\Gamma}_i \begin{bmatrix} \tilde{\psi}_{v_{i-1}} \\ \tilde{\psi}_{v_i} \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

em que

$$\bar{\Gamma}_i = \begin{bmatrix} -\gamma_i & \alpha_i \\ -\alpha_i & \gamma_i \end{bmatrix}, \quad (2.24)$$

com

$$\alpha_i = \frac{k_0}{k_{z_i} \sinh(k_{z_i} d_i)} \quad (2.25)$$

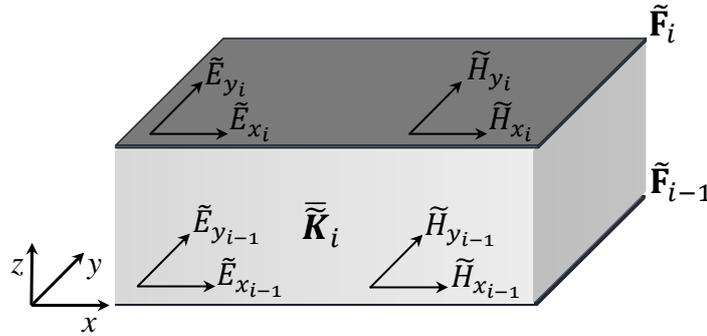
e

$$\gamma_i = \frac{k_0}{k_{z_i} \tanh(k_{z_i} d_i)}, \quad (2.26)$$

no qual α_i e γ_i são relações derivadas a partir das manipulações dos campos e que dependem da constante de propagação ao longo de z e da espessura do dielétrico i (d_i).

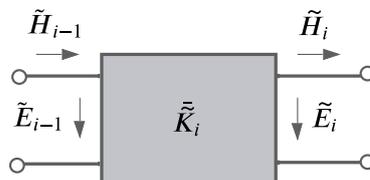
Relacionando as equações (2.12)-(2.15) com (2.23)-(2.26), são estabelecidas as componentes tangenciais dos campos eletromagnéticos nas interfaces superior e inferior, para uma camada arbitrária i . As componentes tangenciais nas interfaces da camada i , são descritas pela Eq. (2.27) e podem ser visualizadas conforme a Figura 10. Adicionalmente, o modelo circuitual equivalente encontra-se representado na Figura 11.

Figura 10 – Camada simples.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

Figura 11 – Modelo circuitual para uma camada simples.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

$$\tilde{\mathbf{F}}_i = \tilde{\tilde{K}}_i \tilde{\mathbf{F}}_{i-1}, \quad (2.27)$$

sendo

$$\tilde{\mathbf{F}}_i = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}_i \\ \tilde{\mathbf{H}}_i \end{bmatrix}, \quad (2.28)$$

$$\tilde{\mathbf{F}}_{i-1} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}_{i-1} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{i-1} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

e

$$\tilde{\tilde{K}}_i = \begin{bmatrix} \tilde{V}_i & -\tilde{Z}_i \\ -\tilde{Y}_i & \tilde{B}_i \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

em que $\tilde{\tilde{K}}_i$ é a matriz híbrida da camada i , composta por 4 submatrizes de dimensões 2x2, sendo elas descritas por

$$\tilde{V}_i = \tilde{B}_i = \begin{bmatrix} \cosh(k_{z_i} d_i) & 0 \\ 0 & \cosh(k_{z_i} d_i) \end{bmatrix}, \quad (2.31)$$

$$\tilde{Y}_i = \frac{1}{\alpha_i k_{z_i}^2} \begin{bmatrix} (\varepsilon_{r_i} k_0^2 - k_x^2) & k_x k_y \\ k_x k_y & (\varepsilon_{r_i} k_0^2 - k_y^2) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

e

$$\tilde{Z}_i = \frac{1}{\alpha_i \varepsilon_{r_i} k_{z_i}^2} \begin{bmatrix} (k_y^2 - \varepsilon_{r_i} k_0^2) & k_x k_y \\ k_x k_y & (k_x^2 - \varepsilon_{r_i} k_0^2) \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

A formulação apresentada pode ser expandida para uma estrutura composta por diversas camadas dielétricas. Assim, a relação entre os campos eletromagnéticos tangenciais nas interfaces inferior $\tilde{\mathbf{F}}_0$ e superior $\tilde{\mathbf{F}}_M$ de uma estrutura com M camadas empilhadas é dada por

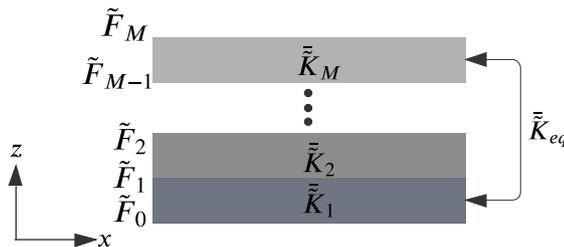
$$\tilde{\mathbf{F}}_M = \tilde{\tilde{K}}_M \dots \tilde{\tilde{K}}_2 \tilde{\tilde{K}}_1 \tilde{\mathbf{F}}_0 = \tilde{\tilde{K}}_{eq} \tilde{\mathbf{F}}_0, \quad (2.34)$$

em que

$$\tilde{\tilde{K}}_{eq} = \prod_{i=1}^M \tilde{\tilde{K}}_i, \quad (2.35)$$

sendo $\tilde{\tilde{K}}_{eq}$ a matriz híbrida equivalente da estrutura estratificada, conforme é ilustrado na Figura 12.

Figura 12 – Estrutura estratificada e matriz híbrida equivalente.



Fonte: Autoria própria.

Considerando que a interface inferior da estrutura esteja aberta, então os campos tangenciais devem desvanecer, conforme as condições de irradiação de Sommerfeld. Desta forma, a relação entre campos eletromagnéticos pode ser representada por uma admitância, descrita por

$$\tilde{\mathbf{H}}_0 = -\tilde{Y}_0 \tilde{\mathbf{E}}_0, \quad (2.36)$$

sendo

$$\tilde{Y}_0 = -\frac{1}{k_0 k_{z_0}} \tilde{y}_0, \quad (2.37)$$

em que aplica-se $i=0$ para representar a camada inferior aberta. De maneira análoga, para um caso em que a interface aberta seja a superior, aplica-se $i=n+1$. Desta forma, tem-se

$$\tilde{\mathbf{H}}_n = \tilde{Y}_{n+1} \tilde{\mathbf{E}}_n, \quad (2.38)$$

sendo

$$\tilde{Y}_{n+1} = -\frac{1}{k_0 k_{z_{n+1}}} \tilde{y}_{n+1}. \quad (2.39)$$

Assumindo que em uma interface m exista um material condutor perfeito, do inglês *Perfect Electric Conductor - PEC*, no qual a estrutura apresenta M_1 camadas de substratos abaixo da interface inferior e M_2 camadas acima deste material, têm-se as relações dos campos dada por

$$\tilde{\mathbf{F}}_m^- = \tilde{K}_b \tilde{\mathbf{F}}_0 \quad (2.40)$$

e

$$\tilde{\mathbf{F}}_n = \tilde{K}_a \tilde{\mathbf{F}}_m^+, \quad (2.41)$$

sendo

$$\tilde{K}_b = \prod_{i=1}^m \tilde{K}_i, \quad \text{com } m = M_1 \quad (2.42)$$

e

$$\tilde{K}_a = \prod_{i=m+1}^n \tilde{K}_i, \quad \text{com } n = M_2, \quad (2.43)$$

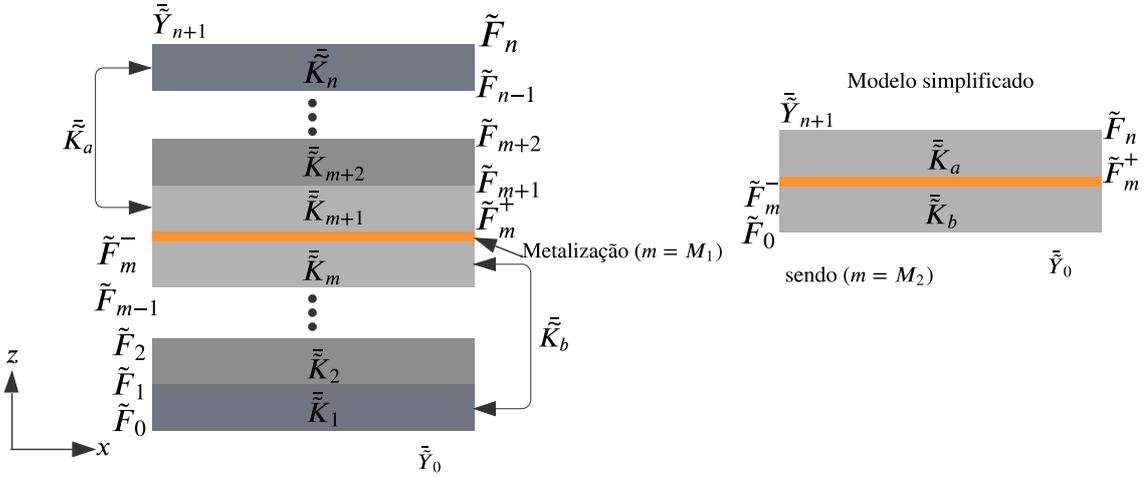
conforme ilustra a Figura 13.

Enfim, buscando a obtenção da função diádica de Green para uma estrutura plana estratificada, utilizou-se um modelo com múltiplas camadas de substratos com possibilidade de inserção de metalização nas extremidades inferior e superior, além de metalizações entre as camadas dielétricas.

A estrutura obtida assemelha-se com um dispositivo de duas portas, qual pode apresentar diferentes terminações nas portas. As terminações podem ser em circuito aberto e curto-circuito. Dada a forma do circuito de duas portas, as terminações das extremidades encontram-se em paralelo com o dispositivo. Desta forma, representam-se as terminações como admitâncias. De forma geral, a admitância vista a partir da metalização na direção da região inferior da estrutura é denotada por $\tilde{Y}^{(b)}$ e determinada através de

$$\tilde{Y}^{(b)} = \begin{cases} \tilde{B}_b \tilde{Z}_b^{-1}, & \text{interface com GND} \\ \left[\tilde{Y}_b + \tilde{B}_b \tilde{Y}_0 \right] \left[\tilde{V}_b + \tilde{Z}_b \tilde{Y}_0 \right]^{-1}, & \text{interface em aberto,} \end{cases} \quad (2.44)$$

Figura 13 – Meios estratificados separados por metalização e modelo simplificado.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

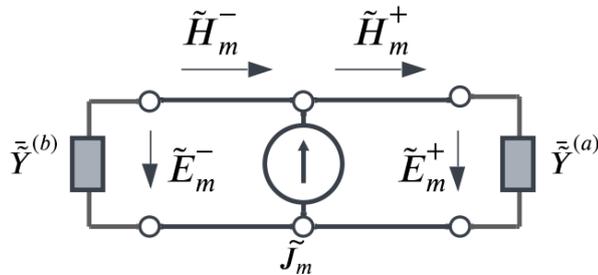
que corresponde à interface inferior com plano de terra ou com uma estrutura aberta, respectivamente.

De maneira análoga, a admitância vista a partir da metalização na direção da região superior da estrutura é denotada por $\tilde{Y}^{(a)}$ e determinada através de

$$\tilde{Y}^{(a)} = \begin{cases} \tilde{Z}_a^{-1} \tilde{V}_a, & \text{interface com GND} \\ [\tilde{Y}_{n+1} \tilde{Z}_a + \tilde{B}_a]^{-1} [\tilde{Y}_{n+1} \tilde{V}_a + \tilde{Y}_a], & \text{interface em aberto,} \end{cases} \quad (2.45)$$

que corresponde à interface superior com plano de terra ou com uma estrutura aberta, respectivamente, sendo as matrizes \tilde{Z}_a , \tilde{Z}_b , \tilde{V}_a , \tilde{V}_b , \tilde{B}_a , \tilde{B}_b , \tilde{Y}_a e \tilde{Y}_b , conforme a disposição destas submatrizes em (2.30), extraídas através da matriz equivalente descrita pelas equações (2.42) e (2.43). Ambas as admitâncias em paralelo podem ser visualizadas na Figura 14.

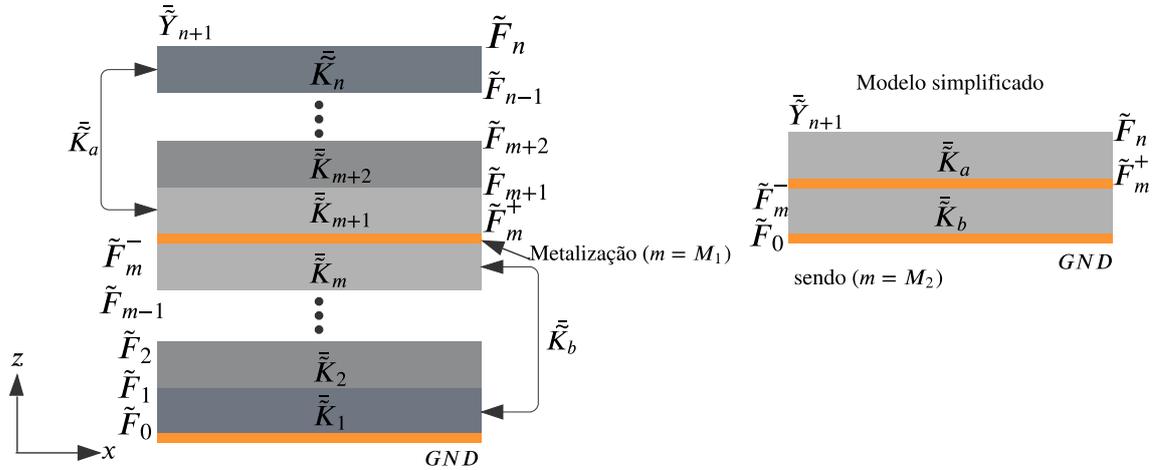
Figura 14 – Condições de contorno na metalização e as admitâncias vistas pela fonte.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

Adicionalmente, a partir da estrutura da Figura 13, é considerada a presença de um plano de terra na camada inferior, tomando a camada superior aberta, conforme esquemático apresentado na Figura 15.

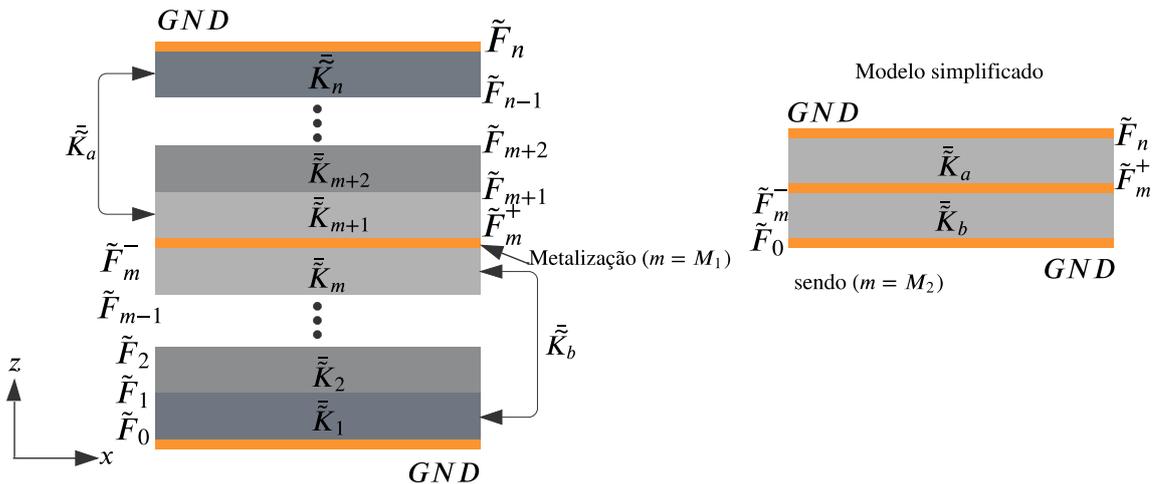
Figura 15 – Estrutura multicamadas e modelo simplificado.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

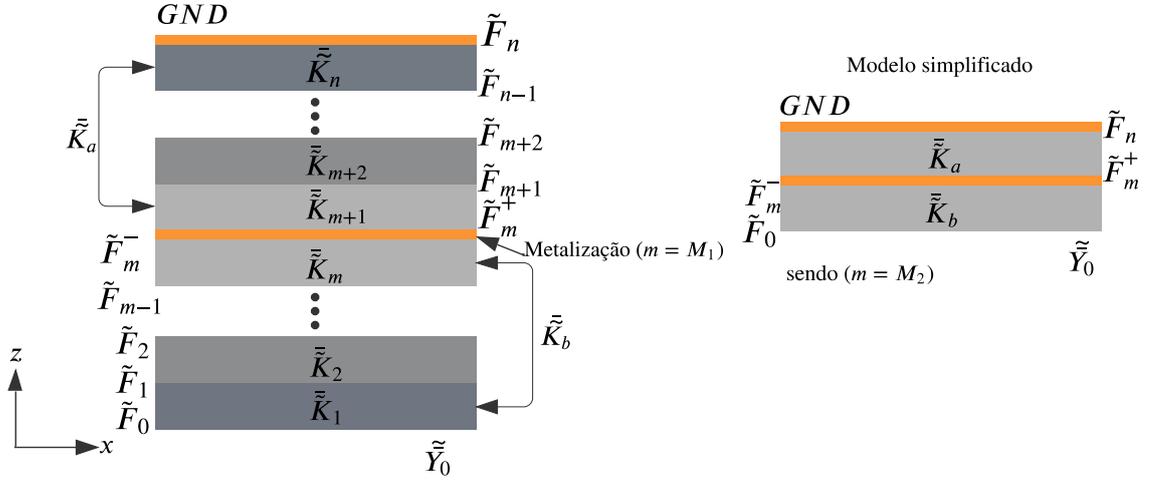
Outras duas combinações possíveis de estruturas multicamadas podem ser representadas, conforme a formulação apresentada, obtendo-se uma estrutura do tipo *stripline* e uma estrutura com o plano de terra na interface superior e região inferior aberta, conforme ilustradas nas Figuras 16 e 17, respectivamente.

Figura 16 – Estrutura de uma *stripline* multicamadas e modelo simplificado.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

Figura 17 – Estrutura multicamadas com plano de terra na interface superior e região inferior em aberto e modelo simplificado.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

Conforme as estruturas apresentadas a partir das formulações, possíveis combinações de modelos de circuitos equivalentes de duas portas, para estruturas dielétricas, com metalização e diferentes terminações, são expressos na Figura 18.

Relacionando (2.44) e (2.45), satisfazendo as condições de contorno e assumindo a existência de uma distribuição de corrente superficial na superfície metálica, em função da descontinuidade das componentes tangenciais do campo magnético na metalização, tem-se que a relação do campo elétrico no domínio espectral com a densidade de corrente elétrica superficial é dada por

$$\tilde{\mathbf{E}}_m = \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{J}}_m, \quad (2.46)$$

sendo

$$\tilde{\mathbf{G}} = [\tilde{\mathbf{Y}}^{(a)} + \tilde{\mathbf{Y}}^{(b)}]^{-1}, \quad (2.47)$$

que representa a função diádica de Green no domínio espectral e é determinada através do conhecimento das características físicas da estrutura estratificada, enquanto que os campos eletromagnéticos e a densidade de corrente elétrica superficial são desconhecidas.

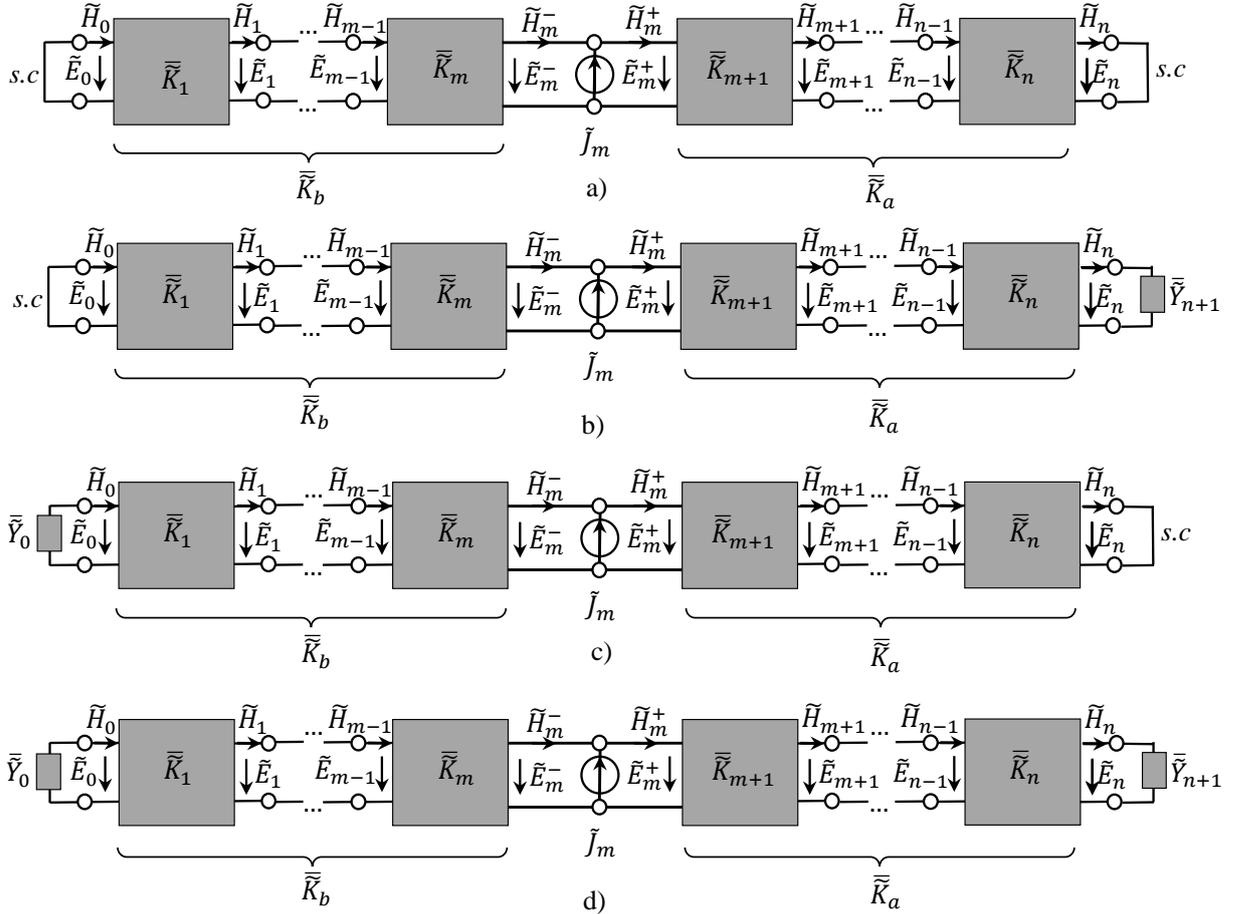
Expandindo (2.46), tem-se que

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_y \\ \tilde{E}_x \end{bmatrix} = j\eta_0 \tilde{\mathbf{G}} \begin{bmatrix} \tilde{J}_y \\ \tilde{J}_x \end{bmatrix}. \quad (2.48)$$

Assim a função \$\tilde{\mathbf{G}}\$ pode ser escrita na forma matricial como

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{yy} & \tilde{G}_{yx} \\ \tilde{G}_{xy} & \tilde{G}_{xx} \end{bmatrix}; \quad (2.49)$$

Figura 18 – Modelos circuitais equivalentes de estruturas formadas por camada(s) dielétrica(s), metalização e diferentes terminações (aberto ou com plano de terra). a) *Stripline*; b) Plano de terra na interface inferior e região superior aberta; c) Plano de terra na interface superior e região inferior aberta; d) Ambas as interfaces abertas.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

logo

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_y \\ \tilde{E}_x \end{bmatrix} = j\eta_0 \begin{bmatrix} \tilde{G}_{yy} & \tilde{G}_{yx} \\ \tilde{G}_{xy} & \tilde{G}_{xx} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_y \\ \tilde{J}_x \end{bmatrix}, \quad (2.50)$$

em que, para uma estrutura simples com camadas dielétricas apenas abaixo da metalização, ou seja, $\tilde{Y}^{(a)} = \tilde{Y}_{n+1}$, é descrita por

$$\tilde{G}_{yy} = \frac{D \left[D\tilde{Y}_{2,2}^{(a)} + \tilde{B}_{eq}^{2,2} \tilde{Z}_{eq}^{1,1} \right]}{T_\zeta} = \frac{g_{yy}}{T_\zeta}, \quad (2.51)$$

$$\tilde{G}_{yx} = \frac{D \left[\tilde{B}_{eq}^{1,1} \tilde{Z}_{eq}^{1,2} - D\tilde{Y}_{1,2}^{(a)} \right]}{T_\zeta} = \frac{g_{yx}}{T_\zeta}, \quad (2.52)$$

$$\tilde{G}_{xy} = \frac{D \left[\tilde{B}_{eq}^{2,2} \tilde{Z}_{eq}^{2,1} - D\tilde{Y}_{2,1}^{(a)} \right]}{T_\zeta} = \frac{g_{xy}}{T_\zeta} \quad (2.53)$$

e

$$\tilde{G}_{xx} = \frac{D \left[D\tilde{Y}_{1,1}^{(a)} + \tilde{B}_{eq}^{1,1} \tilde{Z}_{eq}^{2,2} \right]}{T_\zeta} = \frac{g_{xx}}{T_\zeta}, \quad (2.54)$$

sendo

$$D = \det(\tilde{Z}_{eq}) = \tilde{Z}_{eq}^{1,1} \tilde{Z}_{eq}^{2,2} - \tilde{Z}_{eq}^{1,2} \tilde{Z}_{eq}^{2,1} \quad (2.55)$$

e

$$T_\zeta = \begin{pmatrix} D\tilde{Y}_{2,2}^{(a)} + \tilde{B}_{eq}^{2,2} \tilde{Z}_{eq}^{1,1} \\ D\tilde{Y}_{1,1}^{(a)} + \tilde{B}_{eq}^{1,1} \tilde{Z}_{eq}^{2,2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} D\tilde{Y}_{1,1}^{(a)} + \tilde{B}_{eq}^{1,1} \tilde{Z}_{eq}^{2,2} \\ D\tilde{Y}_{1,2}^{(a)} - \tilde{B}_{eq}^{1,1} \tilde{Z}_{eq}^{1,2} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} D\tilde{Y}_{2,2}^{(a)} + \tilde{B}_{eq}^{2,2} \tilde{Z}_{eq}^{1,1} \\ D\tilde{Y}_{2,1}^{(a)} - \tilde{B}_{eq}^{2,2} \tilde{Z}_{eq}^{2,1} \end{pmatrix}, \quad (2.56)$$

em que $\psi_{i,j}$ e $\psi^{i,j}$ representam as posições na matriz 2x2, sendo $\psi_{i,j} = Y_{eq}^{(a)}$ e $\psi^{i,j} = Z_{eq}$ e B_{eq} , com $i = 1, 2$, e $j = 1, 2$.

Conforme é estabelecido, um modo de propagação na estrutura é obtido quando o termo T_ζ assume valor zero, ou quando $\det(\tilde{Y}^{(t)}) = 0$, no qual

$$\tilde{Y}^{(t)} = [\tilde{Y}^{(a)} + \tilde{Y}^{(b)}]. \quad (2.57)$$

A utilização de muitas camadas dielétricas pode dificultar a solução quando desenvolvida analiticamente. Desta forma, estes modos de propagação podem ser determinados através de técnicas numéricas de obtenção de raízes.

2.5 MÉTODO NUMÉRICO

Máquinas computacionais são dispositivos eletrônicos de alta performance e processamento. Estes dispositivos realizam amplas operações utilizando métodos numéricos, impulsionando ainda mais o mercado tecnológico para o desenvolvimento de computadores que realizem um grande número de iterações com o menor tempo de processamento (CHAPRA, 2013) e (MATHEWS; FINK, 2000). Os métodos numéricos podem ser definidos como técnicas que são formuladas com o intuito de resolver problemas matemáticos utilizando operações aritméticas e operações lógicas (RAMOS, 2010). Estas técnicas ganham espaço por realizarem um grande número de iterações para obtenção de determinada solução. Neste sentido, problemas relacionados ao Eletromagnetismo com grande dificuldade de resolução analítica utilizam estes métodos para encontrar uma possível solução (MATTEW; SADIKU, 2011).

2.5.1 MÉTODO DE NEWTON-RAPHSON

Desenvolvido por Isaac Newton e pelo matemático inglês Joseph Raphson, o método de Newton-Raphson, também conhecido como método das tangentes, é um método numérico eficiente para estimar raízes de uma função (AMARAL; SOUZA; CATALAN,

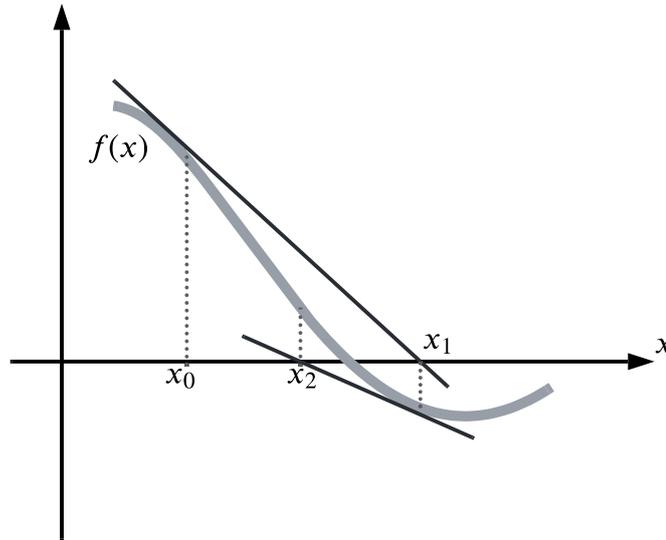
2015). Este método utiliza valores aproximados que se encontram ao redor de uma raiz, sendo $f(x) = 0$ para a raiz estimada (YPMA, 1995).

Considerando uma raiz estimada x_ξ , pode-se obter uma nova estimativa $x_{\xi+1}$ através da expressão (POZAR, 2011),

$$x_{\xi+1} \simeq x_\xi - \frac{f(x_\xi)}{f'(x_\xi)}, \quad (2.58)$$

sendo $f'(x_\xi)$ a derivada da função $f(x)$ em x_ξ . Este desenvolvimento pode ser derivado a partir da expansão da série de Taylor (MATTEW; SADIKU, 2011), ou simplesmente interpretado geometricamente utilizando o coeficiente angular da reta tangente de $f(x)$ em um dado x , conforme é representado na Figura 19.

Figura 19 – Método gráfico das tangentes de Newton-Raphson.



Fonte: Modificado de (POZAR, 2011).

A obtenção do método de Newton-Raphson através da série de Taylor é deduzida pela expansão da série para dois termos (YPMA, 1995), representado por

$$f(x_\xi + \Delta_{x_\xi}) = f(x_\xi) + \Delta_{x_\xi} f'(x_\xi) + \frac{\Delta_{x_\xi}^2}{2!} f''(x_\xi) + \frac{\Delta_{x_\xi}^3}{3!} f'''(x_\xi) + \dots + \frac{\Delta_{x_\xi}^n}{n!} f^{(n)}(x_\xi) \quad (2.59)$$

e

$$f(x_\xi - \Delta_{x_\xi}) = f(x_\xi) - \Delta_{x_\xi} f'(x_\xi) + \frac{\Delta_{x_\xi}^2}{2!} f''(x_\xi) - \frac{\Delta_{x_\xi}^3}{3!} f'''(x_\xi) + \dots + (-1)^n \frac{\Delta_{x_\xi}^n}{n!} f^{(n)}(x_\xi), \quad (2.60)$$

em que $\Delta_{x_\xi} = (x_{\xi+1} - x_\xi)$ é um ponto do intervalo entre x_ξ e $x_{\xi+1}$. Truncando a série na primeira derivada, obtém-se a aproximação

$$f(x_\xi + \Delta_{x_\xi}) \approx f(x_\xi) + f'(x_\xi)(x_{\xi+1} - x_\xi). \quad (2.61)$$

Assumindo que $f(x_\xi + \Delta x_\xi) = 0$ ao atravessar o eixo, obtém-se

$$0 = f(x_\xi) + f'(x_\xi)(x_{\xi+1} - x_\xi). \quad (2.62)$$

Logo, reorganizando (2.62), resulta em

$$x_{\xi+1} = x_\xi - \frac{f(x_\xi)}{f'(x_\xi)}. \quad (2.63)$$

Esta técnica é aplicada facilmente quando deseja-se obter raízes complexas, como, por exemplo, em que deseja-se encontrar constantes de propagação em linhas de transmissão (LT) e guias de onda (POZAR, 2011).

Há algumas funções, como a diádica de Green, que não apresentam uma expressão fechada. Sendo assim, as raízes de solução podem ser obtidas aplicando o método numérico de Newton-Raphson. Portanto, a derivada da função analisada deve ser aproximada, pois utiliza-se notação matricial, conforme apresentado em (2.56) e (2.57). Desta forma, três métodos de derivação são conhecidos, obtidos também através das relações de diferenças finitas da série de Taylor, sendo elas: *forward difference*, *backward difference* e *central difference* (MATTEW; SADIKU, 2011), descritas por

$$f'(x_\xi) = \frac{f(x_\xi + \Delta x_\xi) - f(x_\xi)}{\Delta x_\xi}, \quad (2.64)$$

$$f'(x_\xi) = \frac{f(x_\xi) - f(x_\xi - \Delta x_\xi)}{\Delta x_\xi} \quad (2.65)$$

e

$$f'(x_\xi) = \frac{f(x_\xi + \Delta x_\xi) - f(x_\xi - \Delta x_\xi)}{2\Delta x_\xi}, \quad (2.66)$$

respectivamente.

3 ANÁLISE DE ESTRUTURAS PLANAS COMPOSTAS DE LAMINADOS COMERCIAIS

Com base nas referências bibliográficas, propõe-se a análise de estruturas planas com modelagem no domínio espectral. Partindo da formulação da função diádica de Green pelo método do circuito equivalente, modos de propagação são determinados para diferentes tipos de laminados utilizados em micro-ondas. Para isso, o método numérico de Newton-Raphson é implementado e aplicado na obtenção das raízes das equações transcendentais. A técnica é implementada em MatLab[®]. A validação do código é dada a partir da comparação com a literatura clássica. Também, são realizadas análises de discretização da camada dielétrica, caracterização de laminados comerciais através da técnica numérica e a investigação de estruturas multicamada com material de alta permissividade.

3.1 DIÁDICA DE GREEN NO DOMÍNIO ESPECTRAL

Nesta seção é apresentada a função diádica de Green, no domínio espectral, estabelecida e implementada neste trabalho. A diádica foi formulada conforme as especificações de (SCHLOSSER, 2020), através do método do circuito equivalente. Vale salientar que a diádica é determinada a partir das características físicas do dielétrico, como a permissividade relativa do meio e a espessura da camada dielétrica.

Com o equacionamento derivado das referências e garantindo que sejam satisfeitas todas as condições de contorno na estrutura planar, implementou-se a diádica de Green em MatLab[®], para que o problema seja abordado de forma abrangente para diferentes comprimentos de ondas. Para que as soluções da equação de onda fossem obtidas com maior facilidade, considerou-se utilizar as equações dos campos eletromagnéticos no domínio espectral, pois suas derivações são fechadas, partindo de uma equação diferencial parcial para uma equação diferencial ordinária, facilitando a solução do problema.

Nesta formulação considera-se que as dimensões em x e y são infinitas para o dielétrico e plano de terra. Por simplicidade, considerou-se uma camada dielétrica sem perdas e campo eletromagnético sem variação em x , ou seja, $k_x = 0$.

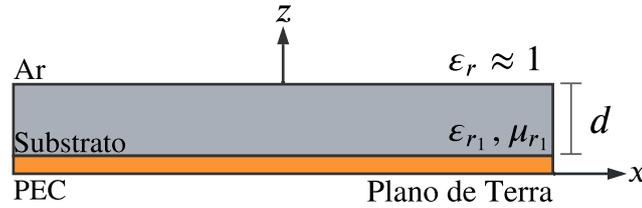
Para determinação dos modos propagantes na estrutura, considera-se um meio sem a presença de fontes. Logo, soluções válidas são obtidas quando o determinante de $\tilde{Y}^{(t)}$ é zero, ou seja, $\det(\tilde{Y}^{(t)}) = 0$, ou quando $T_\zeta = 0$ (ver equações (2.47) e (2.56), respectivamente).

Através da comparação dos resultados obtidos numericamente e das soluções desenvolvidas através das equações transcendentais descritas por (POZAR, 2011), buscou-se comparar os modos de propagação e, conseqüentemente, validar a formulação e implementação da diádica de Green.

3.1.1 OBTENÇÃO DOS MODOS EM ESTRUTURAS DO TIPO SLAB A PARTIR DO MÉTODO DE NEWTON-RAPHSON E VALIDAÇÃO DA DIÁDICA DE GREEN

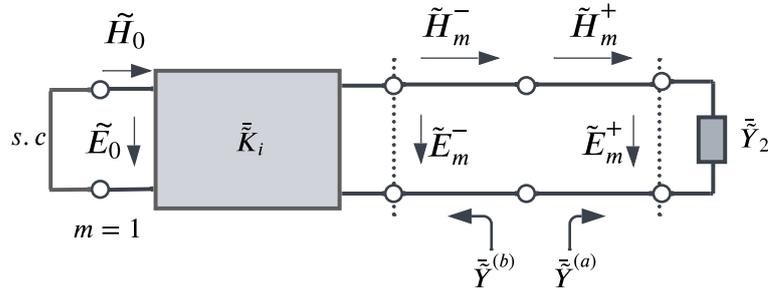
Nesta seção é apresentada a primeira estrutura estudada neste trabalho. O primeiro modelo planar trata-se de um *slab* dielétrico aterrado, conforme estrutura representada na Figura 20 e seu modelo equivalente circuitual representado na Figura 21.

Figura 20 – Estrutura planar do tipo *slab*.



Fonte: Modificado de (POZAR, 2011).

Figura 21 – Modelo circuitual.



Fonte: Modificado de (SCHLOSSER, 2020).

O *slab* é uma estrutura simples que contém apenas um plano de terra na interface inferior do substrato dielétrico. Devido ao plano de terra presente na interface inferior do substrato, a admitância $\tilde{Y}^{(b)}$, vista abaixo da interface substrato-ar, torna-se igual $\tilde{B}_b \tilde{Z}_b^{-1}$, conforme formulado e apresentado em (2.44). Em razão de a interface superior apresentar terminação em aberto, tem-se que admitância $\tilde{Y}^{(a)}$, vista acima da interface substrato-ar, torna-se \tilde{Y}_{n+1} . Assim, assume-se que $\varepsilon_r = \varepsilon_{r_{n+1}} \approx 1$ e que a raiz deve ser negativa para respeitar a condição de irradiação de Sommerfeld, dada por

$$k_{z_{n+1}} = -\sqrt{k_x^2 + k_y^2 - \varepsilon_{r_{n+1}} k_0^2}, \quad (3.1)$$

enquanto que para a raiz no interior da camada dielétrica tem-se

$$k_{z_b} = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 - \varepsilon_{r_b} k_0^2}, \quad (3.2)$$

em que $\varepsilon_{r_b} = \varepsilon_{r_1}$. A partir da consideração de $k_x = 0$, reescrevem-se (3.1) e (3.2) como sendo

$$k_{z_{n+1}} = -\sqrt{k_y^2 - \varepsilon_{r_{n+1}} k_0^2}, \quad (3.3)$$

e

$$k_{z_b} = \sqrt{k_y^2 - \varepsilon_{r_b} k_0^2}. \quad (3.4)$$

A fim de obter os modos de propagação da estrutura do tipo *slab*, utilizou-se o método de obtenção de raízes de Newton-Raphson, descrita por (2.63). Desta forma, tem-se

$$\beta_{\xi+1} = \beta_{\xi} - \frac{f(\beta_{\xi})}{f'(\beta_{\xi})}, \quad (3.5)$$

em que

$$\beta_{\xi}^2 = k_{x_{\xi}}^2 + k_{y_{\xi}}^2, \quad (3.6)$$

ou seja,

$$\beta_{\xi} = k_{y_{\xi}}, \quad (3.7)$$

no qual $f(\beta_{\xi})$ corresponde à função descrita pelo determinante de $\bar{Y}^{(t)}$ e $f'(\beta_{\xi})$ a derivada da função $f(\beta_{\xi})$, sendo β_{ξ} a aproximação inicial do método e $\beta_{\xi+1}$ um ponto na proximidade.

Levando em consideração que a formulação para a diádica de Green apresentada faz uso de operações matriciais e, logo não apresenta expressão analítica que represente o comportamento da função, a aplicação de derivação numérica é necessária. Desta forma, partindo da série de Taylor descrita por (2.59), optou-se pela utilização da derivada *forward difference*, descrita por (3.8), logo, tem-se

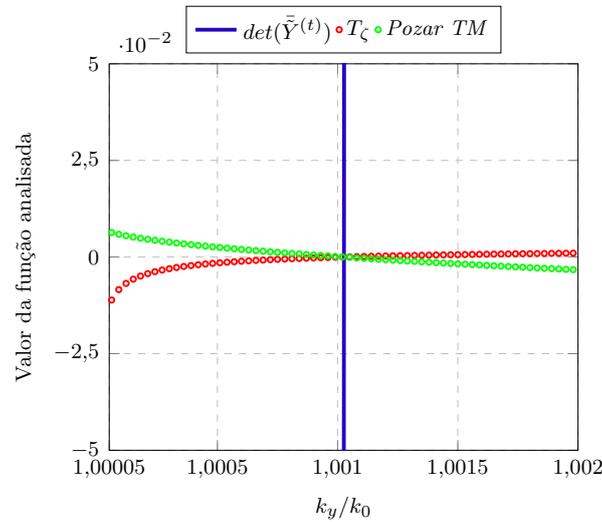
$$f'(\beta_{\xi}) = \frac{f(\beta_{\xi} + \Delta\beta_{\xi}) - f(\beta_{\xi})}{\Delta\beta_{\xi}}, \quad (3.8)$$

em que $\Delta\beta_{\xi} = (\beta_{\xi+1} - \beta_{\xi})$. O método apresenta rápida convergência e simples implementação, porém necessita de um valor inicial preciso para garantir a convergência. Neste trabalho utilizou-se $\Delta\beta_{\xi} = 1.10^{-14}$.

Para que se possa estimar visualmente o modo propagante na estrutura, varia-se a constante de propagação k_y dentro da faixa $[k_0, \sqrt{\varepsilon_{r_1}} k_0]$ e, desta forma, aplica-se o método de Newton-Raphson para determinar precisamente a raiz que satisfaz a condição $\det(\bar{Y}^{(t)}) = 0$.

A partir da utilização das características físicas de um substrato RT/Duroid 5870, com espessura $d = 1,575$ mm e $\varepsilon_r = 2,33$, aplicadas na função diádica de Green implementada, obtêm-se as curvas expostas na Figura 22. Observa-se que o determinante de $\bar{Y}^{(t)}$ e o termo T_{ζ} assumem o valor zero na mesma posição, juntamente com o modo que se propaga, deduzido pelas equações transcendentais descritas por (POZAR, 2011), sendo este o modo TM_0 .

Figura 22 – Comportamento das equações características para diferentes valores de k_y (substrato RT/Duroid 5870 - espessura 1,575 mm).



Fonte: Autoria própria.

Tabela 1 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE (Substrato RT/Duroid 5870).

d (mm)	TM ₀	TE ₁
1,575	1,001 k_0	-

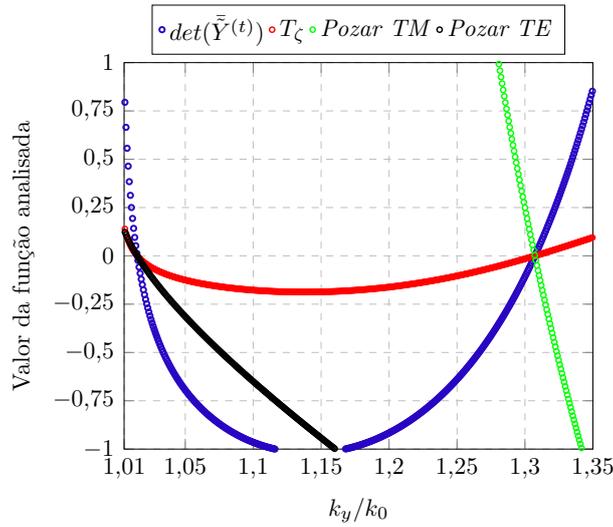
Comparando ambas as curvas apresentadas, a curva de T_ζ assume valores baixos, dificultando a visualização do seu comportamento. Vale salientar que todas as curvas apresentam a mesma solução para $k_y = 1,001 k_0$ e que o modo TE não se propaga para esta espessura.

Algumas das características de operação de dispositivos aplicados em altas frequências são associadas à escolha do substrato dielétrico. Fatores como espessura, dimensão e constante dielétrica podem apresentar diferentes comportamentos quando são alterados.

A Figura 23 trata-se de uma representação teórica do mesmo substrato RT/Duroid 5870, com uma espessura $d = 30$ mm, a fim de demonstrar que maior é o número de modos que se estabelece na estrutura quando ocorre o aumento da espessura do dielétrico. Esta característica também é válida caso a permissividade do material dielétrico seja maior para a mesma dimensão física. Conforme é visto na Figura 23, ocorre o surgimento de um modo TE. Este valor de espessura não é comercializado pela empresa, porém pode ser construída a partir da utilização de várias camadas empilhadas.

Vale ressaltar que nesta estrutura o modo fundamental TM₀ se estabelece independente da espessura do material. Outro ponto a ser observado, é do fato de o determinante de $\bar{Y}^{(t)}$ e de o termo T_ζ apresentarem os modos TE e TM combinados na mesma curva, enquanto que (POZAR, 2011) apresenta duas equações características (uma para cada modo).

Figura 23 – Comportamento das equações características para diferentes valores de k_y (substrato RT/Duroid 5870 - espessura 30 mm).



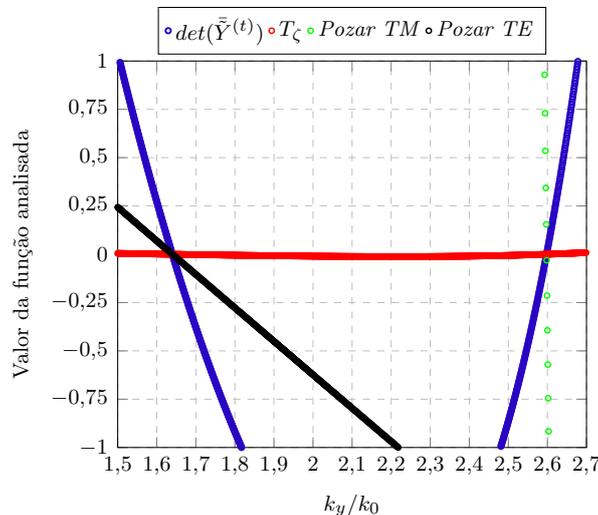
Fonte: Autoria própria.

Tabela 2 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE (substrato RT/Duroid - espessura 30 mm).

d (mm)	TM ₀	TE ₁
30	1,3072 k_0	1,0146 k_0

A Figura 24 demonstra o comportamento de $det(\tilde{Y}(t))$ para diferentes valores de k_y quando o laminado TMM13i, com constante dielétrica igual a 12,2 e espessura igual a 12,7 mm, é analisado. Nesta estrutura, dois modos podem existir, sendo eles os modos TM₀ e TE₁.

Figura 24 – Comportamento das equações características para diferentes valores de k_y (substrato TMM13i - espessura 12,7 mm).



Fonte: Autoria própria.

Tabela 3 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE (substrato TMM13i - espessura 12,7 mm).

d (mm)	TM ₀	TE ₁
12,7	2,5978 k_0	1,6398 k_0

Com o procedimento realizado e comparando os resultados obtidos com os resultados da literatura (POZAR, 2011), fica validada a diádica de Green a ser empregada neste trabalho.

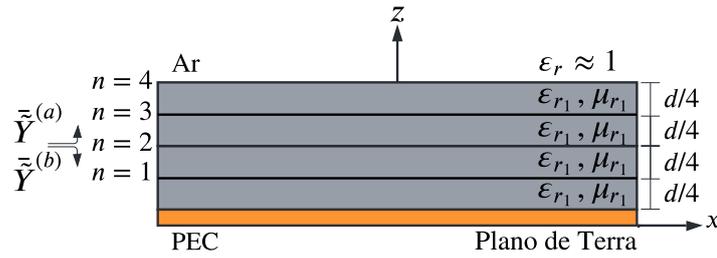
3.2 DISCRETIZAÇÃO DE UMA CAMADA DIELÉTRICA

A camada dielétrica de dispositivos aplicados em altas frequências possui alta relevância nas características operacionais do dispositivo. Desta forma, seus efeitos devem ser considerados rigorosamente na modelagem e análise eletromagnética da estrutura resultante. Normalmente, faz-se uso de métodos numéricos na análise de estruturas com múltiplas camadas dielétricas em dispositivos de RF. O método numérico escolhido para realizar a análise pode apresentar algumas divergências, devido aos parâmetros empregados no algoritmo. Em (SOUSA, 2003), realiza-se a análise rigorosa utilizando o formalismo de onda completa de antenas de microfita sobre substratos dielétricos em rampa. O problema aborda a discretização da estrutura em seções uniformes, buscando investigar o efeito da variação linear da espessura do substrato na propagação. Já em (SILVEIRA, 2013), utiliza-se o método do Casamento discreto de Modos, buscando analisar o comportamento eletromagnético de estruturas passivas de microfita, em que o problema utiliza a discretização de uma estrutura com múltiplas camadas dielétricas.

Para a análise estudada neste trabalho, o método de Newton-Raphson pode apresentar algumas divergências dependendo da escolha do ponto de aproximação inicial aplicado no algoritmo. Para contornar este problema, uma alternativa consiste em alterar o ponto de aproximação inicial. Buscando outra alternativa, foi proposto realizar a discretização da camada simples de dielétrico. A estrutura da Figura 20 foi discretizada em quatro subcamadas fictícias, em que cada subcamada contém a permissividade relativa (ε_{r1}) de 2,33 e 1/4 da espessura da camada original, sendo $d = 1,575$ mm, resultando na estrutura equivalente ilustrada na Figura 25. Dessa forma, o comportamento da função torna-se diferente a partir da interface selecionada no cálculo, o que facilita a convergência do método. A seleção da camada de referência é dada através da escolha das matrizes equivalentes \tilde{K}_a e \tilde{K}_b vistas pelas admitâncias $\tilde{Y}^{(a)}$ e $\tilde{Y}^{(b)}$. Na Figura 26 é apresentado o comportamento do $\det(\tilde{Y}^{(t)})$ (ver eq. 2.57), que baseia-se nas admitâncias $\tilde{Y}^{(a)}$ e $\tilde{Y}^{(b)}$ calculadas a partir de diferentes interfaces virtuais ($n = 1, 2, 3$ ou 4).

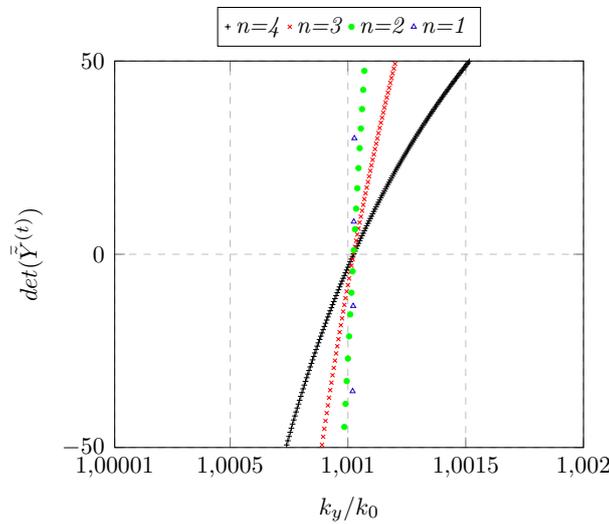
Na Figura 27 é apresentado o resultado para a análise de uma estrutura semelhante à ilustrada na Figura 26, porém para o laminado TMM13i, com ε_{r1} 12,2 e espessura 12,7 mm.

Figura 25 – Estrutura discretizada e avaliada na interface virtual $n = 2$.



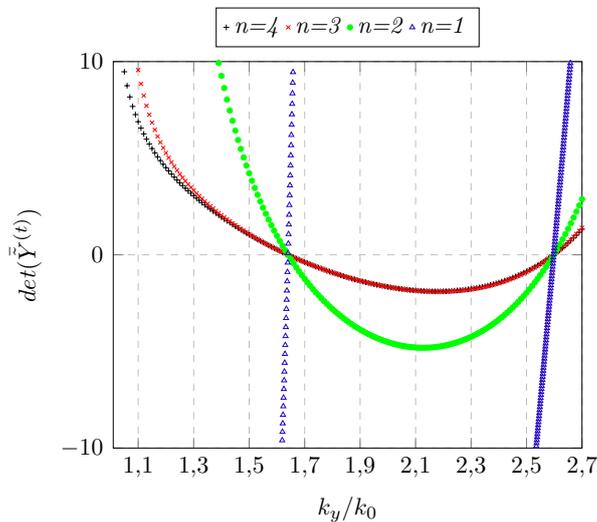
Fonte: Autoria própria.

Figura 26 – Comportamento do $\det(\tilde{Y}^{(t)})$ a partir da variação da interface analisada (substrato RT/Duroid 5870 - espessura $d = 1,575$ mm).



Fonte: Autoria própria.

Figura 27 – Comportamento do $\det(\tilde{Y}^{(t)})$ a partir da variação da interface analisada (substrato TMM13i - espessura 12,7 mm).



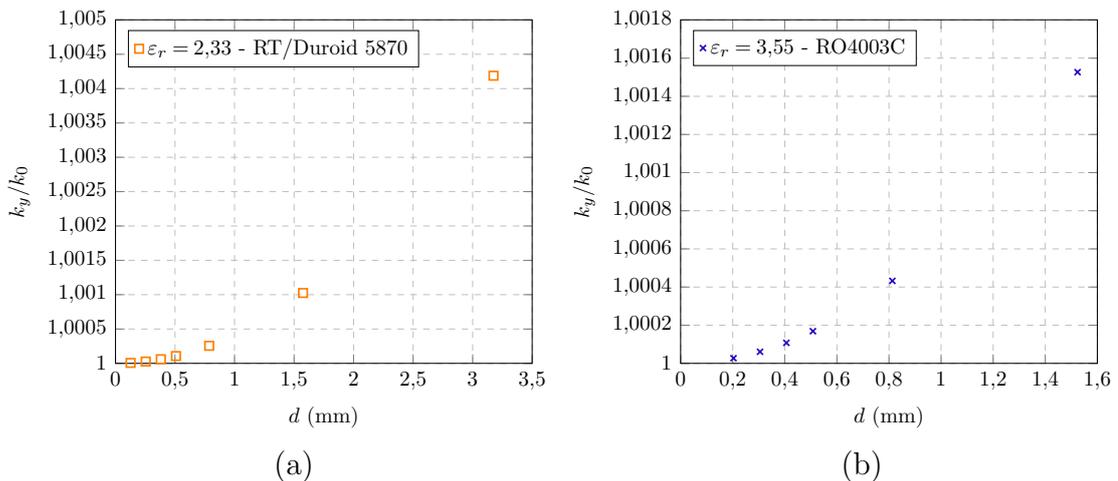
Fonte: Autoria própria.

3.3 CARACTERIZAÇÃO DE SUBSTRATOS COMERCIAIS

Nesta seção serão apresentadas análises e caracterizações de substratos dielétricos para diferentes valores de espessura disponibilizados comercialmente, a fim de especificá-los em suas aplicações, observando apenas a propagação do modo fundamental TM_0 .

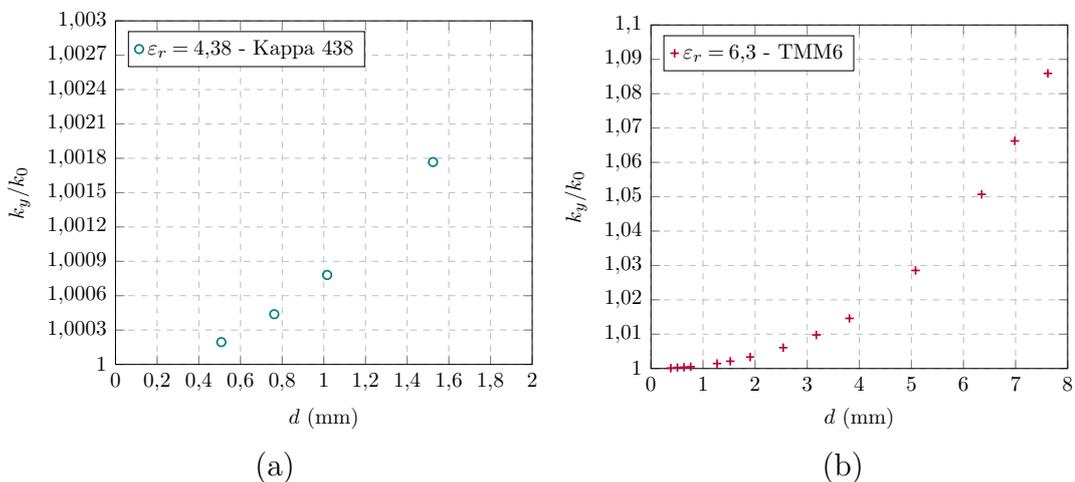
Sete substratos com diferentes valores de ϵ_r foram analisados, dos quais seis são laminados da *Rogers Corporation*, conhecidos como RT/Duroid 5870, RO4003C, Kappa 438, TMM6, TMM10i, TMM13i e um laminado *Taconic*, conhecido como Cer 10. Utilizando a formulação da função de diádica de Green e do método de Newton-Raphson implementados neste trabalho, estruturas do tipo *slab* foram analisadas. Nas Figuras 28, 29, 30 e 31 são apresentadas as constantes de propagação (k_y) para as diferentes espessuras comercializadas.

Figura 28 – Modos de propagação para diferentes espessuras do dielétrico. (a) $\epsilon_r = 2,33$; (b) $\epsilon_r = 3,55$.



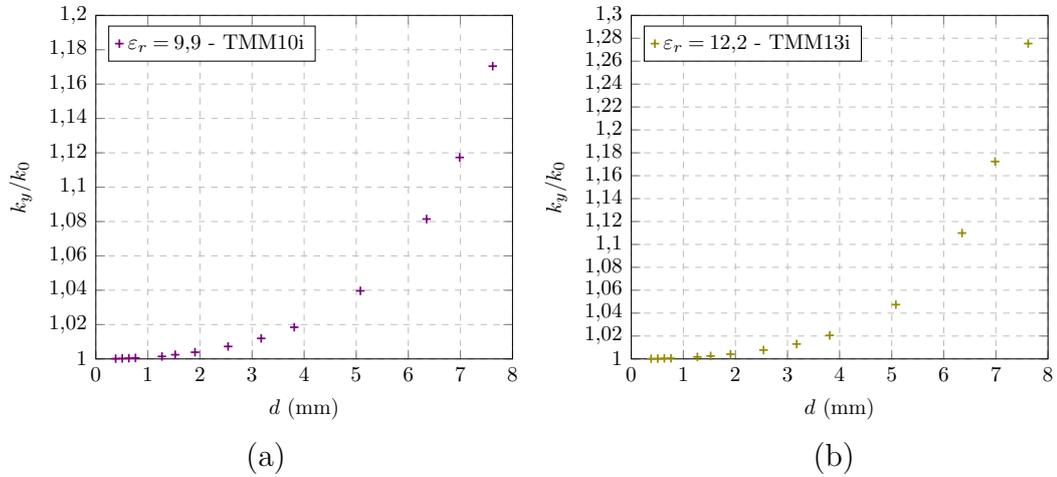
Fonte: Autoria própria.

Figura 29 – Modos de propagação para diferentes espessuras do dielétrico. (a) $\epsilon_r = 4,38$; (b) $\epsilon_r = 6,3$.



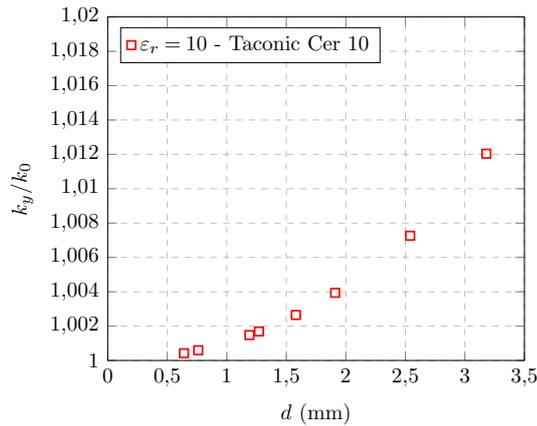
Fonte: Autoria própria.

Figura 30 – Modos de propagação para diferentes espessuras do dielétrico. (a) $\epsilon_r = 9,99$; (b) $\epsilon_r = 12,2$.



Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – Modos de propagação para diferentes espessuras do dielétrico, $\epsilon_r = 10$.



Fonte: Autoria própria.

Conforme ocorre o acréscimo na espessura do substrato, percebe-se que a constante de propagação tem seu valor aumentado. Os gráficos apresentam um comportamento característico para todos os laminados estudados.

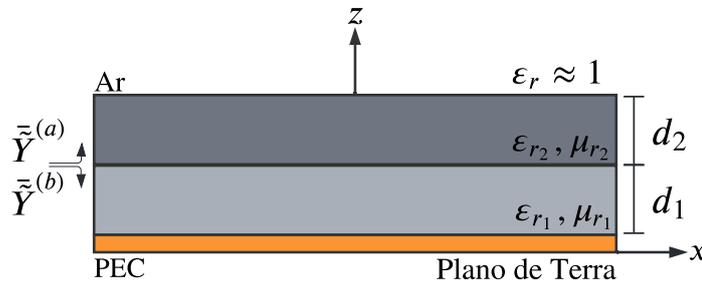
3.4 INSERÇÃO DE SUPERSTRATO COM ALTA PERMISSIVIDADE

Em determinadas formas de alimentação de uma antena, como, por exemplo, em alimentação por acoplamento, é apropriado utilizar duas camadas dielétricas na fabricação da antena (GARG et al., 2001). Conforme a aplicação de algumas antenas, uma camada dielétrica adicional é empregada, a fim de proteger a antena contra os efeitos causados pela exposição às condições climáticas severas (BAHL; BHARTIA; STUCHLY, 1982). Os efeitos de uma camada dielétrica adicional devem ser levados em consideração na frequência de ressonância da antena. Em (SVACINA, 1992b), a análise de uma linha de microfita

multicamada é apresenta. Já em (ZHONG; LIU; QASIM, 1994) uma expressão fechada é desenvolvida para o cálculo da frequência de ressonância de um *patch* retangular multicamada. Existem estudos que realizam a inserção de um material com alta permissividade acima da camada do substrato dielétrico, a fim de analisar os efeitos nas características operacionais do dispositivo, como é realizado em (ALEXOPOULOS; JACKSON, 1984). Estes laminados dielétricos de alta permissividade são denominados como superstratos. A partir destes estudos, projetos como o de (VETTIKALLADI; LAFOND; HIMDI, 2009) e (AL-ALEM; KISHK, 2020) puderam ser desenvolvidos. Uma antena com superstrato de alta eficiência e alto ganho para uma frequência de 60 GHz para comunicações *indoor* é desenvolvida por (VETTIKALLADI; LAFOND; HIMDI, 2009). Em (AL-ALEM; KISHK, 2020) é utilizada uma camada de superstrato para projetar um arranjo de antenas de baixo custo e alto ganho para aplicações em 5G. No estudo desenvolvido por (HORSFIELD; BALL, 2000), a análise das ondas de superfícies em uma estrutura do tipo *slab* coberta por um superstrato é realizada.

Buscando analisar os modos de uma estrutura do tipo *slab*, nesta Seção considerou-se a adição de um material de alta permissividade acima da estrutura da Figura 20, resultando na configuração contida na Figura 32.

Figura 32 – Estrutura plana composta por duas camadas dielétricas.



Fonte: Autoria própria.

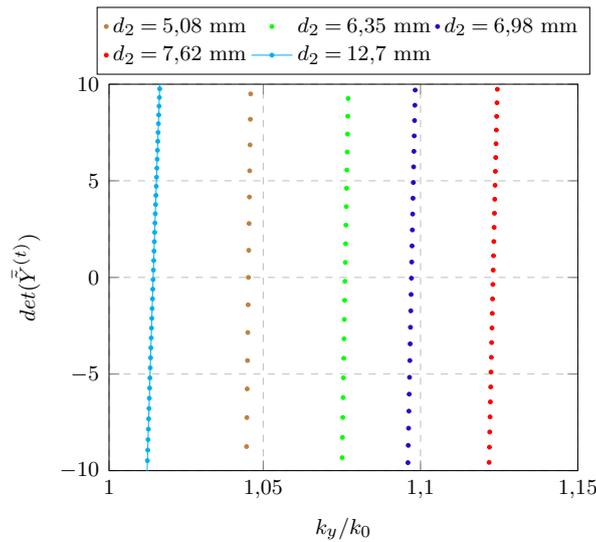
Sabendo-se que o modo TM_0 se estabelece independentemente da espessura do substrato na estrutura simples, a camada com espessura d_1 foi fixada, enquanto a camada com espessura d_2 teve sua espessura variada. O intuito é observar os efeitos causados nos modos presentes. A análise foi dividida em dois casos, sendo o primeiro com $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$ e o segundo com $\epsilon_{r1} > \epsilon_{r2}$. Laminados comerciais já analisados neste trabalho permanecem sendo utilizados nas análises.

3.4.1 CASO 1: $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$

Neste caso investigado, assume-se $\epsilon_{r1} < \epsilon_{r2}$ e que a camada de maior permissividade seja considerada o superstrato. Os laminados dielétricos RT/Duroid 5870, TMM6 e TMM13i foram selecionados no estudo. A Figura 33 apresenta o comportamento de $\det(\tilde{Y}^{(t)})$ em função da constante de propagação normalizada, sendo TM_0 o modo fundamental. A

estrutura em questão apresenta o laminado RT/Duroid 5870, de espessura $d_1 = 1,575$ mm e $\varepsilon_{r1} = 2,33$, como substrato inferior, e o laminado TMM6, de espessura d_2 variável e $\varepsilon_{r2} = 6,3$, como o substrato superior. As espessuras consideradas nas variações da análise correspondem às espessuras comercializadas pela fabricante. A Tabela 4 apresenta os valores de k_y para os modos TM e TE obtidos através do método de Newton-Raphson.

Figura 33 – Comportamento do $\det(\tilde{Y}^{(t)})$ a partir da variação da espessura d_2 do substrato TMM6.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE para a variação da espessura d_2 do substrato TMM6.

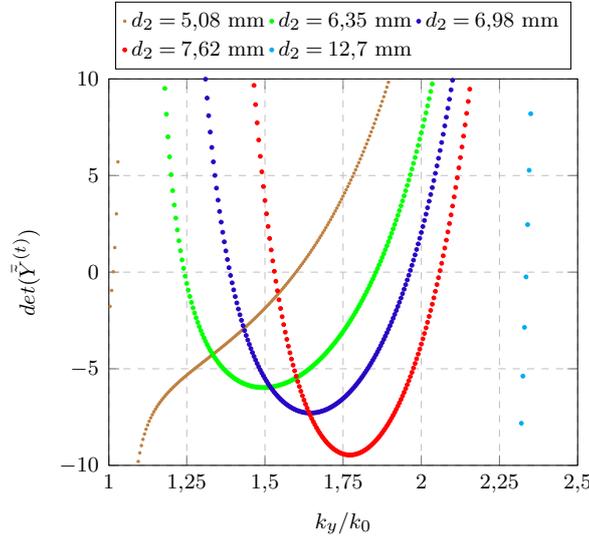
d_2 (mm)	TM ₀	TE ₁
5,08	1,0453 k_0	-
6,35	1,0760 k_0	-
6,98	1,0969 k_0	-
7,62	1,1224 k_0	-
12,7	-	1,0150 k_0

O incremento da espessura da camada de maior permissividade acarreta no deslocamento da constante de propagação k_y . O aumento da espessura do superstrato encontra um limite no qual o modo fundamental deixa de se propagar e dá origem apenas ao modo de propagação TE₁, como mostra a variação para uma espessura igual a $d_2 = 12,7$ mm. Vale salientar que o modo TM₀ é estabelecido na estrutura estratificada apenas enquanto a constante de propagação é menor ou igual a $\sqrt{\varepsilon_{r1}}k_0$.

Posteriormente, a mesma análise foi realizada com outro laminado. Na Figura 34 utilizou-se o laminado TMM6 como substrato inferior, com espessura fixa $d_1 = 5,08$ mm e $\varepsilon_{r1} = 6,3$, e utilizou-se o laminado TMM13i, com espessura d_2 variável e $\varepsilon_{r2} = 12,2$, como

substrato superior. A Tabela 5 apresenta os valores das constantes de propagação para os modos analisados.

Figura 34 – Comportamento do $\det(\bar{Y}^{\tilde{t}})$ a partir da variação da espessura d_2 do superstrato TMM13i.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 5 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE para a variação da espessura d_2 do superstrato TMM13i.

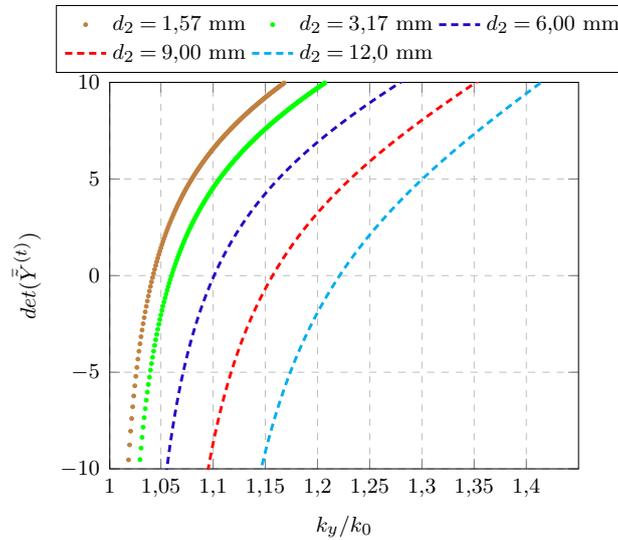
d_2 (mm)	TM_0	TE_1
5,08	$1,5993 k_0$	$1,0149 k_0$
6,35	$1,8549 k_0$	$1,2423 k_0$
6,98	$1,9631 k_0$	$1,3878 k_0$
7,62	$2,0589 k_0$	$1,5304 k_0$
12,7	-	$2,3354 k_0$

Nesta investigação, os modos TM_0 e TE_1 se propagam para as espessuras analisadas. Porém, novamente o modo fundamental deixa de propagar-se para uma dada espessura do superstrato, sendo esta espessura igual a $d_2 = 12,7$ mm, permanecendo, assim, apenas o modo TE_1 , em que percebe-se que todas as soluções são inferiores a $\sqrt{\epsilon_{r_1}} k_0$.

3.4.2 CASO 2: $\epsilon_{r_1} > \epsilon_{r_2}$

Nesta análise, os laminados RT/Duroid 5870, TMM6i e TMM13i foram novamente avaliados. De maneira semelhante ao caso 1, utilizaram-se materiais de baixa e alta permissividade relativa, considerando estrutura representada na Fig. 32. A Figura 35 apresenta resultados para uma estrutura com o laminado TMM6, de espessura $d_1 = 5,08$ mm e $\epsilon_{r_1} = 6,3$, e o substrato RT/Duroid 5870, de espessura d_2 variável e $\epsilon_{r_2} = 2,33$. A Tabela 6 apresenta os valores de constantes de propagação obtidos.

Figura 35 – Comportamento do $\det(\tilde{Y}^{(t)})$ a partir da variação da espessura d_2 do substrato RT/Duroid 5870.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 6 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE para a variação da espessura d_2 do substrato RT/Duroid 5870.

d_2 (mm)	TM ₀	TE ₁
1,575	1,0424 k_0	-
3,17	1,0601 k_0	-
6,00	1,1009 k_0	-
9,00	1,1569 k_0	-
12,0	1,2211 k_0	-

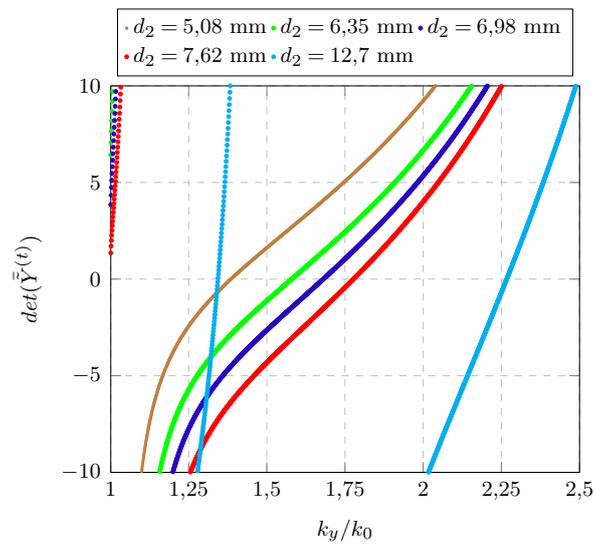
As espessuras d_2 iguais a 6,00-12,00 mm não são comercializadas. Foram utilizadas como espessuras teóricas a fim de observar os efeitos na constante de propagação estabelecida na estrutura analisada. Porém, estas espessuras teóricas podem ser obtidas através de uma sobreposição de camadas do laminado comercializado. Ao observar os efeitos causados na constante de propagação, observa-se apenas o deslocamento de k_y .

Posteriormente, para os resultados contidos na Figura 36, utilizou-se o laminado TMM13i como substrato de espessura fixa igual a $d_1 = 5,08$ mm e $\varepsilon_{r_1} = 12,2$, e utilizou-se o laminado TMM6, com espessura d_2 variável e $\varepsilon_{r_2} = 6,3$. A Tabela 7 apresenta os valores de k_y obtidos.

Inicialmente, apenas o modo fundamental é estabelecido. Conforme a espessura aumenta, k_y é deslocado, até o limite em que o modo TE₁ também se estabeleça na estrutura, permanecendo, assim, os dois modos.

As análises do Caso 1 mostram que conforme o aumento da espessura de um dielétrico com permissividade relativa maior sobre a camada do substrato de permissividade relativa menor, o modo fundamental tende a ser eliminado. Já para o Caso 2, uma

Figura 36 – Comportamento do $\det(\tilde{Y}^{(t)})$ a partir da variação da espessura d_2 do substrato TMM6i.



Fonte: Autoria própria.

Tabela 7 – Constantes de propagação k_y para os modos TM e TE para a variação da espessura d_2 do substrato TMM6.

d_2 (mm)	TM ₀	TE ₁
5,08	1,3851 k_0	-
6,35	1,5795 k_0	-
6,98	1,6806 k_0	-
7,62	1,7771 k_0	-
12,7	2,2670 k_0	1,3437 k_0

camada dielétrica de permissividade relativa menor sobre uma camada de dielétrica com permissividade relativa maior não elimina o modo fundamental quando a espessura d_2 é aumentada.

4 INSERÇÃO DE PATCHES EM ESTRUTURAS PLANAS

O campo elétrico espalhado no domínio espectral é dependente da função diádica de Green e da densidade de corrente elétrica superficial sobre a metalização impressa no dielétrico, conforme é descrito em (2.46). A densidade de corrente elétrica normalmente é desconhecida, podendo ser determinada através de técnicas numéricas adequadas. A diádica de Green é calculada através da(s) características físicas da estrutura, tais como espessura da(s) camada(s) dielétrica(s) e a(s) constante(s) dielétrica(s) relativa(s) (ε_r). Neste Capítulo, investiga-se a inserção de *patches* em estruturas planas. Desta forma, um estudo referente ao campo elétrico espalhado e a distribuição superficial de corrente elétrica é realizada, para que seja possível a obtenção do campo elétrico irradiado. Neste trabalho, os pesos das correntes são estabelecidos como sendo conhecidos e o modelamento da distribuição de corrente elétrica é descrito através de funções especiais. Desta forma, busca-se obter o campo elétrico espalhado pela estrutura através do método da fase estacionária. Adicionalmente, neste Capítulo é realizado um estudo de um projeto de uma antena *patch* de microfita excitada por prova coaxial.

4.1 CAMPO ELÉTRICO ESPALHADO

No presente estudo, escolheu-se projetar redes lineares e planares de antenas em microfita. Para isto, realiza-se inicialmente o projeto de um elemento simples e, posteriormente, considera-se que uma densidade de corrente superficial seja conhecida e que flua sobre o *patch* de microfita. Para respeitar as condições de contorno na interface metalização-ar, faz-se necessário que as componentes tangenciais do campo elétrico sejam iguais a zero. Desta forma,

$$\hat{z} \times \mathbf{E}^{(T)} = \mathbf{0}, \quad (4.1)$$

com $\mathbf{E}^{(T)}$ sendo o campo elétrico total, descrito por

$$\mathbf{E}^{(T)} = \mathbf{E}^{(esp)}(\mathbf{J}^{(s)}), \quad (4.2)$$

em que $\mathbf{E}^{(esp)}$ é o vetor campo elétrico espalhado, obtido a partir da densidade de corrente elétrica superficial vetorial $\mathbf{J}^{(s)}$, que é excitada por uma fonte externa. Essa densidade de corrente elétrica superficial pode ser descrita matematicamente por

$$\mathbf{J}^{(s)} = \hat{x}J_x + \hat{y}J_y. \quad (4.3)$$

A densidade de corrente elétrica superficial vetorial pode ser reescrita em termo de funções conhecidas. Após a expansão, ainda pode-se representar $\mathbf{J}^{(s)}$ no domínio espectral da seguinte forma

$$\tilde{\mathbf{J}}^{(s)} = \hat{x} \sum_{n_x=1}^{N_x} I_{n_x} \tilde{J}_{n_x} + \hat{y} \sum_{n_y=1}^{N_y} I_{n_y} \tilde{J}_{n_y} = \sum_{n=1}^{N_x+N_y} I_n \tilde{J}_n, \quad (4.4)$$

em que I_n representa os coeficientes, \tilde{J}_n representa a densidade de corrente superficial no domínio espectral, e N_y e N_x são os modos necessários para uma representação fiel do comportamento da densidade de corrente sobre o *patch*.

A partir de (2.50), tem-se que as componentes do campo espalhado no domínio espectral são calculados a partir da diádica de Green e das densidades de corrente elétrica superficiais. Matematicamente,

$$\tilde{E}_x^{(esp)} = j\eta_0 [\tilde{G}_{xy}\tilde{J}_y + \tilde{G}_{xx}\tilde{J}_x] = \tilde{E}_x^{(esp)}(\tilde{J}_y) + \tilde{E}_x^{(esp)}(\tilde{J}_x) \quad (4.5)$$

e

$$\tilde{E}_y^{(esp)} = j\eta_0 [\tilde{G}_{yy}\tilde{J}_y + \tilde{G}_{yx}\tilde{J}_x] = \tilde{E}_y^{(esp)}(\tilde{J}_y) + \tilde{E}_y^{(esp)}(\tilde{J}_x). \quad (4.6)$$

4.2 FUNÇÕES PARA A DENSIDADE DE CORRENTE SUPERFICIAL

A escolha correta de uma função para um solução é de extrema importância. Funções bases são estabelecidas com o objetivo de representar com precisão o comportamento de uma função desconhecida (BALANIS, 2012), buscando minimizar o esforço computacional. As funções bases podem ser classificadas em duas classes: função de domínio completo e funções de subdomínio.

Funções de domínio completo, como o nome sugere, são definidas sobre as dimensões do *patch*. Devido ao comportamento impulsivo da densidade de corrente superficial nas bordas de um metalização retangular (geometria utilizada neste trabalho), funções de domínio completo podem ser utilizadas para modelar esta característica a partir de uma representação matemática reduzida (GARG et al., 2001).

Funções de subdomínio normalmente são mais corriqueiras, pois, para sua utilização, não é totalmente necessário ter o conhecimento prévio do comportamento da função no qual deseja-se representar, diferentemente das funções bases de domínio completo. A subdivisão de uma estrutura com N segmentos não sobrepostos é o que caracteriza uma função ser de subdomínio (GARG et al., 2001).

No presente trabalho utiliza-se uma antena em tecnologia de microfita com dimensão retangular. Por este motivo, funções de domínio completo foram utilizadas, sendo esta uma função senoidal com condição de borda segmentada, em que apenas o primeiro modo foi utilizado para modelar com precisão a densidade de corrente nas bordas da metalização de uma estrutura composta por uma única camada dielétrica. A função utilizada neste trabalho é apresentada e discutida na próxima Seção deste trabalho.

4.3 FUNÇÃO SENOIDAL COM CONDIÇÃO DE BORDA SEGMENTADA

De acordo com (SCHLOSSER, 2020), as funções senoidais das densidades de corrente superficial em um q -ésimo elemento são apresentadas, para um único modo, como

sendo,

$$J_x^q(x,y) = J_y^q(y) \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{L_q} \left(x - \left(x_q^{(o)} - L_q/2 \right) \right) \right) \quad (4.7)$$

e

$$J_y^q(x,y) = J_x^q(x) \operatorname{sen} \left(\frac{\pi}{W_q} \left(y - \left(y_q^{(o)} - W_q/2 \right) \right) \right), \quad (4.8)$$

com

$$J_\xi^q(\xi) = \begin{cases} \frac{1}{U_\xi} \left[1 - \left(\frac{\xi - \xi_{01}}{\xi_b} \right)^2 \right]^{-1/2} & , \xi_1 < \xi \leq \xi_{01}, \\ \frac{1}{U_\xi} & , \xi_{01} < \xi < \xi_{02}, \\ \frac{1}{U_\xi} \left[1 - \left(\frac{\xi - \xi_{02}}{\xi_b} \right)^2 \right]^{-1/2} & , \xi_{02} \leq \xi < \xi_2, \end{cases} \quad (4.9)$$

$$\xi_{01} = \xi_1 + \xi_b, \quad (4.10)$$

$$\xi_{02} = \xi_2 - \xi_b \quad (4.11)$$

e

$$\xi_b = \kappa \left[\frac{\xi_2 + \xi_1}{2} \right], \quad (4.12)$$

em que $\xi = x, y$, $U_\xi = L_q$ ou W_q , e com ξ_1 e ξ_2 sendo as posições das extremidades inferior e superior da estrutura analisada na coordenada ξ .

Para definir a região em que será aplicada a condição de borda, utiliza-se o parâmetro κ , que assume valores entre $0 \leq \kappa \leq 1$. Assumir $\kappa = 0$ converte-se J_ξ^q em uma função senoidal, no qual não há condição de borda. Se $\kappa = 1$, então toda a metalização recebe a aplicação da condição, resultando em um problema com condição de borda não segmentada.

Aplicando a transformada dupla de Fourier nas funções base com condição de borda segmentada apresentadas, tem-se

$$\tilde{J}_x^q(k_x, k_y) = \xi_y^q(k_y, W_q, \kappa) \frac{\pi}{L_q} \left[\frac{\cos(\pi) e^{-j\frac{1}{2}k_x L_q} - e^{j\frac{1}{2}k_x L_q}}{k_x^2 - \left(\frac{\pi}{L_q} \right)^2} \right] \zeta_q', \quad (4.13)$$

com

$$\xi_y^q(k_y, W_q, \kappa) = (1 - \kappa) \operatorname{sinc} \left(\frac{W_q k_y}{2} (-1 + \kappa) \right) + \frac{\pi \kappa}{2} \left[J_0 \left(\frac{\kappa W_q k_y}{2} \right) \cos \left(\frac{W_q k_y}{2} (-1 + \kappa) \right) - j \mathcal{L}_0 \left(\frac{\kappa W_q k_y}{2} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{W_q k_y}{2} (-1 + \kappa) \right) \right] \quad (4.14)$$

e

$$\tilde{J}_y^q(k_x, k_y) = \xi_x^q(k_x, L_q, \kappa) \frac{\pi}{W_q} \left[\frac{\cos(\pi) e^{-j\frac{1}{2}k_y W_q} - e^{j\frac{1}{2}k_y W_q}}{k_y^2 - \left(\frac{\pi}{W_q} \right)^2} \right] \zeta_q', \quad (4.15)$$

sendo

$$\xi_x^q(k_x, L_q, \kappa) = (1 - \kappa) \operatorname{sinc} \left(\frac{L_q k_x}{2} (-1 + \kappa) \right) + \frac{\pi \kappa}{2} \left[J_0 \left(\frac{\kappa L_q k_x}{2} \right) \cos \left(\frac{L_q k_x}{2} (-1 + \kappa) \right) - j \mathcal{L}_0 \left(\frac{\kappa L_q k_x}{2} \right) \operatorname{sen} \left(\frac{L_q k_x}{2} (-1 + \kappa) \right) \right], \quad (4.16)$$

em que J_0 representa a função de Bessel de ordem zero e ζ'_q representa o deslocamento de fase que depende da posição do q -ésimo elemento no espaço, descrito por,

$$\zeta'_q = e^{-j(k_x x_q^{(o)} + k_y y_q^{(o)})}. \quad (4.17)$$

O termo $\mathcal{L}_0(\gamma)$ representa a função de Struve modificada de ordem zero, expressa por

$$\mathcal{L}_0(\gamma) = \frac{j2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \operatorname{sen}[\gamma \cos(v)] dv = j \mathcal{H}_0(\gamma), \quad (4.18)$$

em que $\mathcal{H}_0(\gamma)$ denota a função de Struve de ordem zero. Esta integral não pode ser resolvida analiticamente. Desta forma, é resolvida numericamente.

Neste trabalho, diferencia-se da formulação utilizada em (SCHLOSSER, 2020), no que se refere à disposição das orientações das dimensões da metalização, pois nas densidades de corrente da solução utilizada no presente trabalho, considera-se que W_q e L_q estão dispostos ao longo de x e y , respectivamente.

4.4 CAMPO ELÉTRICO IRRADIADO

O campo elétrico irradiado pela estrutura pode ser determinado a partir da região de campo distante no espaço para $z \gg d$. Assim, pode ser obtido através do método de fase estacionária (GARG et al., 2001). Este método realiza uma transformação dos campos em coordenadas cartesianas para coordenadas esféricas. Desta forma, as constantes de propagação podem ser modificadas e reescritas como

$$k_x = k_u = k_0 \cos \theta \cos \phi, \quad (4.19)$$

$$k_y = k_v = k_0 \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \phi, \quad (4.20)$$

em que

$$\beta^2 = k_u^2 + k_v^2, \quad (4.21)$$

sendo

$$\beta = k_0 \operatorname{sen} \theta. \quad (4.22)$$

O vetor campo elétrico irradiado em coordenadas esféricas pode ser descrito como

$$\mathbf{E}(r, \theta, \phi) = j k_0 \frac{e^{-j k_0 r}}{2 \pi r} \left[\hat{\theta} E_\theta(\theta, \phi) + \hat{\phi} E_\phi(\theta, \phi) \right], \quad (4.23)$$

sendo

$$E_\theta(\theta, \phi) = \left[\tilde{E}_x^{(esp)}(k_u, k_v) \right] \cos \phi + \left[\tilde{E}_y^{(esp)}(k_u, k_v) \right] \sin \phi \quad (4.24)$$

e

$$E_\phi(\theta, \phi) = \left[-\tilde{E}_x^{(esp)}(k_u, k_v) \sin \phi + \tilde{E}_y^{(esp)}(k_u, k_v) \cos \phi \right] \cos \theta, \quad (4.25)$$

em que $\tilde{E}_x^{(esp)}$ e $\tilde{E}_y^{(esp)}$ são determinados através de (4.5) e (4.6), sendo \tilde{J}_x^q e \tilde{J}_y^q obtidas através de (4.13) e (4.15). Expandindo para o caso de uma rede de antenas composta por Φ elementos, com $\Phi = \Phi_x \Phi_y$, sendo Φ_x e Φ_y o número de elementos ao longo de x e y , respectivamente, tem-se as componentes de campos espalhados como

$$\tilde{E}_x^{(esp)} = j\eta_0 \sum_{q=1}^{\Phi} \left[\tilde{G}_{xy} \tilde{J}_y^q + \tilde{G}_{xx} \tilde{J}_x^q \right] = \sum_{q=1}^{\Phi} \left[\tilde{E}_x^{q(esp)}(\tilde{J}_y^q) + \tilde{E}_x^{q(esp)}(\tilde{J}_x^q) \right] \quad (4.26)$$

e

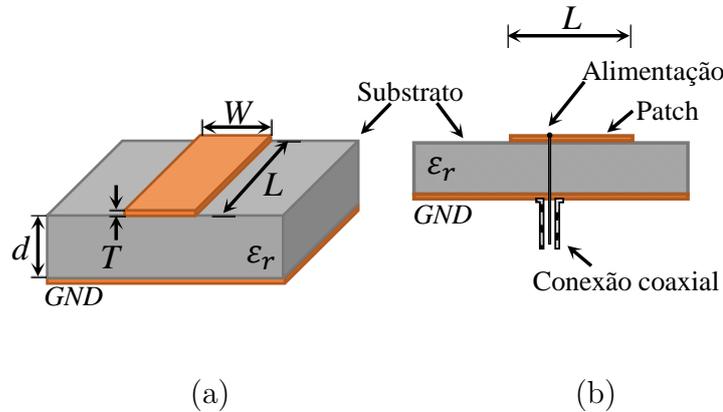
$$\tilde{E}_y^{(esp)} = j\eta_0 \sum_{q=1}^{\Phi} \left[\tilde{G}_{yy} \tilde{J}_y^q + \tilde{G}_{yx} \tilde{J}_x^q \right] = \sum_{q=1}^{\Phi} \left[\tilde{E}_y^{q(esp)}(\tilde{J}_y^q) + \tilde{E}_y^{q(esp)}(\tilde{J}_x^q) \right]. \quad (4.27)$$

4.5 PROJETO DO MODELO DE ANTENA PATCH DE MICROFITTA EXCITADA POR PROVA COAXIAL

Basicamente, uma estrutura de microfita, conforme representada na Figura 37 (a), consiste em uma metalização de espessura T , largura W e comprimento L , acima de um plano terra metálico (GND). O *patch* de microfita é suportado por um substrato dielétrico de espessura d , constante dielétrica relativa ϵ_r e tangente de perdas $\tan \delta$ (HARISH; SACHIDANANDA, 2007) (POZAR, 2011). As antenas de microfita podem apresentar diferentes métodos de análise. O método da linha de transmissão, caracteriza-se por ser um método simples, porém não tão preciso, devido à dificuldade para modelar o acoplamento. O método da cavidade, apresenta boa precisão, entretanto, torna-se um pouco mais complexo que o método da linha de transmissão. Também existem os métodos de onda completa, sendo os de maior precisão em análise, destacando-se as equações integrais e o método dos momentos (BALANIS, 2009). A alimentação de antenas de microfita comumente é realizada por linha de transmissão em microfita ou linha de transmissão coaxial, conforme representada na Figura 37 (b). Todavia, outros métodos podem ser utilizados, como acoplamento por abertura ou acoplamento por proximidade (YADAVA, 2022).

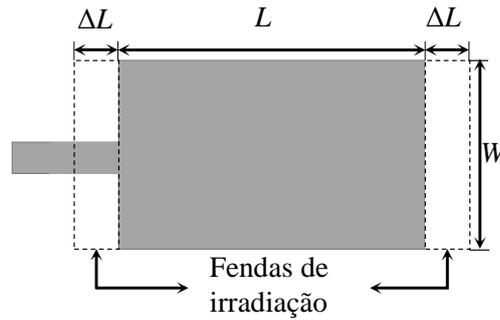
Com a finalidade de validar os resultados obtidos através da ferramenta implementada, uma antena *patch* de microfita retangular excitada por prova coaxial é projetada neste trabalho. As equações utilizadas no projeto foram extraídas de (BALANIS, 2009). Para o método de análise por linha de transmissão, a antena de microfita pode ser vista como uma linha de transmissão de microfita de comprimento L , que separa duas fendas de irradiação estreitas, conforme mostra a Figura 38, sendo W , L e ΔL , a largura, comprimento e comprimento das fendas irradiantes do modelo equivalente, respectivamente.

Figura 37 – Linha de transmissão em microfita. (a) Parâmetros da linhas de microfita; (b) Alimentação por prova coaxial.



Fonte: Modificado de (BALANIS, 2009) e (HARISH; SACHIDANANDA, 2007).

Figura 38 – Modelo equivalente de uma antena de microfita retangular no modelo de linha de transmissão.



Fonte: Modificado de (BALANIS, 2009).

A largura W da antena pode ser expressa por

$$W = \frac{c_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}, \quad (4.28)$$

sendo c_0 a velocidade da luz no vácuo (3.10^8 m/s), f_r a frequência de ressonância da antena e ϵ_r a constante dielétrica relativa do substrato. Para o projeto, considera-se uma estrutura homogênea equivalente entre ar e substrato, conforme Figura 39. Assim, torna-se necessário obter uma constante dielétrica efetiva ($\epsilon_{r_{ef}}$), descrita por

$$\epsilon_{r_{ef}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + \frac{12d}{W} \right]^{-1/2}. \quad (4.29)$$

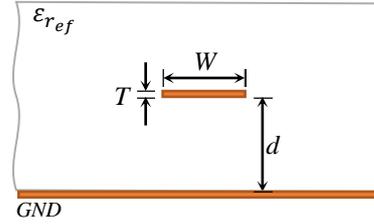
Obtendo $\epsilon_{r_{ef}}$, pode-se calcular o valor de ΔL , que é dado por

$$\Delta L = 0,412d \frac{(\epsilon_{r_{ef}} + 0,3) \left(\frac{W}{d} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{r_{ef}} - 0,258) \left(\frac{W}{d} + 0,8 \right)}. \quad (4.30)$$

Já o comprimento L da linha de transmissão pode ser obtido através de

$$L = \frac{c_0}{2f_r \sqrt{\epsilon_{r_{ef}}}} - 2\Delta L. \quad (4.31)$$

Figura 39 – Estrutura homogênea equivalente com constante dielétrica efetiva.



Fonte: Modificado de (BALANIS, 2009).

Para que a antena opere corretamente, é necessário um bom casamento de impedância. Desta forma, torna-se preciso calcular a impedância de entrada do dispositivo. Podem-se representar as fendas radiantes como duas admitâncias em paralelo, sendo elas Y_1 e Y_2 . Cada uma das admitâncias apresenta uma condutância (G) e uma susceptância (B). Assim, representa-se a admitância da fenda 1 como

$$Y_1 = G_1 + jB_1. \quad (4.32)$$

Sendo $Y_1 = Y_2$, tem-se que $G_1 = G_2$ e $B_1 = B_2$, com

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left(1 - \frac{1}{24}(k_0d)^2 \right) \quad \frac{d}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (4.33)$$

e

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} (1 - 0,636 \ln(k_0d)) \quad \frac{d}{\lambda_0} < \frac{1}{10}. \quad (4.34)$$

Realizando uma transformação de impedâncias das duas fendas radiantes para a posição da alimentação, pode-se calcular a impedância de entrada da antena para um caso no qual o efeito de acoplamento seja desconsiderado como

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1}, \quad (4.35)$$

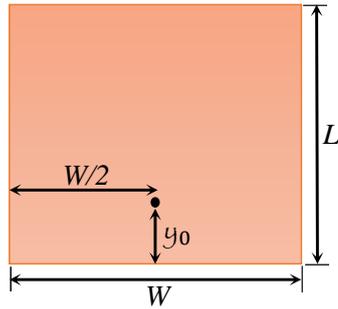
sendo a impedância de entrada puramente real na frequência de ressonância da antena. No entanto, para uma maior precisão do método de análise, deve-se considerar o acoplamento mútuo entre as fendas radiantes. Desta forma (4.35) pode ser reescrita como

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (4.36)$$

sendo

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\text{sen} \left(\frac{k_0W}{2} \cos \theta \right)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0L \text{sen } \theta) \text{sen}^3 \theta d\theta, \quad (4.37)$$

em que J_0 é a função de Bessel de primeira espécie e ordem zero. Por fim, para realizar o casamento de impedância entre o conector e o elemento radiante, pode-se variar a posição do contato entre ambas, conforme a ilustração da Figura 40.

Figura 40 – Posicionamento do alimentador por prova coaxial no *patch* retangular.

Fonte: Modificado de (LEE; TONG, 2012).

Pode-se obter um valor de impedância desejado atribuindo um valor para y_0 . A impedância para um dado y_0 equivalente pode ser obtida através de

$$R_{in}(y_0) = R_{in} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right), \quad (4.38)$$

porém, como a maior parte dos dispositivos em RF operam em 50 ou 75 Ω , a impedância de entrada já é definida. Desta forma, pode-se calcular y_0 como sendo

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos \left(\sqrt{\frac{R_{in}(y_0)}{R_{in}}} \right). \quad (4.39)$$

5 RESULTADOS

Neste capítulo são apresentados os resultados e a validação da ferramenta numérica, utilizando como comparação os resultados obtidos através do software *ANSYS Designer* a partir de um modelo de antena *patch* de microfita retangular projetado para uma frequência de ressonância em 2,4 GHz. Além do elemento simples, são analisadas redes lineares, ao longo do eixo x e y , assim como redes planares. Considera-se neste trabalho densidades de corrente elétrica fluindo sobre o *patch* ao longo do eixo y e, conseqüentemente, orientando o vetor campo elétrico irradiado na mesma direção.

Com finalidade de realizar as análises dos campos elétricos espalhados, tomou-se a densidade superficial de corrente elétrica existente sobre a metalização como conhecida. Desta forma, foram assumidas amplitudes e fase fixas para as correntes, de forma a facilitar a obtenção dos campos a partir da relação com a função diádica de Green. A modelagem da densidade superficial de corrente elétrica é realizada utilizando a função senoidal com condição de borda segmentada.

Posteriormente, o método de fase estacionária é aplicada sobre os campos espalhados no domínio espectral, sendo assim possível obter os diagramas no domínio espacial. Os campos elétricos calculados são comparados com os obtidos a partir do software *ANSYS Designer*.

O software *Designer* utiliza como solução o método dos momentos (MoM), no qual apresenta em sua modelagem uma função diádica de Green. Sendo assim, pode-se comparar com a função de Green utilizada no trabalho proposto, onde igualmente é considerado plano de terra e dielétrico de dimensões infinitas na modelagem. O método dos momentos não é aplicado neste trabalho. Desta forma, são desprezados os efeitos de acoplamento mútuo entre os elementos das redes analisadas. Consideram-se conhecidas as amplitudes das correntes justamente pelo fato da não utilização do método dos momentos, já que este garante determinar exatamente as amplitudes das correntes por considerar o acoplamento mútuo.

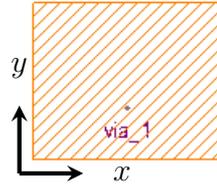
5.1 ESTRUTURA SIMPLES

O elemento simples segue os passos de projeto apresentado na seção 4.5, com os parâmetros do substrato dielétrico RT/Duroid 5870, de espessura 1,575 mm, constante dielétrica relativa de 2,33 e com espessura T das metalizações de 35 μm . Utilizando as equações para início de projeto, obtiveram-se $W = 47$ mm e $L = 40$ mm. A excitação do elemento simples é realizada por prova coaxial, que foi posicionada através de análises paramétricas no software utilizando.

O elemento simples projetado no software apresenta dimensão W e L ao longo de x e y , respectivamente, conforme é apresentado na Figura 41. A Figura 42 apresenta o parâmetro S_{11} do elemento, a fim de avaliar o casamento da antena, chegando em,

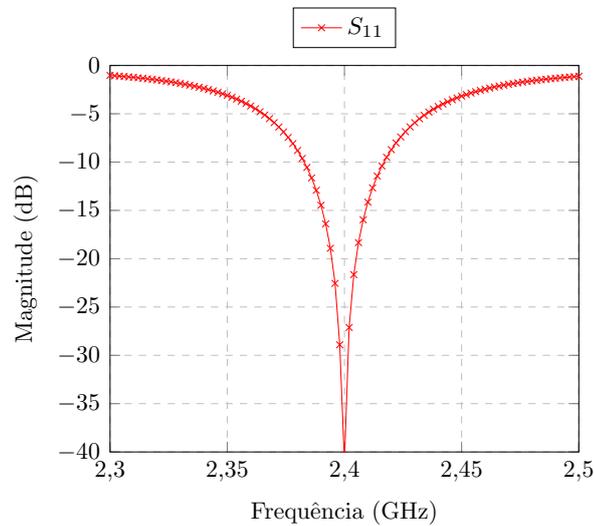
aproximadamente, -40 dB em 2,4 GHz.

Figura 41 – Vista superior do elemento simples projetado no simulador ANSYS *Designer*.



Fonte: Autoria própria.

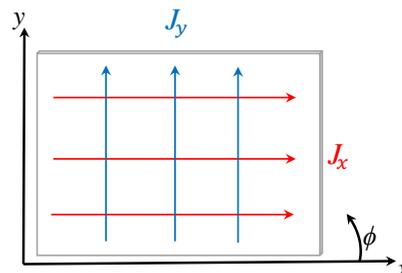
Figura 42 – Parâmetro S_{11} do elemento simples.



Fonte: Autoria própria.

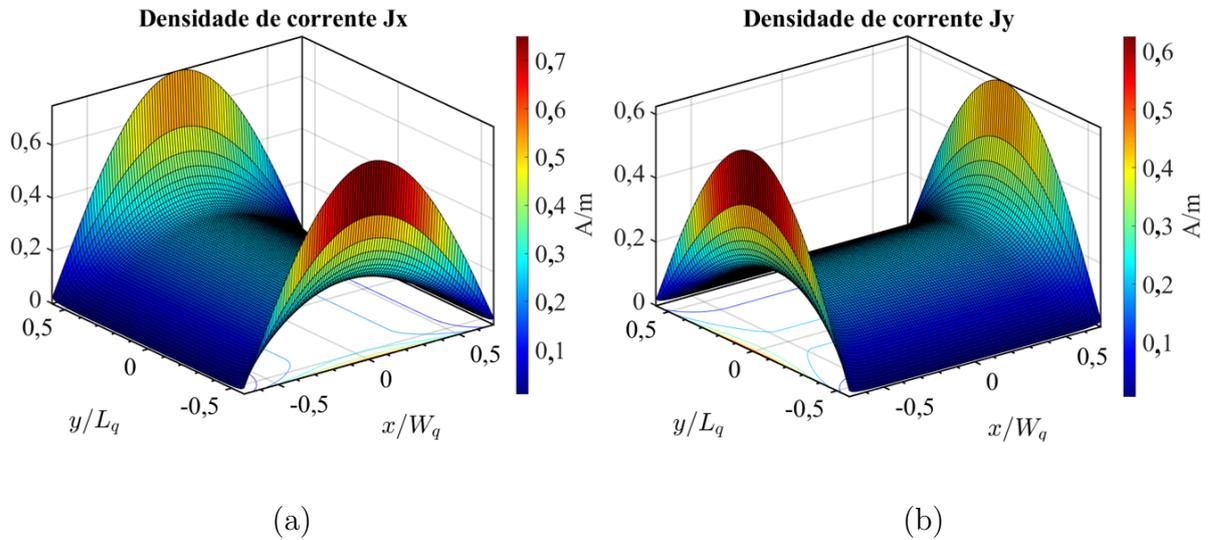
As densidades de corrente elétrica superficiais J_x e J_y modeladas para as funções senoidais com condição de borda segmentada, assumindo $\kappa = 0,35$, conforme (SCHLOSSER, 2020), são apresentadas na Figura 43 no plano 2D sobre o *patch*. Já na Figura 44, as densidades de correntes são ilustradas no formato tridimensional. Neste trabalho, assume-se que as correntes apresentam uma amplitude de 0,01 A (visualizadas no centro do *patch*, conforme Figura 44); e considera-se que a corrente flui apenas em um sentido.

Figura 43 – Sentido das densidades de correntes elétricas J_x e J_y .



Fonte: Autoria própria.

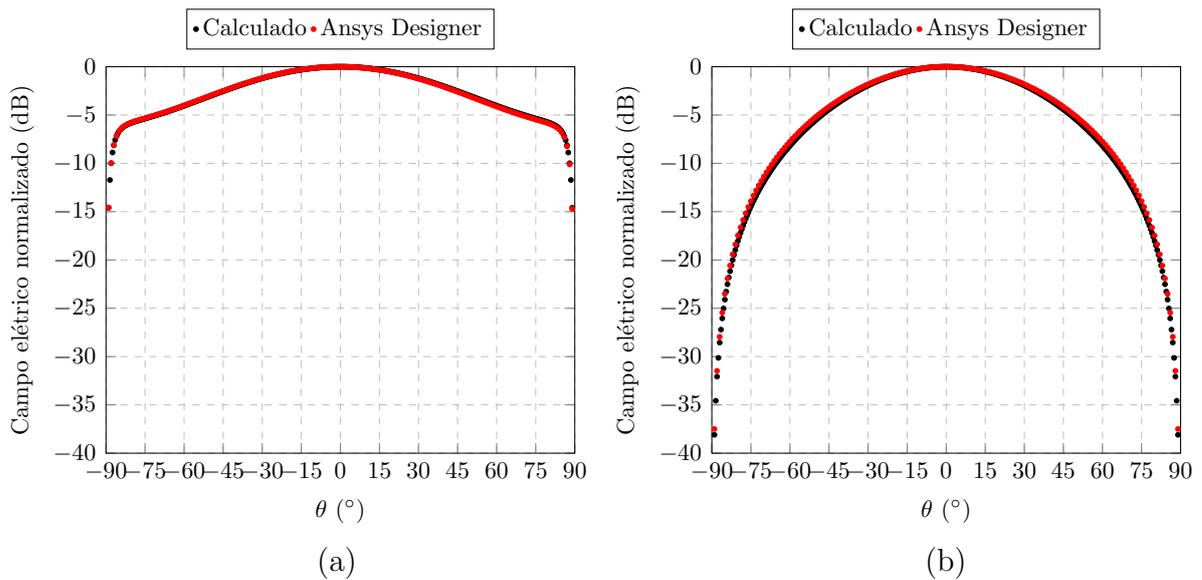
Figura 44 – Densidades de corrente elétrica J_x e J_y . (a) Distribuição de corrente ao longo de x ; (b) Distribuição de corrente ao longo de y .



Fonte: Autoria própria.

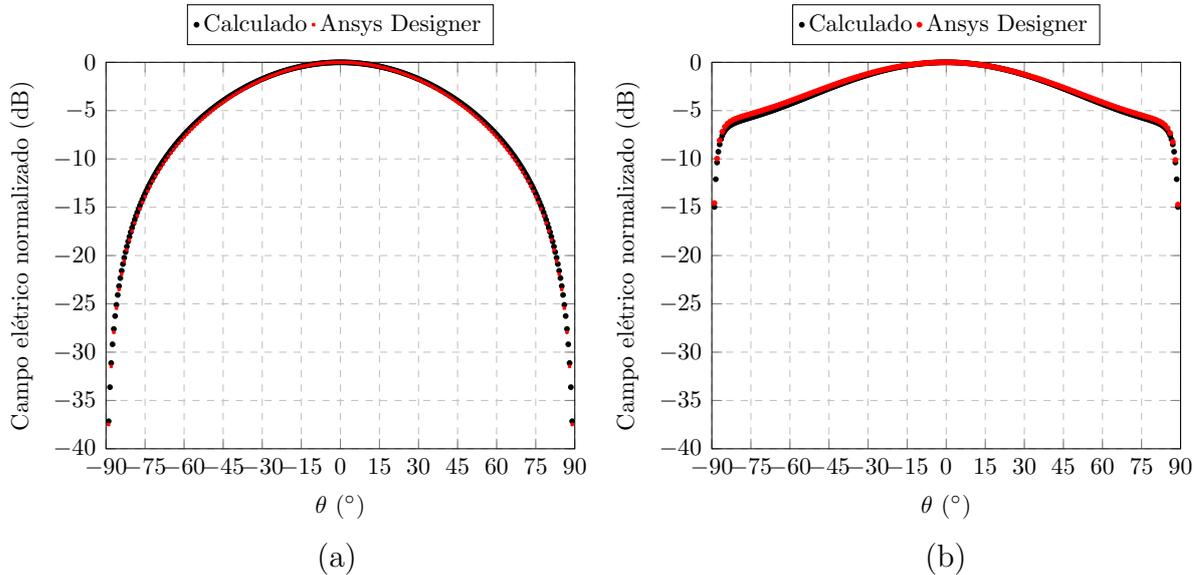
A fim de avaliar os efeitos do sentido de orientação da corrente sobre as metalizações, foram analisados os campos espalhados para o caso de uma corrente com orientação ao longo de x , e, posteriormente, ao longo de y . Considera-se que a corrente é excitada em apenas um sentido separadamente. As Figuras 45 e 46 apresentam os campos espalhados de um elemento simples nos planos de E e H, para correntes orientadas ao longo do eixo x e y , respectivamente.

Figura 45 – Campo elétrico espalhado pelo elemento simples. (a) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$); (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$).



Fonte: Autoria própria.

Figura 46 – Campo elétrico espalhado pelo elemento simples. (a) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (b) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



Fonte: Autoria própria.

5.2 REDES LINEARES AO LONGO DE x

Posteriormente, buscou-se obter os campos espalhados utilizando redes lineares, com espaçamento de $0,5 \lambda_0$ entre elementos e densidade de corrente elétrica excitada ao longo do eixo y . A partir desta análise, considera-se apenas esta configuração de corrente para o restante dos casos. A Figura 47 (a) representa uma rede linear ao longo de x contendo apenas dois elementos (1×2). Os campos espalhados da rede são expressos na Figura 47 (b) e (c). Já a Figura 48 (a) representa uma rede linear, também disposta ao longo de x , contendo 3 elementos (1×3), com os campos elétricos espalhados representados nas Figuras 48 (b) e (c). Na Figura 49 (a) é representada uma rede linear com 4 elementos (1×4), com os campos elétricos espalhados representados nas Figuras 49 (b) e (c). Por fim, a Figura 50 (a) representa uma rede linear contendo 5 elementos (1×5), com os campos elétricos espalhados representados nas Figuras 50 (b) e (c).

Nestas representações, torna-se possível a comparação dos campos espalhados obtidos pela ferramenta numérica e o software ANSYS *Designer*, mostrando que os resultados apresentam uma boa semelhança. Entretanto, o software eletromagnético, devido à utilização do método dos momentos, considera os efeitos de acoplamento, explicando a disparidade evidenciada na região dos lóbulos secundários.

5.2.1 APROXIMAÇÃO E AFASTAMENTO ENTRE ELEMENTOS DA REDE AO LONGO DE x

Aproximar os elementos pode mostrar efeitos de acoplamento que não são considerados neste trabalho. Por outro lado, afastar os elementos possibilita aproximar as

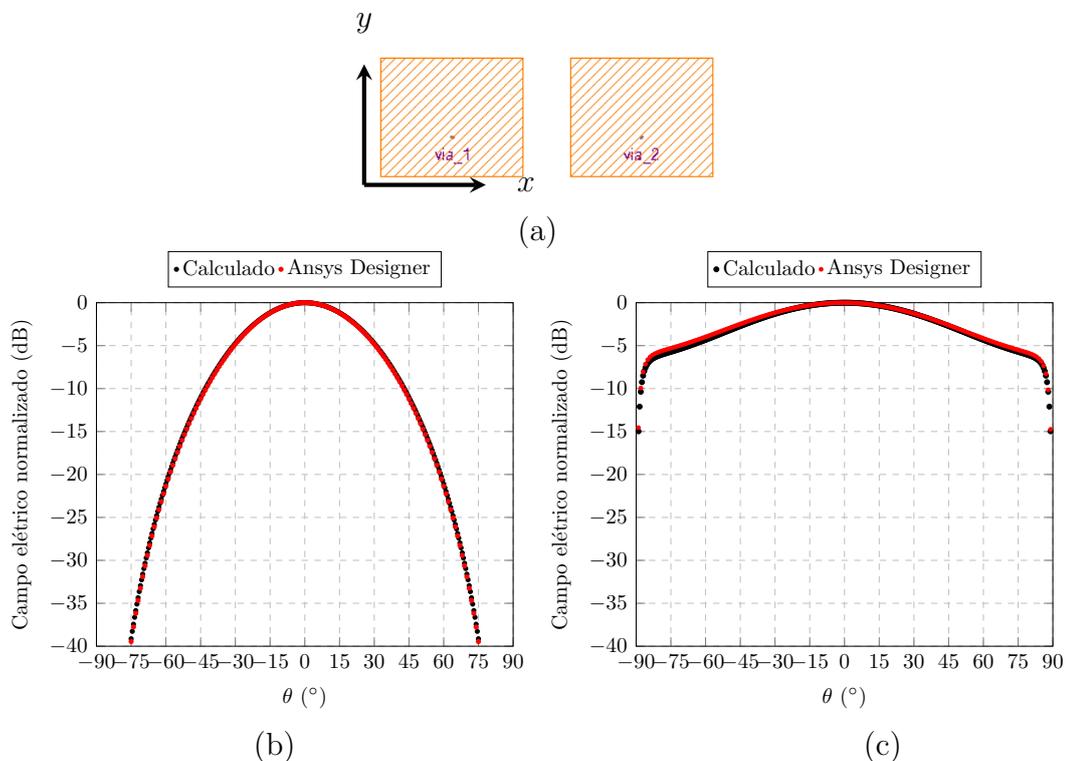
respostas. Desta forma, realizou-se a simulação do campo espalhado por uma rede 1 x 5 expressa na Figura 51, no qual apresenta espaçamento de $0,4 \lambda_0$ entre os elementos, e a simulação da Figura 52, no qual apresenta espaçamento de $0,6 \lambda_0$ entre os elementos.

Analisando o campo espalhado da rede para espaçamento $0,4 \lambda_0$, observa-se uma maior disparidade entre o resultado calculado pela ferramenta numérica e o simulado através do software ANSYS *Designer*. Porém, assim que são afastados os elementos, como no caso em que apresentam espaçamento $0,6 \lambda_0$, os campos apresentam maior semelhança, no qual os lóbulos secundários visualmente encontram-se com mesma amplitude.

5.2.2 ANÁLISE DOS PARÂMETROS S DA REDE LINEAR 1 X 5 AO LONGO DE x COM DIFERENTES ESPAÇAMENTOS ENTRE ELEMENTOS

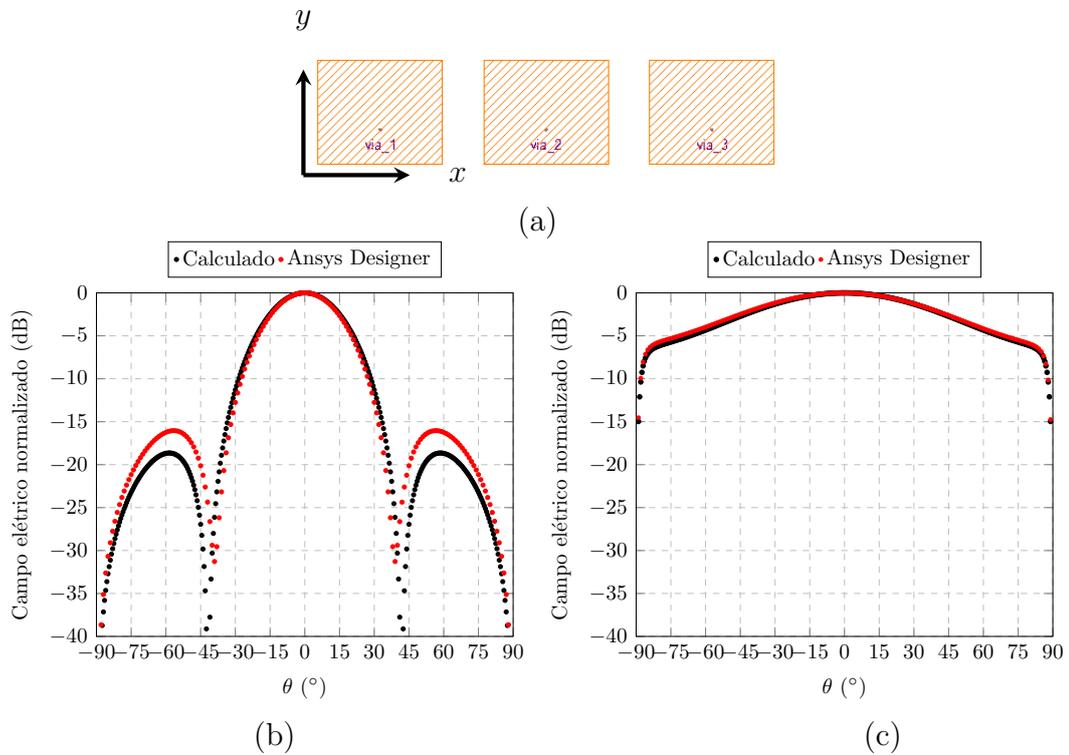
Com o objetivo de demonstrar de forma mais detalhada os efeitos de acoplamento entre os elementos, a Figura 53 apresenta os parâmetros S da rede 1 x 5 ao longo do eixo x , com diferentes espaçamentos, tendo como referência o primeiro elemento da rede. Os resultados mostram que os parâmetros de transmissão são mais intensos à medida que os elementos são aproximados, o que modifica a distribuição de corrente sobre os *patches*, e, conseqüentemente, contribuem para a diferença entre os diagramas de irradiação.

Figura 47 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 2. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



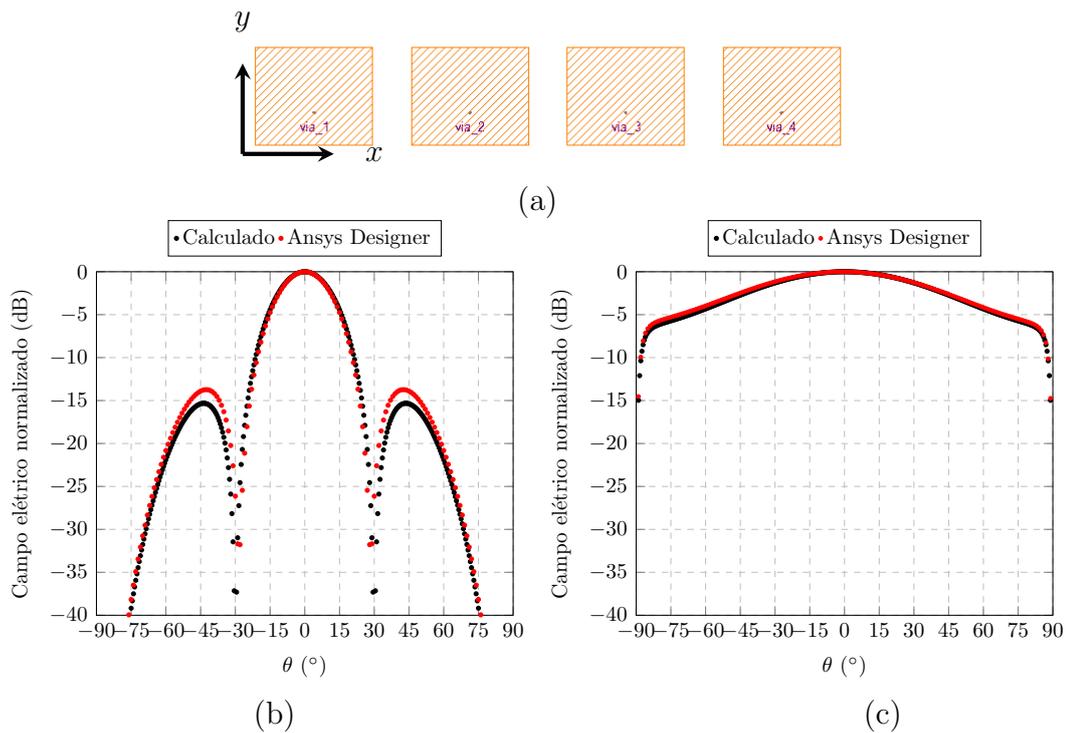
Fonte: Autoria própria.

Figura 48 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 3. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



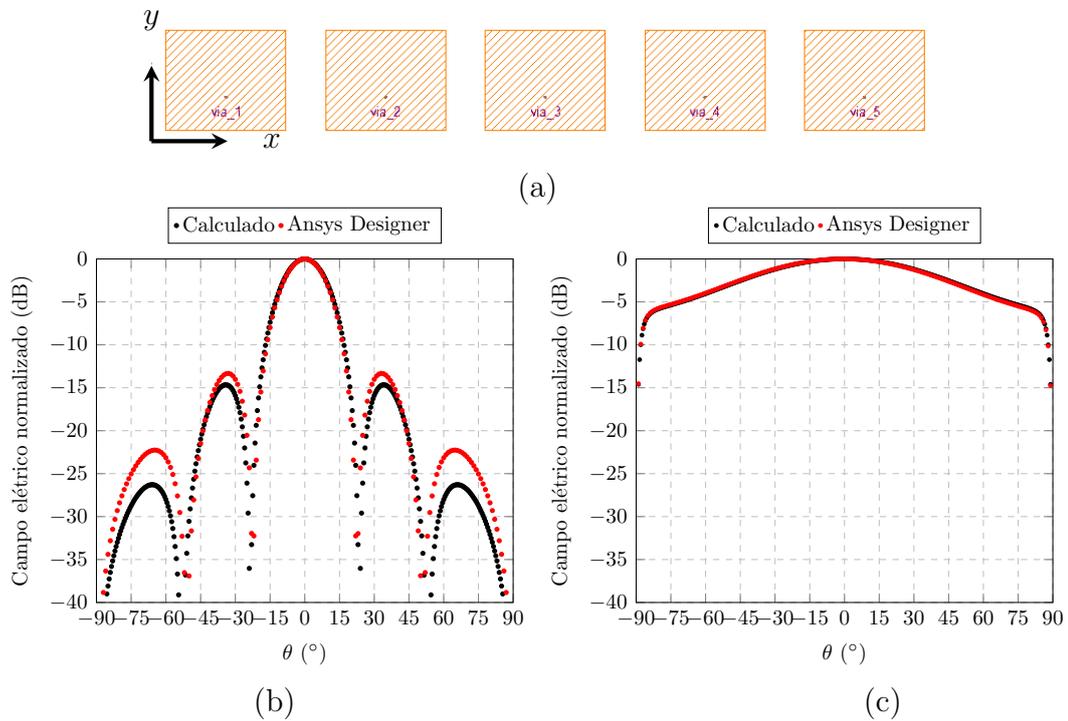
Fonte: Autoria própria.

Figura 49 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 4. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



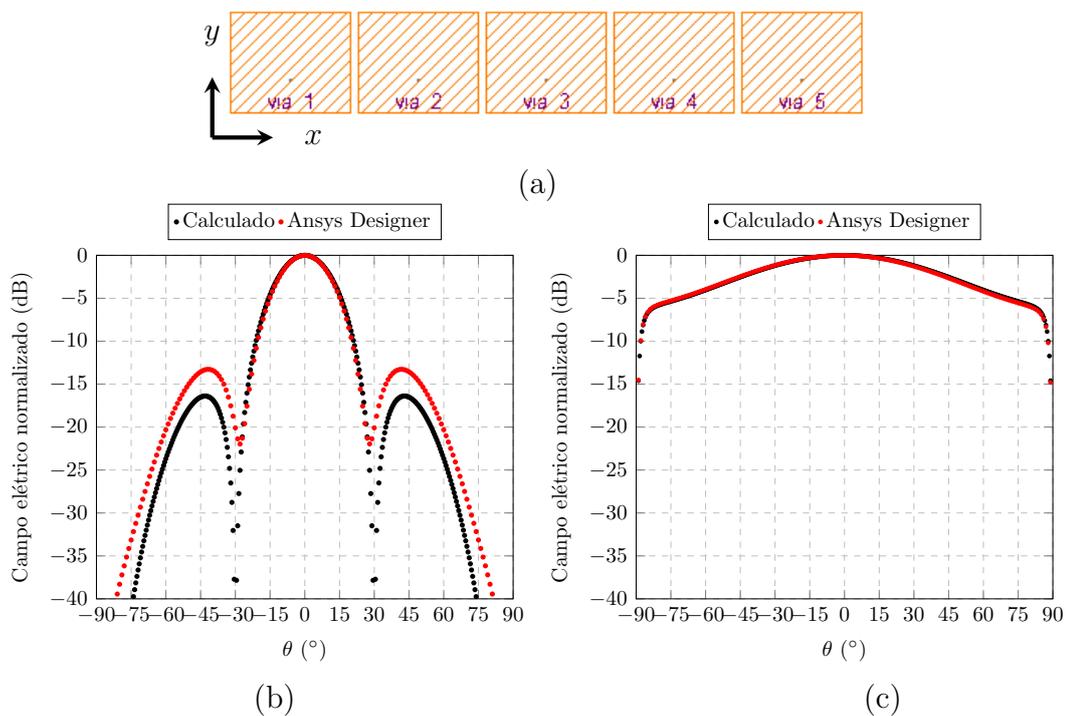
Fonte: Autoria própria.

Figura 50 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 5. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



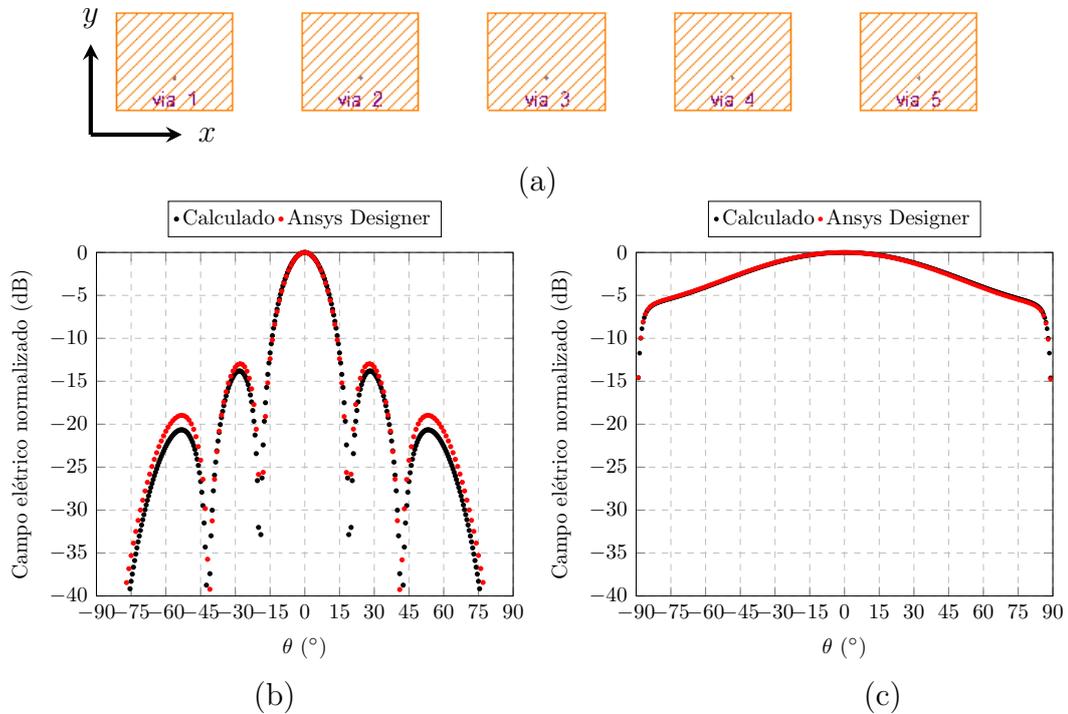
Fonte: Autoria própria.

Figura 51 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 5, espaçamento de $0,4 \lambda_0$. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



Fonte: Autoria própria.

Figura 52 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de x . (a) Disposição da rede 1 x 5, espaçamento de $0,6 \lambda_0$. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).

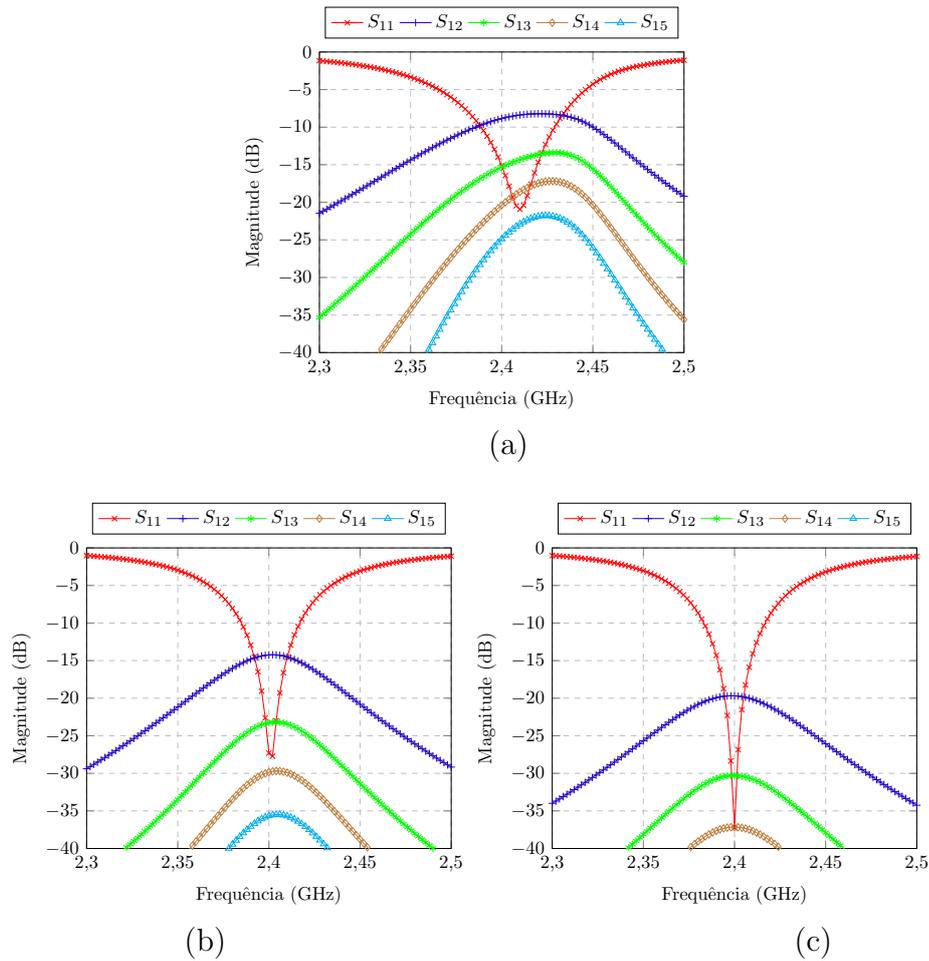


Fonte: Autoria própria.

5.3 REDES LINEARES AO LONGO DE y

De maneira semelhante a Seção 5.2, uma análise foi realizada para redes lineares ao longo do eixo y , mantendo a mesma orientação do *patch*, com dimensão W e L ao longo do eixo x e y , respectivamente. A Figura 54 (a) representa uma rede linear ao longo de y , contendo 2 elementos (1 x 2), com os campos elétricos espalhados representados nas Figuras 54 (b) e (c). A Figura 55 (a) representa uma rede linear ao longo de y , contendo 3 elementos (1 x 3), com os campos elétricos espalhados representados nas Figuras 55 (b) e (c). A Figura 56 (a) representa uma rede linear ao longo de y , contendo 4 elementos (1 x 4), com os campos elétricos espalhados representados nas Figuras 56 (b) e (c). A Figura 57 (a) representa uma rede linear ao longo de y , contendo 5 elementos (1 x 5), com os campos elétricos espalhados representados nas Figuras 57 (b) e (c).

As redes distribuídas ao longo do eixo y apresentam uma aproximação maior entre os campos obtidos através da ferramenta e do *Designer* em comparação às redes orientadas ao longo do eixo x . Tal aproximação pode estar associada à orientação da densidade superficial de corrente elétrica orientada no mesmo sentido da rede, além de que as redes ao longo de y apresentam afastamento maior entre elementos do que as redes ao longo de x .

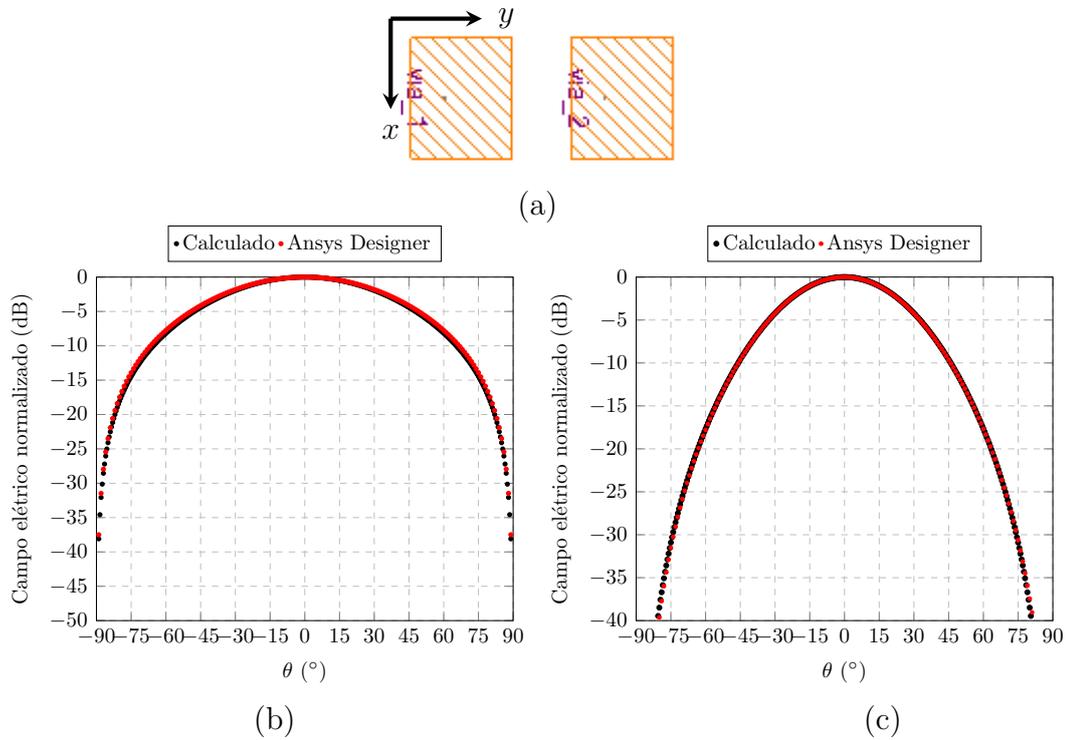
Figura 53 – Parâmetros S da rede 1 x 5 ao longo x : (a) $0,4 \lambda_0$; (b) $0,5 \lambda_0$; (c) $0,6 \lambda_0$.

Fonte: Autoria própria.

5.3.1 APROXIMAÇÃO E AFASTAMENTO ENTRE ELEMENTOS DA REDE AO LONGO DE y

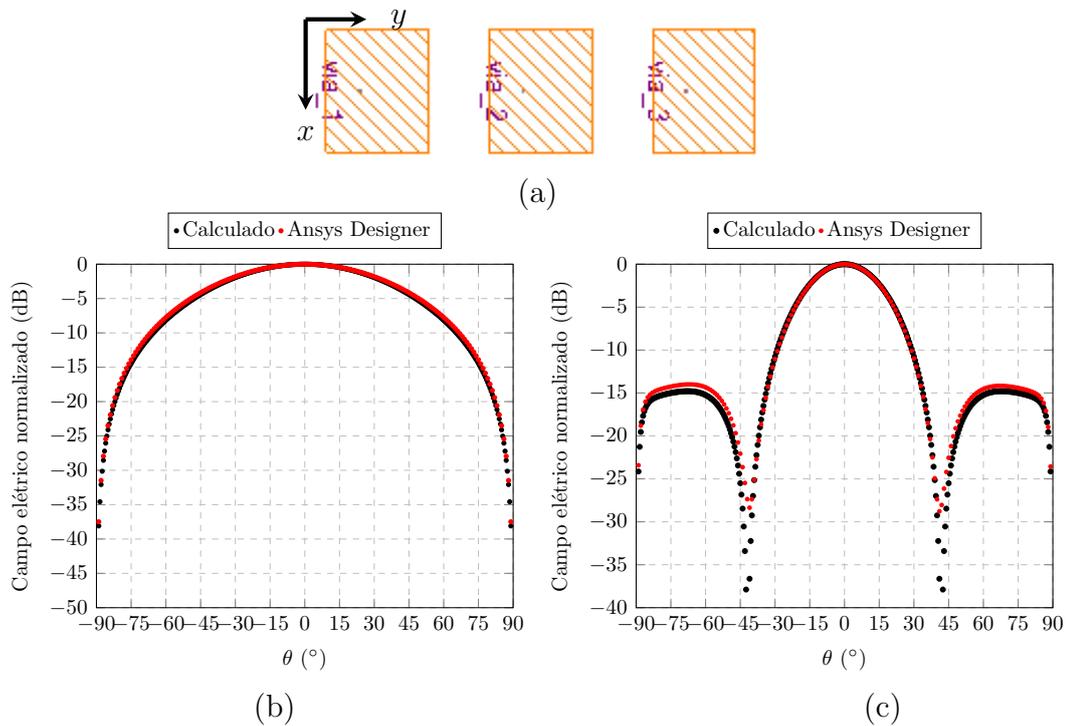
De maneira análoga a Seção 5.2.1, realizou-se uma análise de aproximação e afastamento dos elementos para observar os efeitos de acoplamento das redes. A Figura 58 (a) apresenta uma rede linear com 5 elementos ao longo do eixo y com espaçamento de $0,4 \lambda_0$ entre os elementos e as Figuras 58 (b)-(c) apresentam os campos calculados e simulados. A Figura 59 (a) apresenta novamente a rede linear 1x5 com espaçamento de $0,6 \lambda_0$ entre os elementos e seus campos calculados e simulados são expressos nas Figuras 59 (b)-(c). Como já comentado, aproximar os elementos acaba tornando o acoplamento entre elementos maior, porém em comparação à Figura 51, a aproximação entre os elementos na rede em y apresenta uma melhor aproximação, porém, ainda assim sofre com efeitos de acoplamento. Já o afastamento dos elementos torna maior a semelhança entre os campos elétricos calculados e simulados, quando comparados aos resultados contidos na Figura 52.

Figura 54 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 2; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



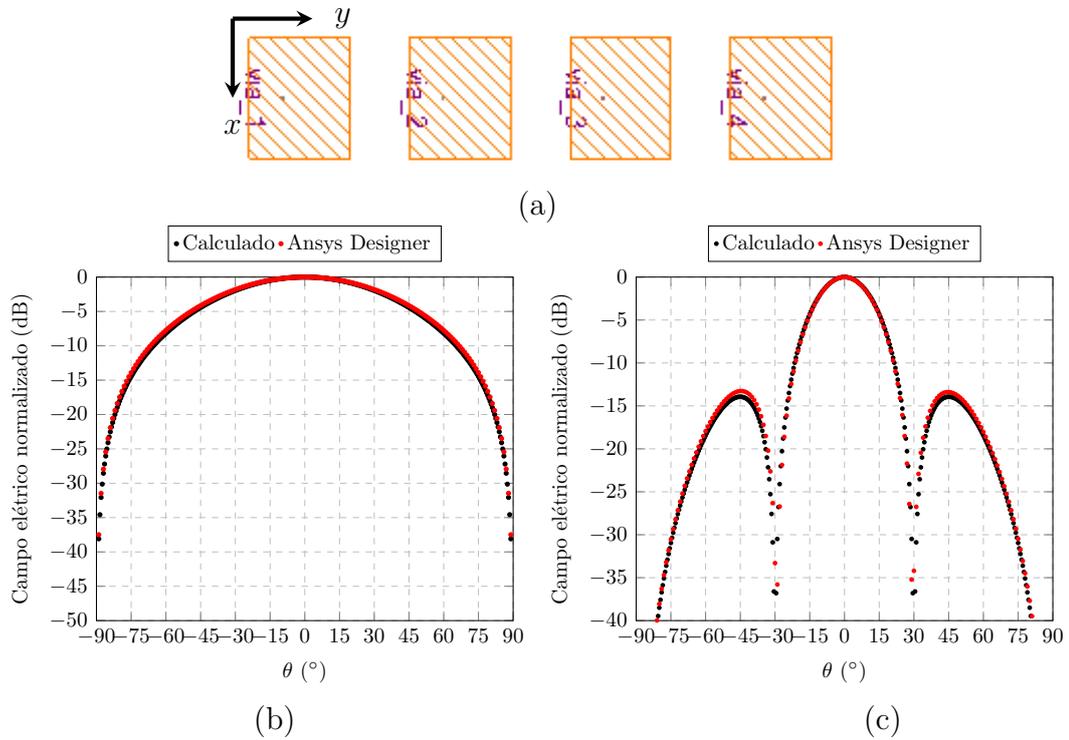
Fonte: Autoria própria.

Figura 55 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 3; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



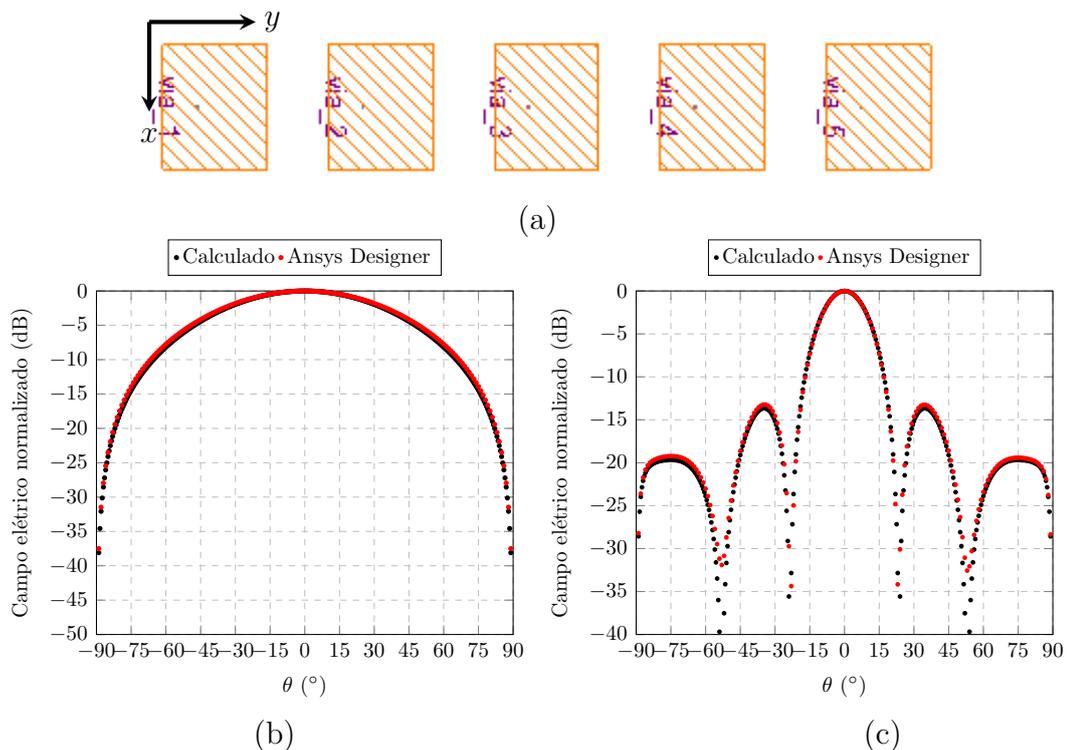
Fonte: Autoria própria.

Figura 56 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 4; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



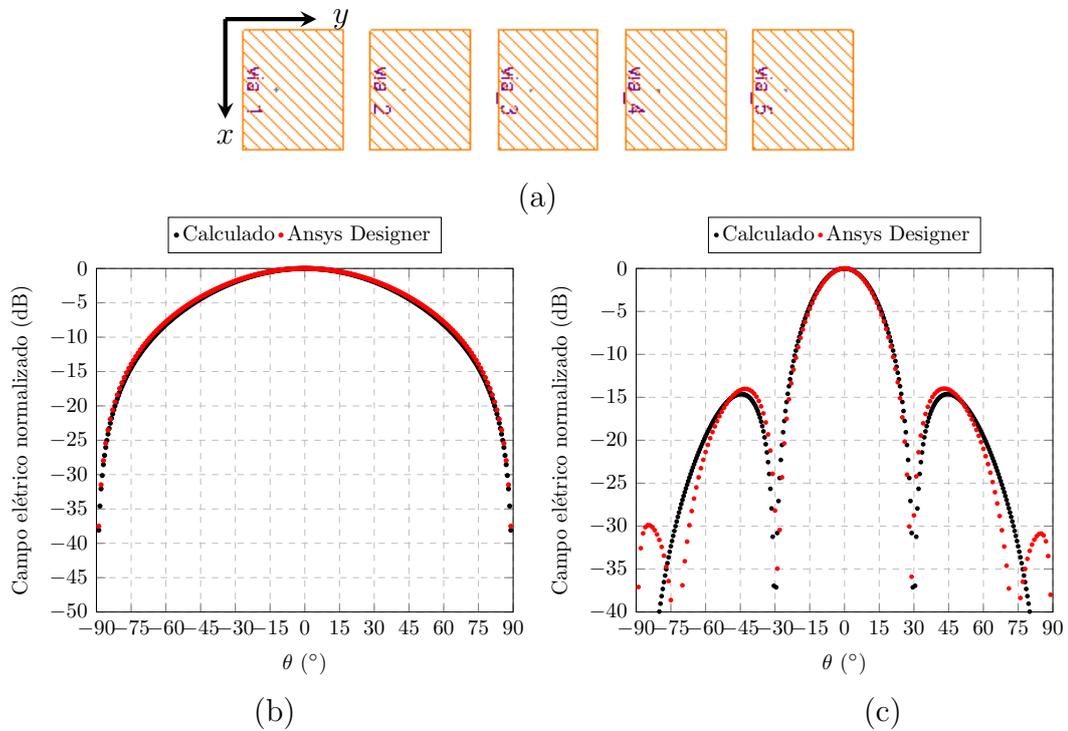
Fonte: Autoria própria.

Figura 57 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 5; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



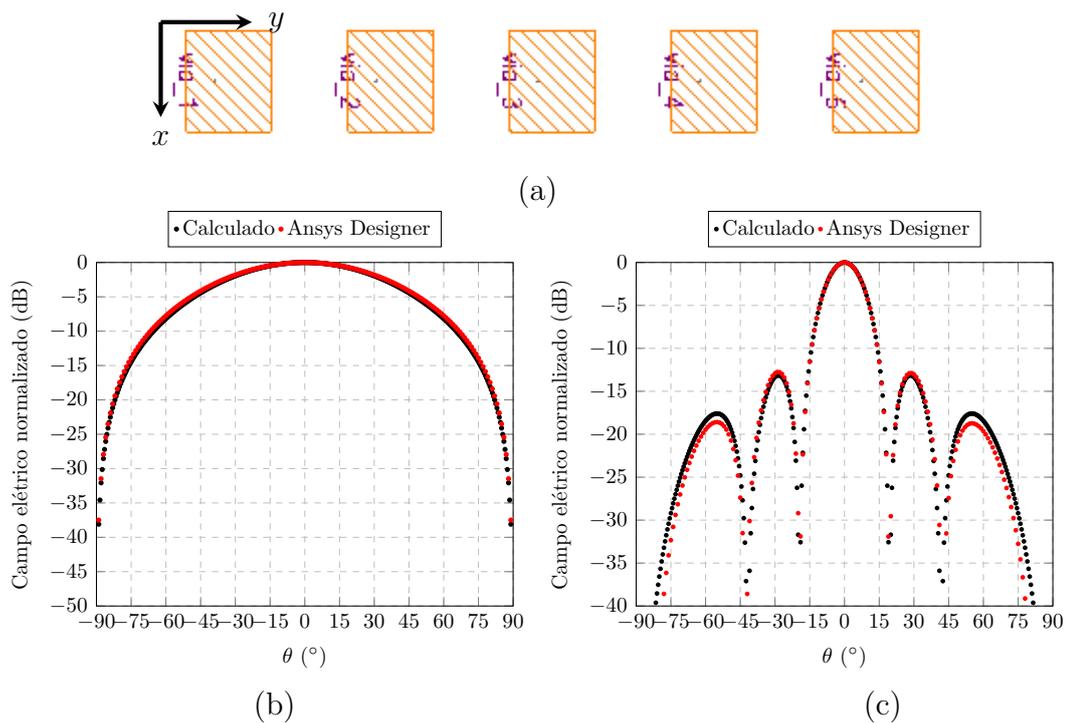
Fonte: Autoria própria.

Figura 58 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 5, espaçamento de $0,4 \lambda_0$. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



Fonte: Autoria própria.

Figura 59 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede ao longo de y . (a) Disposição da rede 1 x 5, espaçamento de $0,6 \lambda_0$. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).

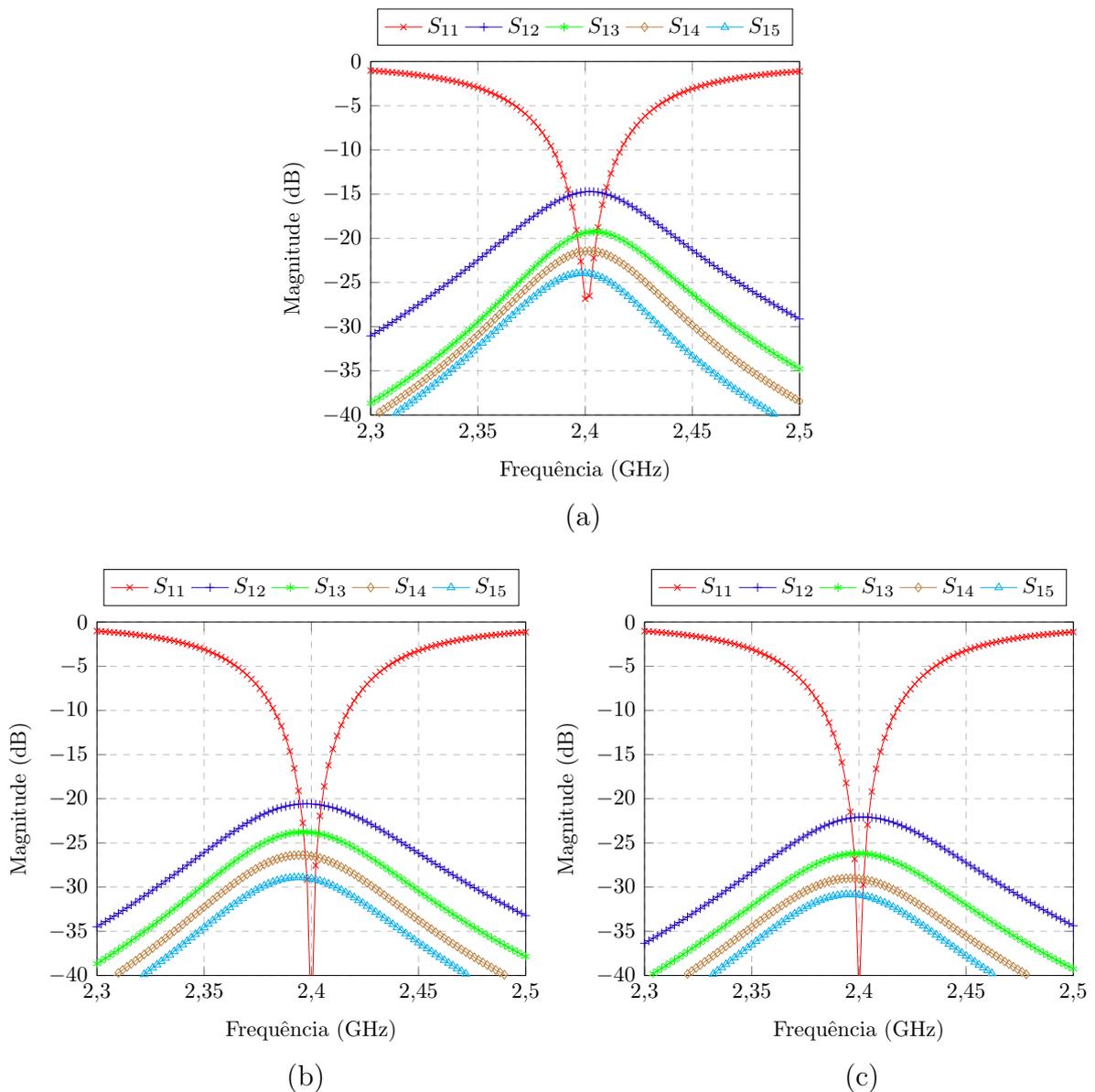


Fonte: Autoria própria.

5.3.2 ANÁLISE DOS PARÂMETROS S DA REDE LINEAR 1X5 AO LONGO DE y COM DIFERENTES ESPAÇAMENTOS ENTRE ELEMENTOS

A análise dos parâmetros de casamento e acoplamento das redes com diferentes espaçamentos são dispostas na Figura 60, e realiza-se a investigação dos parâmetros referente ao primeiro elemento da rede. Observa-se que a rede linear ao longo de y , com espaçamento de $0,4 \lambda_0$, apresenta um acoplamento muito menor do que a rede orientada ao longo de x , com uma diferença aproximada de 7 dB. A rede com espaçamento de $0,6 \lambda_0$ apresenta o menor acoplamento em comparação aos outros 5 casos analisados, com o menor parâmetro de acoplamento (aproximadamente -23 dB).

Figura 60 – Parâmetros S da rede 1 x 5 ao longo y , com espaçamento entre elementos de: (a) $0,4 \lambda_0$; (b) $0,5 \lambda_0$; (c) $0,6 \lambda_0$.



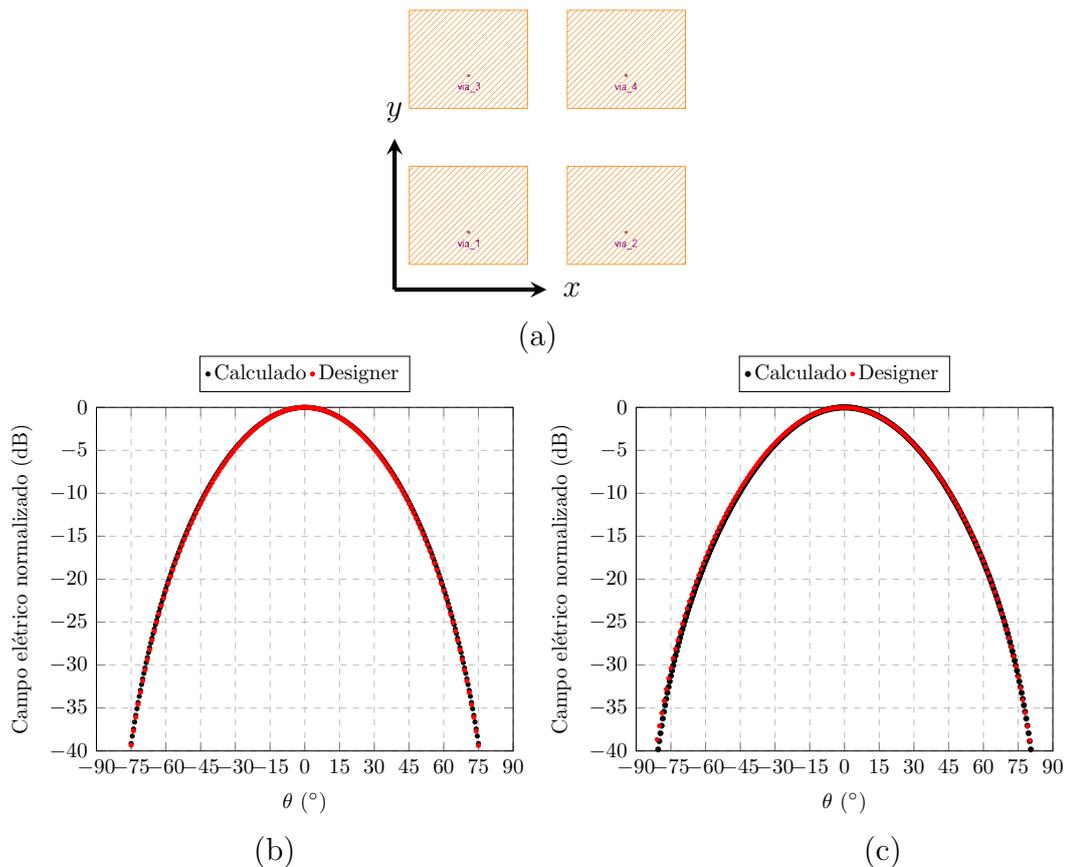
Fonte: Autoria própria.

5.4 REDES PLANARES

Nesta seção, buscou-se expandir a análise de redes de antenas lineares para rede de antenas planares com E elementos, sendo $\Phi = \Phi_x \Phi_y$, e comparar os campos calculados através da ferramenta e os campos elétricos obtidos através software ANSYS *Designer*. A distribuição de corrente elétrica é orientada ao longo do eixo y . Foram analisadas redes com dimensões 2 x 2, 3 x 3, 4 x 4 e 5 x 5. Os elementos das redes são distanciados em $0,5 \lambda_0$.

A Figura 61 (a) representa uma rede planar 2 x 2 e as Figuras 61 (b)-(c) apresentam o campo elétrico espalhado. A Figura 62 (a) representa uma rede planar 3 x 3 e nas Figuras 62 (b)-(c) é representado o campo elétrico espalhado. A Figura 63 (a) representa uma rede planar 4 x 4 e as Figuras 63 (b)-(c) apresentam o campo elétrico espalhado. A Figura 64 (a) representa uma rede planar 5 x 5 e nas Figuras 64 (b)-(c) é representado o campo elétrico espalhado.

Figura 61 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 2 x 2; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



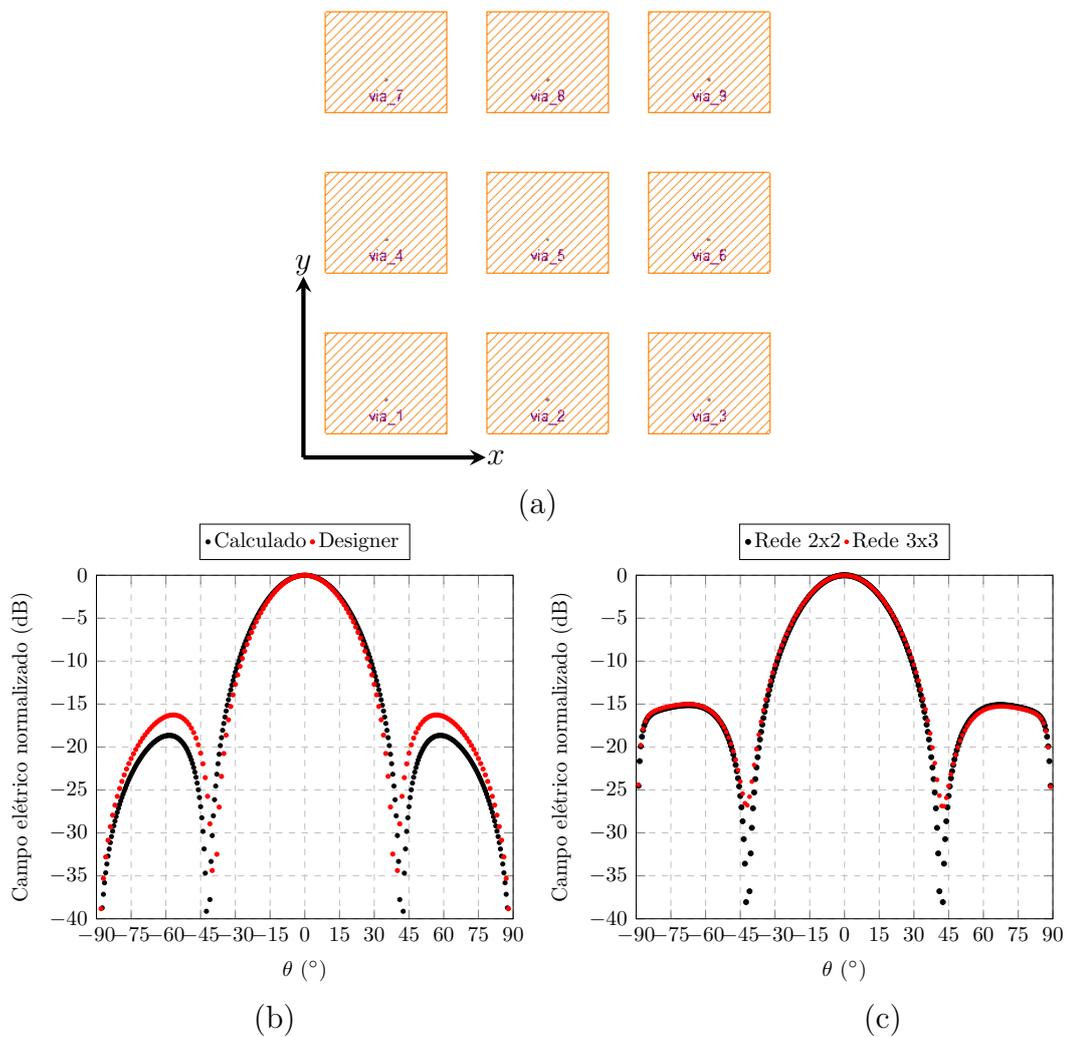
Fonte: Autoria própria.

De modo geral, as redes de antenas 2 x 2, 3 x 3, 4 x 4 e 5 x 5 apresentam boas aproximações entre campos calculados e simulados, porém ainda apresentam alguns efeitos causados pelo acoplamento mútuo dos elementos.

5.4.1 APROXIMAÇÃO E AFASTAMENTO ENTRE ELEMENTOS DA REDE PLANAR

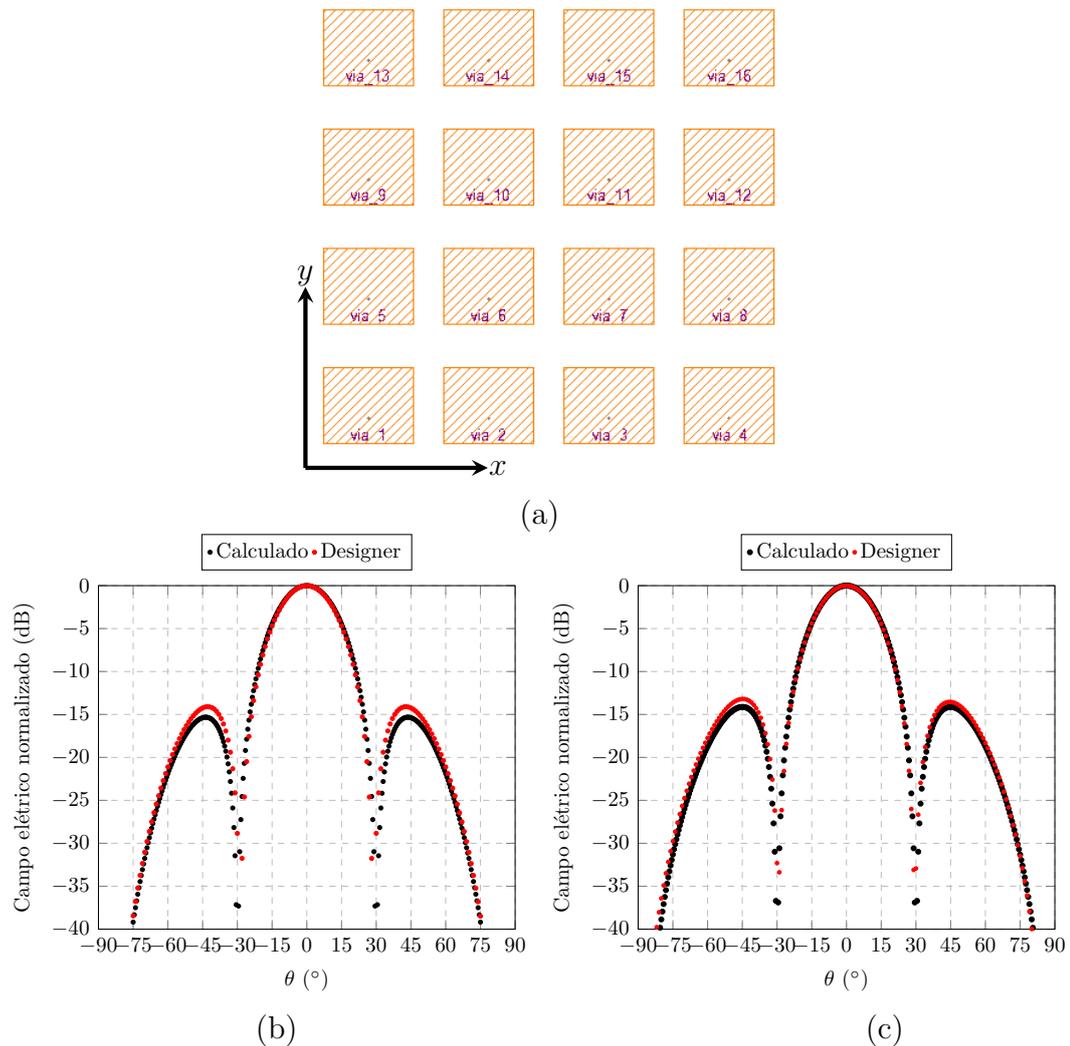
Conforme análises de aproximação e afastamento entre elementos da rede realizadas nas Seções 5.2.1 e 5.3.1, buscou-se realizar também esta investigação para as redes planares. A Figura 65 (a) apresenta uma rede planar 5 x 5 com espaçamento de $0,4 \lambda_0$ entre elementos e a Figura 65 (b)-(c) os campos calculados e simulados. A Figura 66 (a) representa novamente a rede 5x5 com espaçamento de $0,6 \lambda_0$ entre elementos e a Figura 66 (b)-(c) apresenta os campos calculados e simulados. Novamente, percebe-se que aproximar os elementos aumenta o efeito de acoplamento, diminuindo a semelhança entre campo calculado e simulado, enquanto que afastar os elementos aumenta a semelhança entre os diagramas de irradiação.

Figura 62 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 3 x 3; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



Fonte: Autoria própria.

Figura 63 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 4 x 4; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



Fonte: Autoria própria.

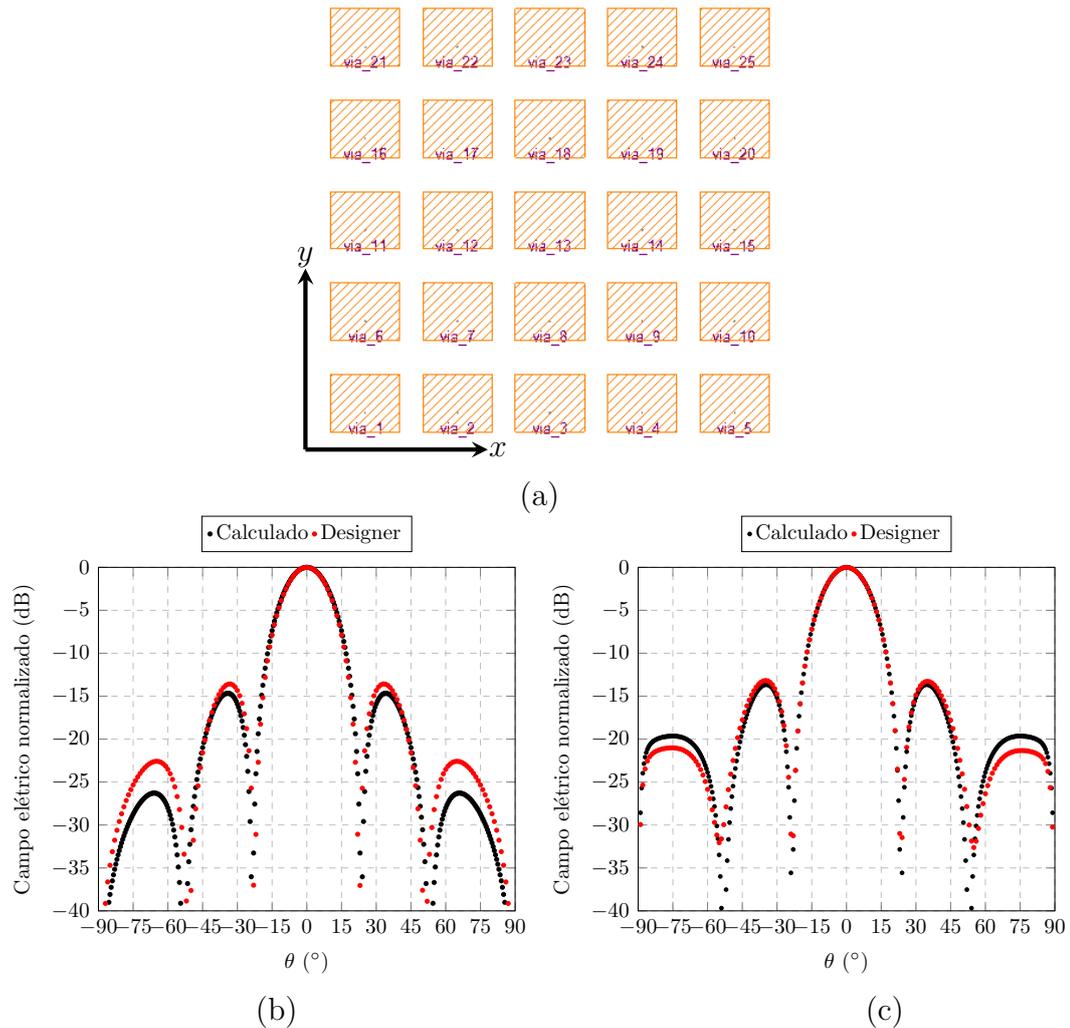
5.4.2 ANÁLISE DOS PARÂMETROS S DA REDE PLANAR 5X5 COM DIFERENTES ESPAÇAMENTOS ENTRE ELEMENTOS

Para fins de uma análise mais detalhada, os parâmetros S para os casos com diferentes espaçamentos das redes planares 5 x 5 foram extraídos e assim observados os efeitos de acoplamento e casamento das redes nos diferentes casos, conforme realizado para as redes linear nas Seções 5.2.2 e 5.3.2. Nesta análise, considerou-se o elemento central da rede como referência. Desta forma, utiliza-se a nomenclatura $S_{13,i}$, em que $i = 1,2,3...25$, representando desta forma os parâmetros de acoplamento entre os elementos adjacentes e o parâmetro $S_{13,13}$ o coeficiente próprio da antena.

O efeito de aproximação dos elementos para uma rede com espaçamento de $0,4 \lambda_0$ centro-a-centro apresenta um alto acoplamento, afetando diretamente o casamento da rede e gerando um deslocamento de frequência. O efeito de acoplamento é maior nos elementos posicionados a direita e esquerda do elemento central, devido apresentarem

a menor distância do elemento de referência. Conforme são afastados os elementos, o acoplamento é reduzido e o casamento do elemento na frequência de ressonância se torna maior, conforme é visto para os espaçamentos de $0,5 \lambda_0$ e $0,6 \lambda_0$. Porém, não pode-se dizer que a antena está casada baseando-se no parâmetro S do próprio elemento.

Figura 64 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 5 x 5; (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



Fonte: Autoria própria.

5.5 REDES DE ANTENAS COM APONTAMENTO DE FEIXE UTILIZANDO DEFASAGEM PROGRESSIVA

Nesta seção buscou-se controlar o apontamento do feixe de irradiação através do método de defasagem progressiva β . Este método consiste em realizar um controle da fase da corrente de excitação dos elementos da rede. Os coeficientes de defasagem progressiva β_x e β_y , para redes ao longo de x e y , respectivamente, são descritos para redes planares em (BALANIS, 2009) como sendo

$$\beta_x = -kd_x \text{sen}\theta_{\text{máx}} \cos\phi_{\text{máx}} \quad (5.1)$$

e

$$\beta_y = -kd_y \operatorname{sen}\theta_{m\acute{a}x} \operatorname{sen}\phi_{m\acute{a}x}, \quad (5.2)$$

em que d_x e d_y representa o espaçamento entre os elementos ao longo de x e y , respectivamente, com $k = \frac{2\pi}{\lambda}$. Deste forma, pode-se realizar o apontamento do lóbulo principal para uma dada direção $(\theta_{m\acute{a}x}, \phi_{m\acute{a}x})$.

Neste estudo, utilizou-se uma rede linear com 5 elementos (1 x 5) ao longo do eixo x e, posteriormente, ao longo do eixo y . Foram utilizadas redes com espaçamentos centro-a-centro entre elementos de $0,4 \lambda_0$, $0,5 \lambda_0$ e $0,6 \lambda_0$. Os apontamentos foram realizados para 10° e 20° . Para as redes dispostas ao longo de x tomou-se $\phi_{m\acute{a}x} = 0^\circ$ e para as redes dispostas ao longo de y , tomou-se $\phi_{m\acute{a}x} = 90^\circ$. Os coeficientes de defasagem progressiva foram acrescentados na função das densidades de corrente elétrica superficiais como termo de fase, sendo considerado o primeiro elemento da rede como referência (0°). Desta forma, o segundo elemento da rede apresenta defasagem igual a β , o terceiro elemento da rede apresenta fase igual 2β e assim sucessivamente. Utilizou-se a distribuição de corrente elétrica ao longo de y (J_y) para este estudo. Por fim, foram comparados os campos calculados através da ferramenta e os campos simulados através do ANSYS *Designer*.

A Tabela 8 apresenta os valores dos coeficientes de defasagem progressiva aplicados nas correntes da rede 1 x 5 com espaçamento de $0,4 \lambda_0$ centro-a-centro entre elementos ao longo x . A Figura 68 apresenta os campos calculados e simulados com apontamento para 10° e 20° obtidos da rede analisada em questão.

A Tabela 9 apresenta os valores dos coeficientes de defasagem progressiva aplicados às correntes da rede 1 x 5 com espaçamento de $0,5 \lambda_0$ entre elementos ao longo x e a Figura 69 apresenta os campos calculados e simulados com apontamento para 10° e 20° obtidos da rede analisada em questão.

A Tabela 10 apresenta os valores dos coeficientes de defasagem progressiva aplicados às correntes da rede 1 x 5 com espaçamento de $0,6 \lambda_0$ entre elementos ao longo x e a Figura 70 apresenta os campos calculados e simulados com apontamento para 10° e 20° obtidos da rede analisada em questão.

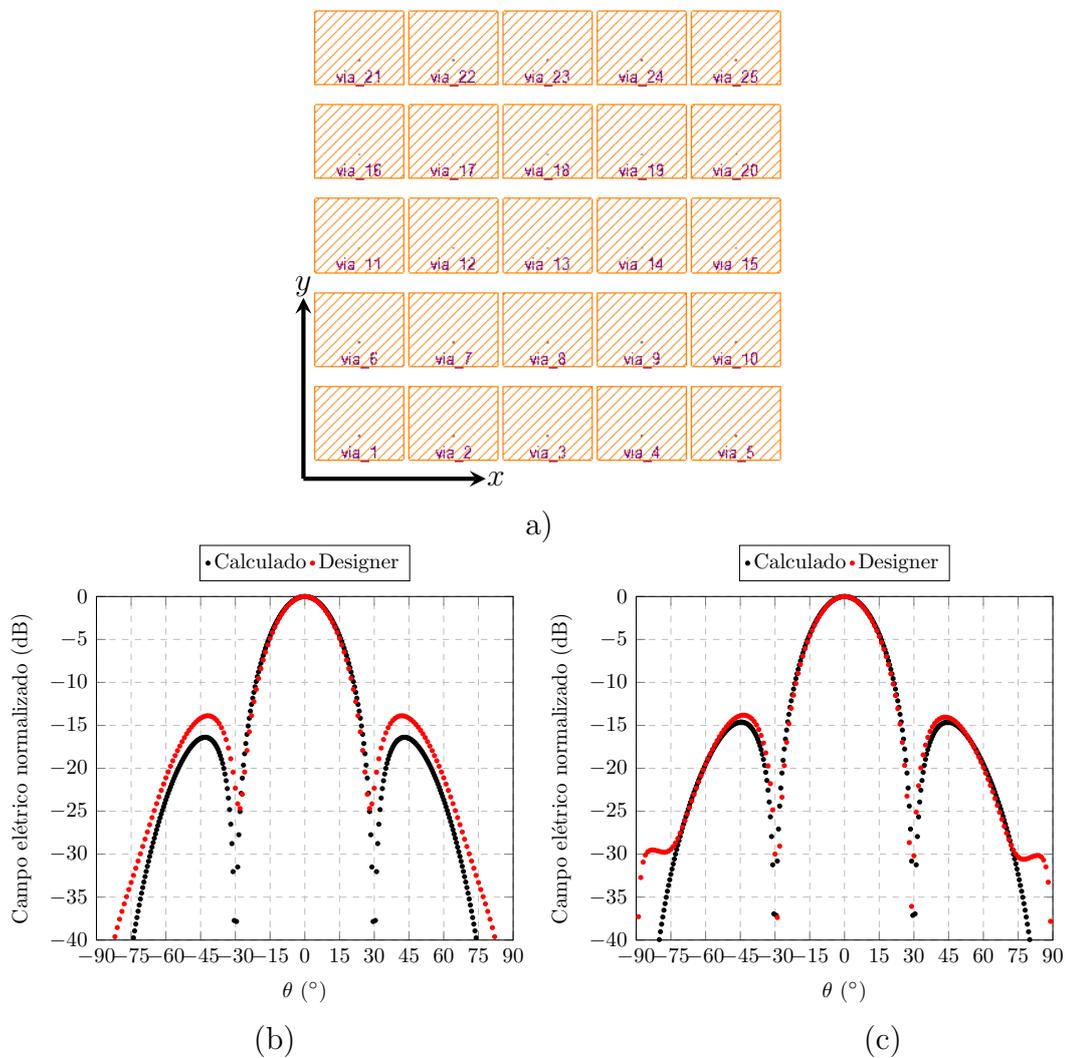
Tabela 8 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de x com espaçamento entre elementos de $0,4 \lambda_0$.

$\theta = 10^\circ$		$\theta = 20^\circ$	
Elementos	Fase	Elementos	Fase
1	0°	1	0°
2	$\beta_x = -25,00^\circ$	2	$\beta_x = -49,25^\circ$
3	$2\beta_x = -50,00^\circ$	3	$2\beta_x = -98,50^\circ$
4	$3\beta_x = -75,00^\circ$	4	$3\beta_x = -147,45^\circ$
5	$4\beta_x = -100,00^\circ$	5	$4\beta_x = -197,00^\circ$

Tabela 9 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de x com espaçamento entre elementos de $0,5 \lambda_0$.

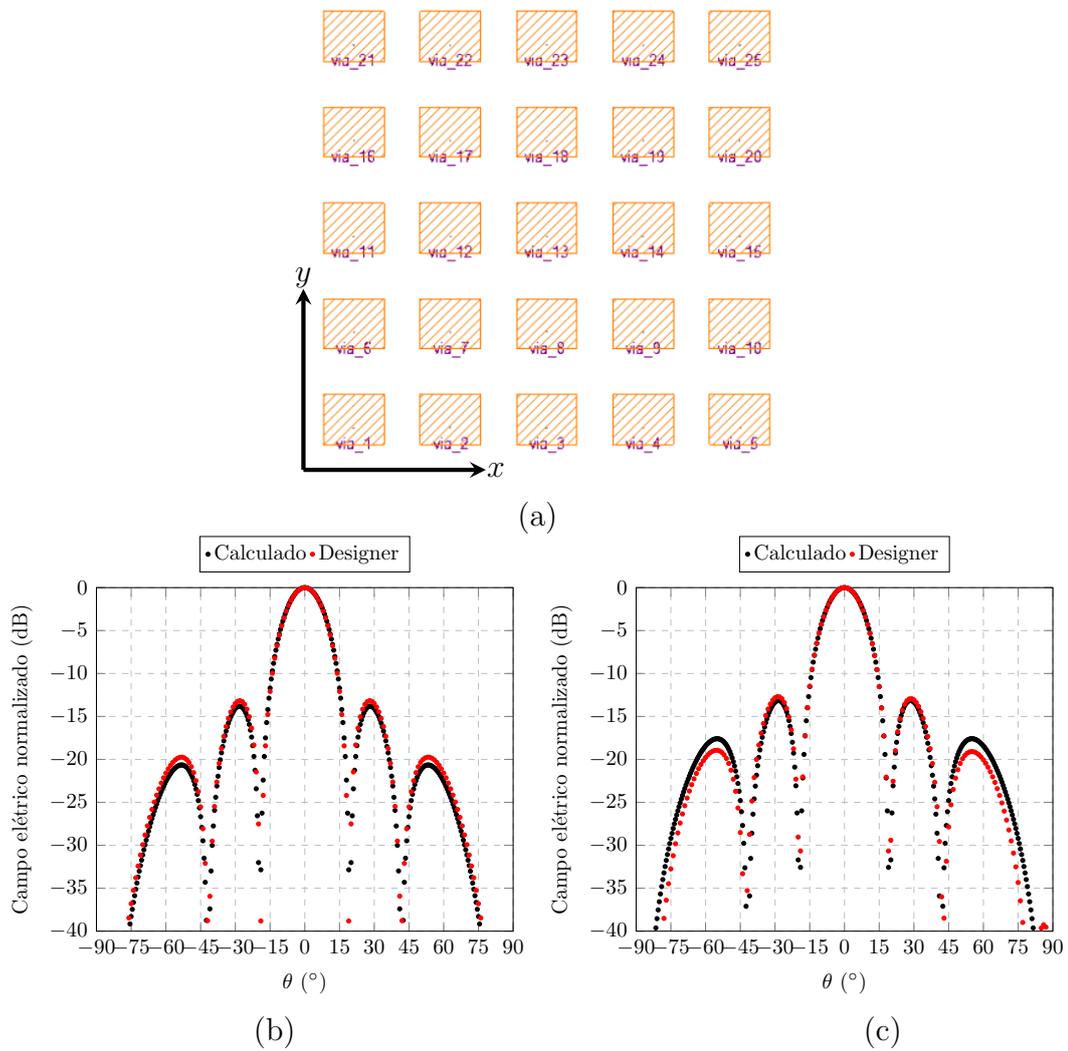
$\theta = 10^\circ$		$\theta = 20^\circ$	
Elementos	Fase	Elementos	Fase
1	0°	1	0°
2	$\beta_x = -31,25^\circ$	2	$\beta_x = -61,56^\circ$
3	$2\beta_x = -62,50^\circ$	3	$2\beta_x = -123,12^\circ$
4	$3\beta_x = -93,75^\circ$	4	$3\beta_x = -184,68^\circ$
5	$4\beta_x = -125,00^\circ$	5	$4\beta_x = -246,24^\circ$

Figura 65 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 5 x 5, espaçamento de $0,4 \lambda_0$ entre elementos. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).



Fonte: Autoria própria.

Figura 66 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede planar. (a) Disposição da rede 5 x 5, espaçamento de $0,6 \lambda_0$ entre elementos. (b) Plano H ($E_\phi(\theta, \phi = 0^\circ)$); (c) Plano E ($E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$).

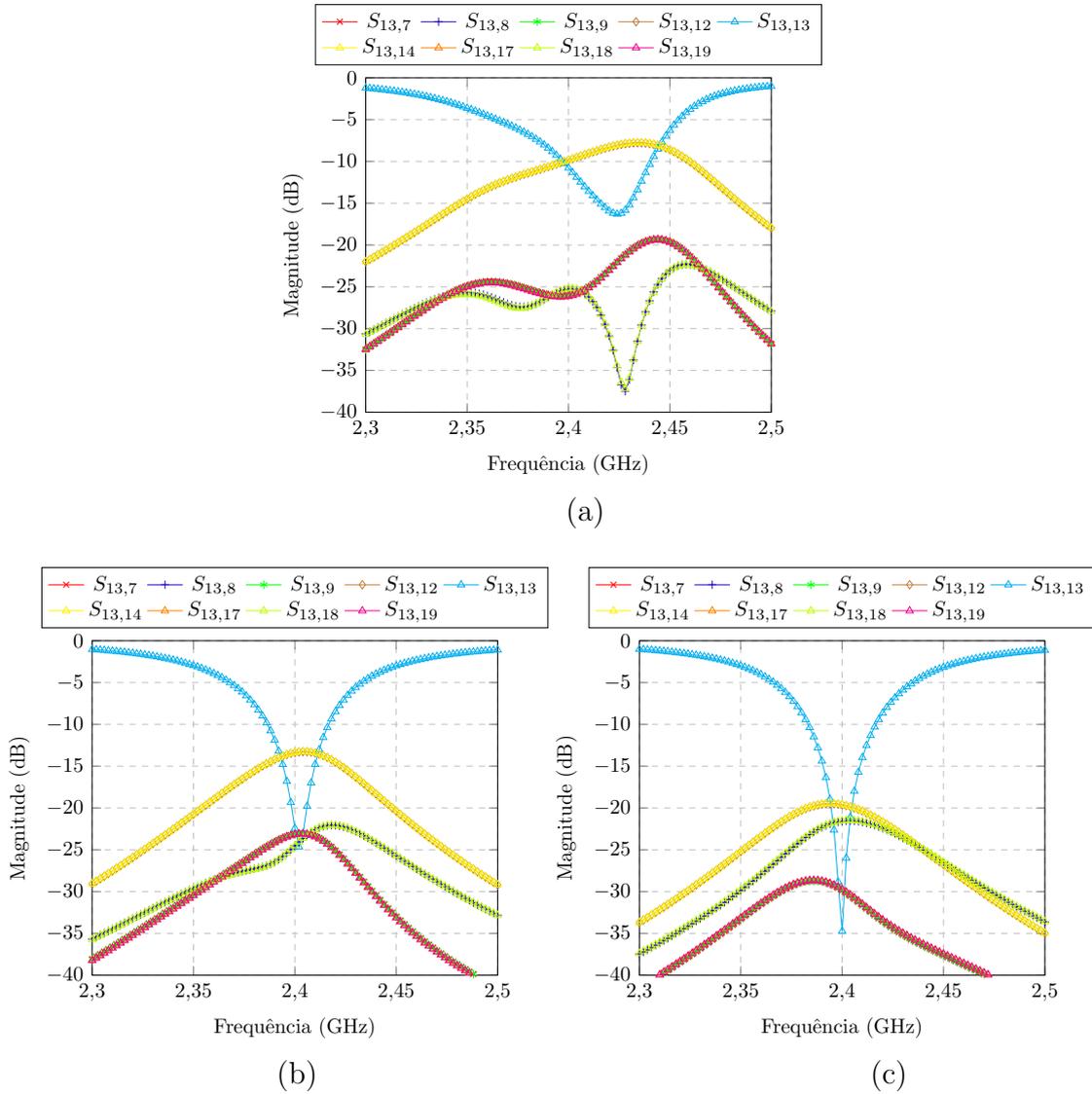


Fonte: Autoria própria.

Tabela 10 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de x com espaçamento entre elementos de $0,6 \lambda_0$.

$\theta = 10^\circ$		$\theta = 20^\circ$	
Elementos	Fase	Elementos	Fase
1	0°	1	0°
2	$\beta_x = -37,50^\circ$	2	$\beta_x = -73,87^\circ$
3	$2\beta_x = -75,00^\circ$	3	$2\beta_x = -147,74^\circ$
4	$3\beta_x = -112,50^\circ$	4	$3\beta_x = -221,61^\circ$
5	$4\beta_x = -150,00^\circ$	5	$4\beta_x = -295,48^\circ$

Figura 67 – Parâmetros S da rede planar 5 x 5, com espaçamento entre elementos de: (a) $0,4 \lambda_0$; (b) $0,5 \lambda_0$; (c) $0,6 \lambda_0$.



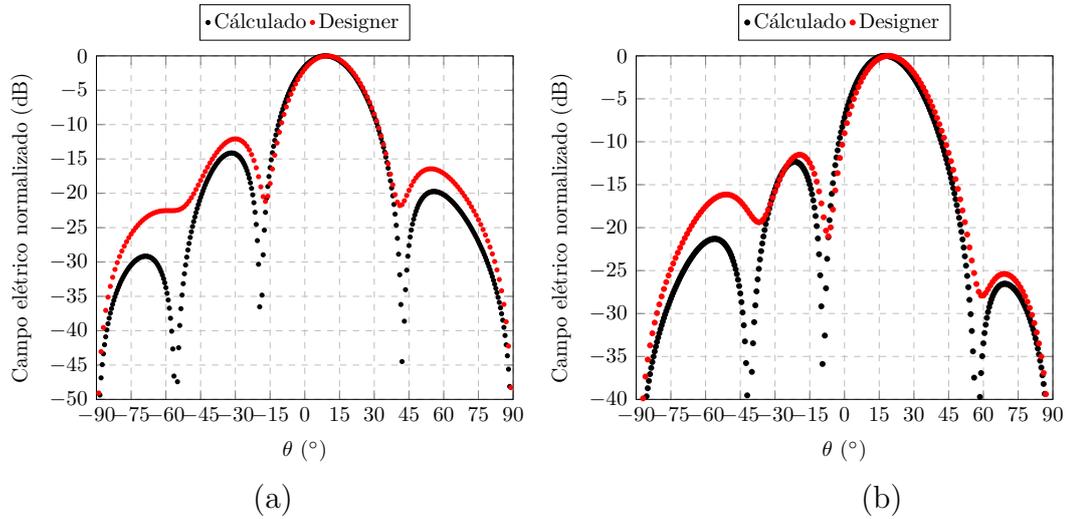
Fonte: Autoria própria.

A Tabela 11 apresenta os valores dos coeficientes de defasagem progressiva aplicados às correntes da rede 1 x 5 com espaçamento de $0,4 \lambda_0$ centro-a-centro entre elementos ao longo y e a Figura 71, apresenta os campos calculados e simulados com apontamento para 10° e 20° obtidos da rede analisada em questão.

Tabela 11 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de y com espaçamento entre elementos de $0,4 \lambda_0$.

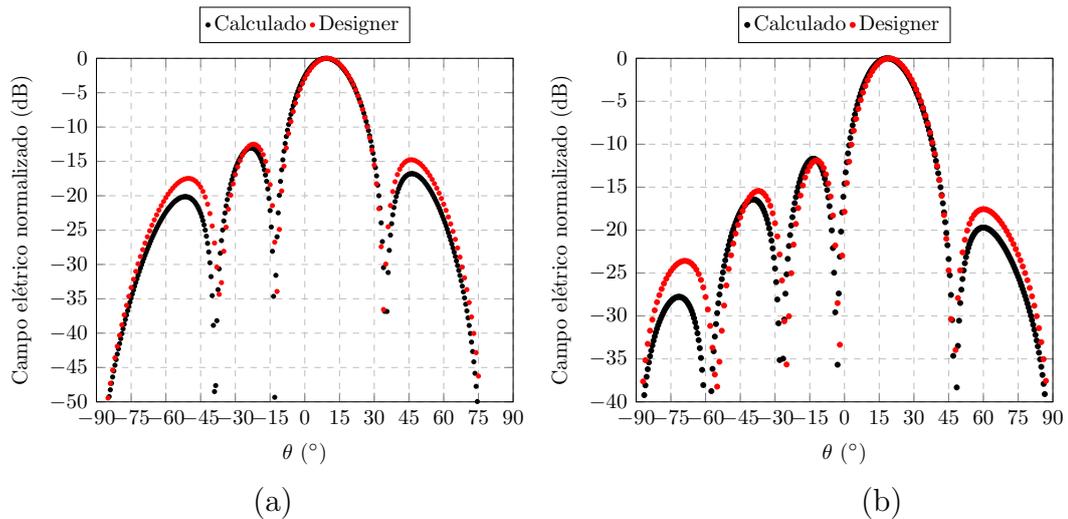
$\theta = 10^\circ$		$\theta = 20^\circ$	
Elementos	Fase	Elementos	Fase
1	0°	1	0°
2	$\beta_y = -25,00^\circ$	2	$\beta_y = -49,25^\circ$
3	$2\beta_y = -50,00^\circ$	3	$2\beta_y = -98,50^\circ$
4	$3\beta_y = -75,00^\circ$	4	$3\beta_y = -147,45^\circ$
5	$4\beta_y = -100,00^\circ$	5	$4\beta_y = -197,00^\circ$

Figura 68 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de x - Espaçoamento de $0,4 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .



Fonte: Autoria própria.

Figura 69 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de x - Espaçoamento de $0,5 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .



Fonte: Autoria própria.

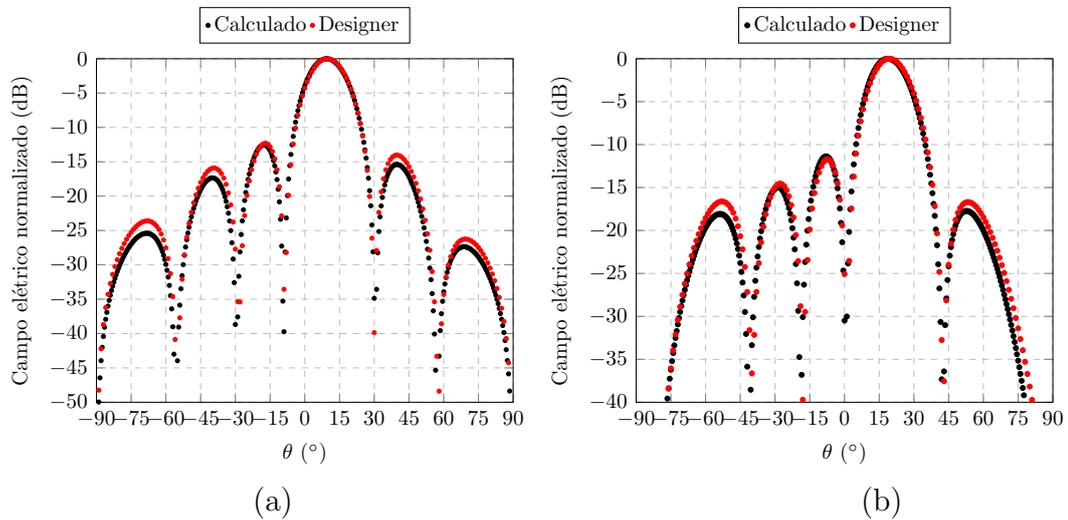
A Tabela 12 apresenta os valores dos coeficientes de defasagem progressiva aplicados às correntes da rede 1 x 5 com espaçamento de $0,5 \lambda_0$ entre elementos ao longo y e a Figura 72 apresenta os campos calculados e simulados com apontamento para 10° e 20° obtidos da rede analisada em questão.

A Tabela 13 apresenta os valores dos coeficientes de defasagem progressiva aplicados às correntes da rede 1 x 5 com espaçamento de $0,6 \lambda_0$ centro-a-centro entre elementos ao longo y e a Figura 73 apresenta os campos calculados e simulados com apontamento para 10° e 20° obtidos da rede analisada em questão.

Tabela 12 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de y com espaçamento entre elementos de $0,5 \lambda_0$.

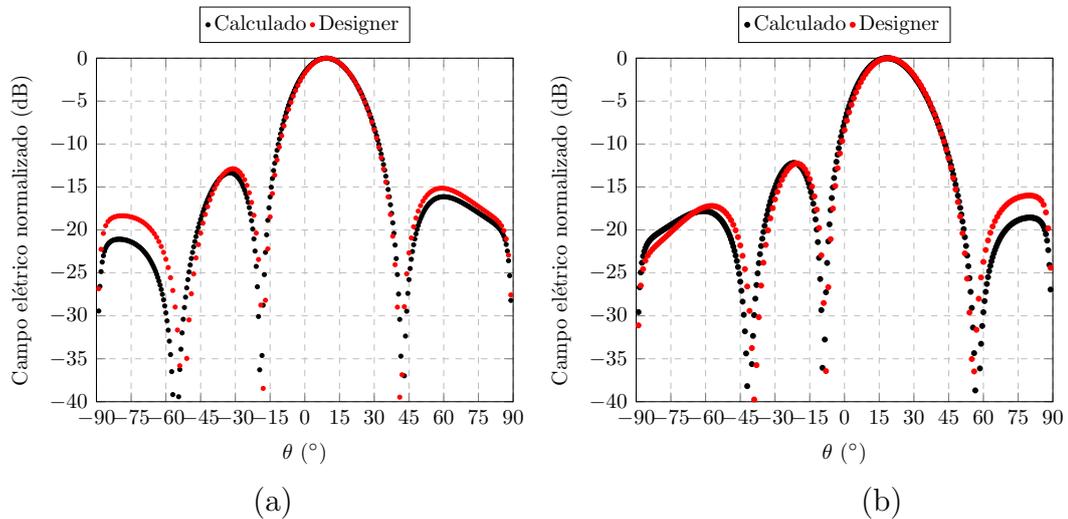
$\theta = 10^\circ$		$\theta = 20^\circ$	
Elementos	Fase	Elementos	Fase
1	0°	1	0°
2	$\beta_y = -31,25^\circ$	2	$\beta_y = -61,56^\circ$
3	$2\beta_y = -62,50^\circ$	3	$2\beta_y = -123,12^\circ$
4	$3\beta_y = -93,75^\circ$	4	$3\beta_y = -184,68^\circ$
5	$4\beta_y = -125,00^\circ$	5	$4\beta_y = -246,24^\circ$

Figura 70 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de x - Espaçamento de $0,6 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .



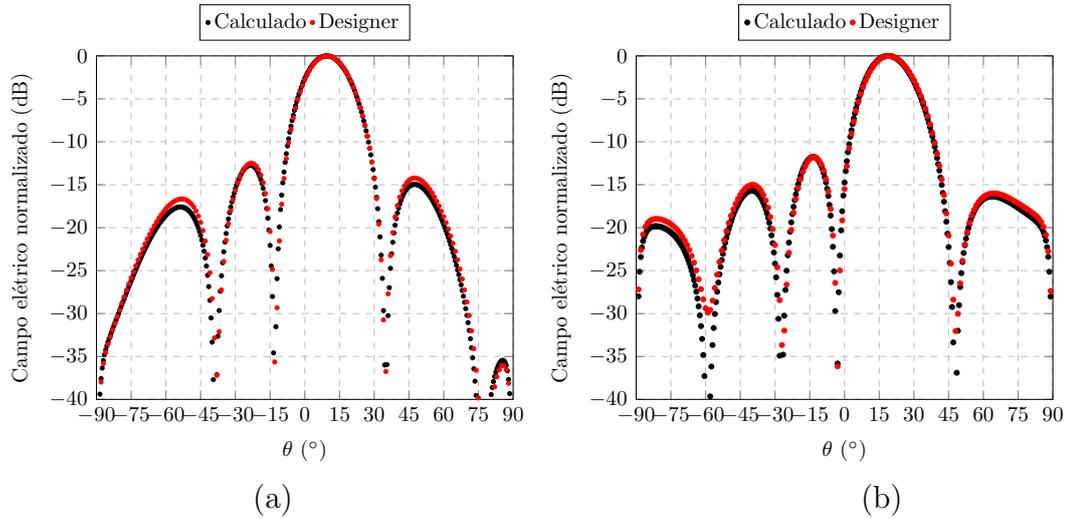
Fonte: Autoria própria.

Figura 71 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de y - Espaçamento de $0,4 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .



Fonte: Autoria própria.

Figura 72 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de y - Espaçamento de $0,5 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .

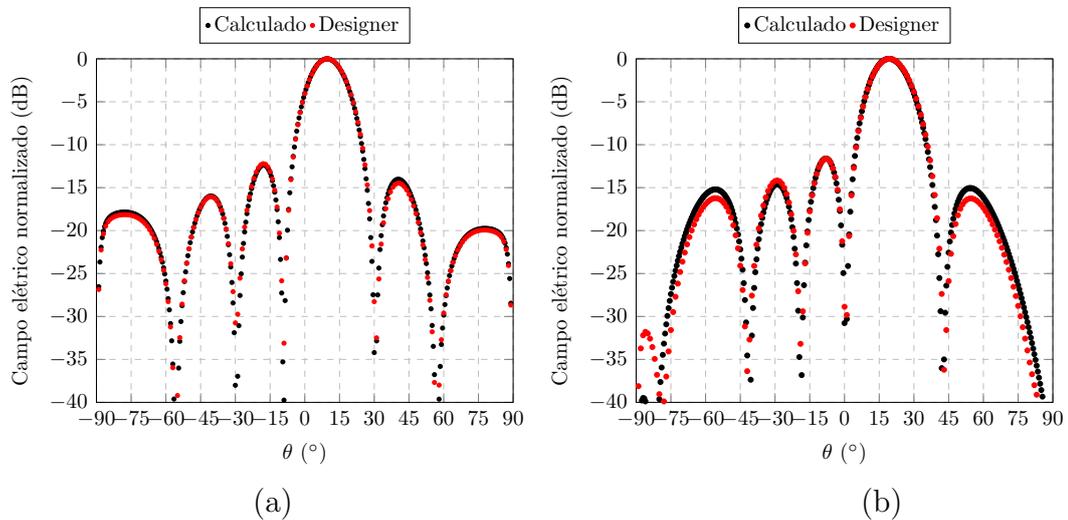


Fonte: Autoria própria.

Tabela 13 – Coeficientes de defasagem progressiva para uma rede 1 x 5 ao longo de y com espaçamento entre elementos de $0,6 \lambda_0$.

$\theta = 10^\circ$		$\theta = 20^\circ$	
Elementos	Fase	Elementos	Fase
1	0°	1	0°
2	$\beta_y = -37,50^\circ$	2	$\beta_y = -73,87^\circ$
3	$2\beta_y = -75,00^\circ$	3	$2\beta_y = -147,74^\circ$
4	$3\beta_y = -112,50^\circ$	4	$3\beta_y = -221,61^\circ$
5	$4\beta_y = -150,00^\circ$	5	$4\beta_y = -295,48^\circ$

Figura 73 – Campo elétrico calculado e simulado de uma rede 1 x 5 ao longo de y - Espaçamento de $0,6 \lambda_0$. (a) Apontamento em 10° ; (b) Apontamento em 20° .



Fonte: Autoria própria.

Novamente, percebe-se que as redes dispostas ao longo do eixo y apresentam melhores resultados dos que as redes dispostas ao longo do eixo x . Percebe-se, também, que todos os feixes foram apontados corretamente para a direção desejada a partir da introdução da fase nas densidades de correntes superficiais sobre os *patches*.

6 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, foi apresentada a modelagem eletromagnética de estruturas planas simples e multicamadas e a utilização da técnica numérica de Newton-Raphson para obtenção dos modos de propagação em diferentes tipos de laminados comerciais de micro-ondas. Para este propósito, o método do circuito equivalente foi aplicado na análise de estruturas estratificadas, para se determinar a relação entre os campos eletromagnéticos e as densidades de correntes superficiais no domínio espectral, cuja relação resulta na diádica de Green.

Realizou-se, também, a análise de discretização da camada dielétrica, com finalidade de observar o comportamento da curva $\det(\tilde{Y}^{(t)})$, conforme varia-se o plano de referência de análise para uma melhor convergência do método numérico. A caracterização dos substratos dielétricos *Rogers* RT/Duroid 5870, RO4003C, Kappa 438, TMM6, TMM10i, TMM13i e o Taconic Cer 10, foi realizada, obtendo-se os modos de propagação TM_0 através do método de Newton-Raphson a partir da variação da espessura do laminado. Os modos propagantes em estruturas do tipo *slab* multicamadas foram investigados, a fim de observar o comportamento do modo TM_0 com a adição de um material dielétrico de alta permissividade. Outros métodos numéricos de obtenção de raízes de função podem ser aplicados para obtenção das constantes de propagação, como, por exemplo, o Método da Secante e o Método de Müller. Porém, neste trabalho, escolheu-se o método de Newton-Raphson, pela rápida convergência e devido o método já ter sido desenvolvido durante a graduação.

O campo espalhado pela estrutura foi obtido através da função diádica de Green e da densidade superficial de corrente elétrica presente no *patch*. A densidade superficial de corrente elétrica foi modelada a partir de funções senoidais com condição de borda segmentada, conforme formulação de (SCHLOSSER, 2020), e assumiu-se que as amplitudes das correntes fossem conhecidas, já que o método dos momentos não foi aplicado neste trabalho. Por fim, obtiveram-se os campos irradiados por meio do método da fase estacionária. Foram analisadas estruturas simples, rede de antenas lineares 1 x 2, 1 x 3, 1 x 4 e 1 x 5, ao longo do eixo x e y , e redes planares 2 x 2, 3 x 3, 4 x 4 e 5 x 5. Vale salientar que considera-se apenas a distribuição de corrente elétrica ao longo do eixo y .

As comparações entre os campos calculados e simulados apresentaram boas aproximações. Levando em conta que o método dos momentos não foi aplicado neste trabalho, tornou-se possível observar os efeitos de acoplamento mútuo entre elementos das redes avaliadas. Este acoplamento causa a diferença entre os resultados calculados e simulados. Conforme os elementos da rede são afastados, os campos calculados e simulados tornam-se mais próximos. Já a análise de aproximação demonstra que o acoplamento mútuo dos elementos prejudica a aproximação dos campos calculados e simulados. A ferramenta de cálculo apresentou-se muito eficiente, além de que a obtenção dos campos irradiados através do software de simulação consomem um período muito maior de tempo em comparação à

ferramenta implementada.

Como trabalho futuro, será estudado e posteriormente apresentada a análise de estruturas planares de camadas simples, múltiplas camadas, e com novas metalizações entre camadas dielétricas, através do método dos momentos.

REFERÊNCIAS

- ABDELRAHMAN, A. H. et al. Bandwidth improvement methods of transmitarray antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 63, n. 7, p. 2946–2954, 2015. Citado na página 28.
- ABDELRAHMAN, A. H. et al. Analysis and design of transmitarray antennas. *Synthesis Lectures on Antennas*, Morgan & Claypool Publishers, v. 6, n. 1, p. 1–175, 2017. Citado na página 28.
- AISWARYA, S. et al. Analysis and design of stub loaded closed loop microstrip line filter for wi-fi applications. In: IEEE. *2019 Sixteenth International Conference on Wireless and Optical Communication Networks (WOCN)*. [S.l.], 2019. p. 1–5. Citado na página 23.
- AL-ALEM, Y.; KISHK, A. A. Low-cost high-gain superstrate antenna array for 5g applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, v. 19, n. 11, p. 1920–1923, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 52.
- AL-YASIR, Y. I. et al. Design, simulation and implementation of very compact dual-band microstrip bandpass filter for 4g and 5g applications. In: IEEE. *2019 16th international conference on synthesis, modeling, analysis and simulation methods and applications to circuit design (SMACD)*. [S.l.], 2019. p. 41–44. Citado na página 23.
- ALEXOPOULOS, N.; JACKSON, D. Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 32, n. 8, p. 807–816, 1984. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 52.
- ALI, W. K. W.; AL-CHARCHAFCHI, S. H. Using equivalent dielectric constant to simplify the analysis of patch microstrip antenna with multi-layer substrates. In: IEEE. *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1998 Digest. Antennas: Gateways to the Global Network. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No. 98CH36)*. [S.l.], 1998. v. 2, p. 676–679. Citado na página 26.
- AMARAL, C.; SOUZA, M.; CATALAN, T. Um estudo do método de newton-raphson. *Revista eletrônica matemática e estatística em foco*, 2015. Citado na página 41.
- ANWAR, R. S.; MAO, L.; NING, H. Frequency selective surfaces: a review. *Applied Sciences*, MDPI, v. 8, n. 9, p. 1689, 2018. Citado na página 29.
- BAHL, I.; BHARTIA, P.; STUCHLY, S. Design of microstrip antennas covered with a dielectric layer. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 30, n. 2, p. 314–318, 1982. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 51.
- BALANIS, C. *Teoria de Antena: Análise e Síntese*. 3ª. [S.l.]: Ed., Rio de Janeiro, LTC, 2009. Citado 6 vezes nas páginas 19, 24, 61, 62, 63 e 81.
- BALANIS, C. A. *Advanced engineering electromagnetics*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2012. Citado na página 58.
- Berry, D.; Malech, R.; Kennedy, W. The reflectarray antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 11, n. 6, p. 645–651, 1963. Citado na página 27.
- BHATTACHARYYA, A.; TRALMAN, T. Effects of dielectric superstrate on patch antennas. *Electronics Letters*, v. 24, p. 356–358, 1988. Citado na página 26.

- BUDHU, J.; GRBIC, A.; MICHIELSSEN, E. Design of multilayer, dualband metasurface reflectarrays. In: IEEE. *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. [S.l.], 2020. p. 1–4. Citado na página 28.
- CASU, G.; MORARU, C.; KOVACS, A. Design and implementation of microstrip patch antenna array. In: IEEE. *2014 10th International Conference on Communications (COMM)*. [S.l.], 2014. p. 1–4. Citado na página 26.
- CENDES, Z. The development of hfss. In: IEEE. *2016 USNC-URSI Radio Science Meeting*. [S.l.], 2016. p. 39–40. Citado na página 23.
- CHAPRA, S. C. *Métodos Numéricos Aplicados com MATLAB® para Engenheiros e Cientistas-3*. [S.l.]: AMGH Editora, 2013. Citado na página 40.
- CHATTERJEE, S. et al. Compact microstrip antenna for mobile communication. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Online Library, v. 55, n. 5, p. 954–957, 2013. Citado na página 24.
- CHEN, Z. N.; CHIA, M. Y. W. *Broadband planar antennas: design and applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2006. Citado na página 24.
- COLACO, J.; LOHANI, R. Design and implementation of microstrip patch antenna for 5g applications. In: IEEE. *2020 5th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*. [S.l.], 2020. p. 682–685. Citado na página 23.
- DELOS, P.; BROUGHTON, B.; KRAFT, J. Phased array antenna patterns-part 1: Linear array beam characteristics and array factor. *Analog Dialogue*, v. 54, p. 1–3, 2020. Citado na página 27.
- DESCHAMPS, G. A. Microstrip microwave antennas. In: *Proceedings of the Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program, Oct.* [S.l.: s.n.], 1953. p. 18–22. Citado na página 23.
- DREHER, A. A new approach to dyadic green's function in spectral domain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 43, n. 11, p. 1297–1302, 1995. Citado 3 vezes nas páginas 20, 22 e 30.
- ETTORRE, M. et al. *Aperture Antennas for Millimeter and Sub-Millimeter Wave Applications*. [S.l.]: Springer, 2018. Citado na página 28.
- FARRAR, A.; ADAMS, A. Multilayer microstrip transmission lines (short papers). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 22, n. 10, p. 889–891, 1974. Citado na página 25.
- FERREIRA, D. et al. Planar multilayer structure analysis: an educational approach. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, SciELO Brasil, v. 11, n. 1, p. 93–106, 2012. Citado na página 20.
- FILHO, V. A. d. A. Aplicação de superfícies seletivas em frequência para melhoria de resposta de arranjos de antenas planares. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2014. Citado na página 29.

- FOUDAZI, A.; HASSANI, H. R. et al. Small uwb planar monopole antenna with added gps/gsm/wlan bands. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 60, n. 6, p. 2987–2992, 2012. Citado na página 24.
- GARG, R.; BAHL, I.; BOZZI, M. *Microstrip lines and slotlines*. [S.l.]: Artech house, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- GARG, R. et al. *Microstrip antenna design handbook*. [S.l.]: Artech house, 2001. Citado 8 vezes nas páginas 19, 24, 25, 26, 27, 51, 58 e 60.
- GRIEG, D.; ENGELMANN, H. Microstrip-a new transmission technique for the kilomegacycle range. *Proceedings of the IRE*, IEEE, v. 40, n. 12, p. 1644–1650, 1952. Citado na página 22.
- GUHA, D.; SIDDIQUI, J. Y. Resonant frequency of circular microstrip antenna covered with dielectric superstrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 51, n. 7, p. 1649–1652, 2003. Citado na página 26.
- HARISH, A.; SACHIDANANDA, M. *Antennas and Wave Propagation*. Oxford University Press, 2007. (Oxford higher education Antennas and wave propagation). ISBN 9781628708455. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=D-V3zQEACAAJ>>. Citado 2 vezes nas páginas 61 e 62.
- HARRINGTON, R. *Time-harmonic electromagnetic fields/Harrington RF–New-York, Chichester*. [S.l.]: Weinheim, Brisbane, Singapore, Toronto: John Wiloy&Sons. Inc, 2001. Citado na página 20.
- HAUPT, R. L. *Antenna arrays: a computational approach*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010. Citado na página 26.
- HECKLER, M. V.; DREHER, A. Analysis of graded-index fibers using a full-wave equivalent circuit. *Journal of lightwave technology*, IEEE, v. 25, n. 1, p. 346–349, 2007. Citado na página 20.
- HORSFIELD, B.; BALL, J. A. Surface-wave propagation on a grounded dielectric slab covered by a high-permittivity material. *IEEE Microwave and Guided wave letters*, IEEE, v. 10, n. 5, p. 171–173, 2000. Citado na página 52.
- HUANG, J.; ENCINAR, J. A. *Reflectarray antennas*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. Citado na página 27.
- JANA, S.; GHOSH, A. Design of a single-layered ka-band reflectarray antenna using ‘e’-shaped elements for gain enhancement. In: IEEE. *2021 10th International Conference on Internet of Everything, Microwave Engineering, Communication and Networks (IEMECON)*. [S.l.], 2021. p. 1–5. Citado na página 28.
- KAMRA, V.; DREHER, A. Full-wave equivalent circuit for the analysis of multilayered microwave structures with anisotropic layers. *Electronics letters*, IET, v. 54, n. 3, p. 153–155, 2018. Citado na página 20.
- KIM, K.-S. et al. All-around beam switched antenna with dual polarization for drone communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 68, n. 6, p. 4930–4934, 2019. Citado na página 25.

- KIOURTI, A.; NIKITA, K. S. A review of implantable patch antennas for biomedical telemetry: Challenges and solutions [wireless corner]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, v. 54, n. 3, p. 210–228, 2012. Citado na página 25.
- KUMAR, A. *Microwave techniques: transmission lines*. [S.l.]: New Age International, 2003. Citado na página 23.
- LEE, K.-F.; TONG, K.-F. Microstrip patch antennas—basic characteristics and some recent advances. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 100, n. 7, p. 2169–2180, 2012. Citado na página 64.
- LETAVIN, D. A. Compact crossover based on low-pass filters. In: IEEE. *2018 19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*. [S.l.], 2018. p. 192–194. Citado na página 23.
- LI, R. et al. A compact broadband planar antenna for gps, dcs-1800, imt-2000, and wlan applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, v. 6, p. 25–27, 2007. Citado na página 24.
- LI, W. et al. An ultra-wide-band tightly coupled dipole reflectarray antenna. *IEEE Transactions on antennas and Propagation*, IEEE, v. 66, n. 2, p. 533–540, 2017. Citado na página 27.
- LIN, C.-K.; CHUNG, S.-J. A filtering microstrip antenna array. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, IEEE, v. 59, n. 11, p. 2856–2863, 2011. Citado na página 26.
- LIU, Z.-F. et al. A method for designing broad-band microstrip antennas in multilayered planar structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 47, n. 9, p. 1416–1420, 1999. Citado na página 26.
- MARTIN, F. *Artificial transmission lines for RF and microwave applications*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 23.
- MATHEWS, J. H.; FINK, K. D. *Métodos Numéricos*. [S.l.]: Madrid: Prentice Hall, 2000. Citado na página 40.
- MATTEW, N.; SADIKU, O. *Numerical techniques in electromagnetics with MATLAB*. [S.l.]: CRC Press, 2011. Citado 5 vezes nas páginas 20, 23, 40, 41 e 42.
- MITTRA, R.; CHAN, C. H.; CWIK, T. Techniques for analyzing frequency selective surfaces—a review. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 76, n. 12, p. 1593–1615, 1988. Citado na página 29.
- MOREIRA, R. C. d. O. *Antenas planares integradas com FSSs para aplicações em sistemas de comunicações sem fio*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2012. Citado na página 29.
- MUNK, B. A. *Frequency selective surfaces: theory and design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005. Citado na página 29.
- NASIMUDDIN, N. *Microstrip antennas*. [S.l.]: BoD—Books on Demand, 2011. Citado na página 23.

- Nayeri, P.; Yang, F.; Elsherbeni, A. Z. *Reflectarray Antennas: Theory, Designs and Applications*. [S.l.]: Wiley Online Library, 2018. Citado na página 27.
- NESSEL, J. A. et al. Demonstration of a x-band multilayer yagi-like microstrip patch antenna with high directivity and large bandwidth. In: IEEE. *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.], 2005. v. 1, p. 227–230. Citado na página 26.
- NGUYEN, C. *Analysis methods for RF, microwave, and millimeter-wave planar transmission line structures*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. Citado na página 23.
- OUTERELO, D. A. et al. Microstrip antenna for 5g broadband communications: Overview of design issues. In: IEEE. *2015 IEEE international symposium on antennas and propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. [S.l.], 2015. p. 2443–2444. Citado na página 24.
- PAOLO, F. D. *Networks and devices using planar transmissions lines*. [S.l.]: CRC Press, 2018. Citado na página 22.
- PHAM, D. A.; LEE, M.; LIM, S. High-gain conical-beam planar antenna for millimeter-wave drone applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 69, n. 10, p. 6959–6964, 2021. Citado na página 25.
- PHAM, K. et al. Design of wideband dual linearly polarized transmitarray antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 64, n. 5, p. 2022–2026, 2016. Citado na página 28.
- POLAR, M. G. S.; HECKLER, M. V.; DREHER, A. Fast analysis of cylindrical microstrip lines printed on substrates composed of multiple layers. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Online Library, v. 52, n. 7, p. 1626–1628, 2010. Citado na página 20.
- POUS, R.; POZAR, D. M. A frequency-selective surface using aperture-coupled microstrip patches. *IEEE transactions on antennas and propagation*, IEEE, v. 39, n. 12, p. 1763–1769, 1991. Citado na página 30.
- POZAR, D. M. Microstrip antennas. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 80, n. 1, p. 79–91, 1992. Citado na página 24.
- POZAR, D. M. *Microwave engineering*. [S.l.]: John wiley & sons, 2011. Citado 12 vezes nas páginas 19, 20, 22, 24, 41, 42, 43, 44, 45, 46, 48 e 61.
- PRAMANICK, P.; BHARTIA, P. *Modern RF and microwave filter design*. [S.l.]: Artech House, 2016. Citado na página 22.
- RAMOS, M. da C. Métodos numéricos em eletromagnetismo. Universidade Federal do Amazonas, 2010. Citado na página 40.
- RAO, B. R.; MCDONALD, K.; KUNYSZ, W. *GPS/GNSS Antennas*. [S.l.]: Artech House, 2013. Citado na página 24.
- REIS, J. R.; VALA, M.; CALDEIRINHA, R. F. Review paper on transmitarray antennas. *IEEE Access*, IEEE, v. 7, p. 94171–94188, 2019. Citado na página 28.

- ROEDERER, A. G. Reflectarray antennas. In: IEEE. *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*. [S.l.], 2009. p. 18–22. Citado na página 27.
- RUTLEDGE, D.; MUHA, M. Imaging antenna arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 30, n. 4, p. 535–540, 1982. Citado na página 26.
- SCHLOSSER, E. R. Análise e síntese de redes refletoras para aplicações espaciais. In: PUC-RIO. *Tese de Doutorado*. [S.l.], 2020. p. 38–63. Citado 14 vezes nas páginas 20, 22, 32, 33, 36, 37, 38, 39, 43, 44, 58, 60, 66 e 90.
- SCHOT, S. H. Eighty years of sommerfeld’s radiation condition. *Historia mathematica*, Elsevier, v. 19, n. 4, p. 385–401, 1992. Citado na página 32.
- SILVA, M. W. B. da. Superfícies seletivas em frequências-fss: Concepcao e projeto de absorvedores planares de micro-ondas para aplicacao em wlan, wimax e radar. 2014. Citado na página 29.
- SILVEIRA, E. d. S. Métodos numéricos na análise de antenas e estruturas passivas em tecnologia de microfita. Universidade Federal do Pampa, 2013. Citado na página 48.
- SOONTORNPIPIT, P.; FURSE, C. M.; CHUNG, Y. C. Design of implantable microstrip antenna for communication with medical implants. *IEEE Transactions on Microwave theory and techniques*, IEEE, v. 52, n. 8, p. 1944–1951, 2004. Citado na página 25.
- SOUSA, L. G. d. *Análise de antenas de microfita em rampa com múltiplas camadas dielétricas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Norte, 2003. Citado na página 48.
- STEER, M. *Microwave and RF design*. [S.l.]: NC State University, 2019. Citado na página 23.
- SVACINA, J. Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal mapping method. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, IEEE, v. 40, n. 4, p. 769–772, 1992. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.
- SVACINA, J. A simple quasi-static determination of basic parameters of multilayer microstrip and coplanar waveguide. *IEEE microwave and guided wave letters*, IEEE, v. 2, n. 10, p. 385–387, 1992. Citado na página 51.
- THOMPSON, D. et al. *Microstrip Antenna Arrays on Multilayer LCP Substrates*. [S.l.], 2007. Citado na página 26.
- VERMA, M.; VERMA, S.; DHUBKARYA, D. Analysis and designing of e-shape microstrip patch antenna for the wireless communication systems. In: IEEE. *2009 International Conference on Emerging Trends in Electronic and Photonic Devices & Systems*. [S.l.], 2009. p. 324–327. Citado na página 23.
- VETTIKALLADI, H.; LAFOND, O.; HIMDI, M. High-efficient and high-gain superstrate antenna for 60-ghz indoor communication. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, v. 8, p. 1422–1425, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 52.
- WAN, C.; ENCINAR, J. A. Efficient computation of generalized scattering matrix for analyzing multilayered periodic structures. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 43, n. 11, p. 1233–1242, 1995. Citado na página 29.

- WANG, W. et al. The design of dual band frequency selective surface. In: IEEE. *2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*. [S.l.], 2020. p. 1–3. Citado na página 30.
- WNUK, M.; NOWOSIELSKI, L. Car microstrip gps antenna. In: IEEE. *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL)*. [S.l.], 2017. p. 444–448. Citado na página 24.
- YADAVA, R. *Antennas and wave propagation*. [S.l.]: PHI Learning Pvt. Ltd., 2022. Citado na página 61.
- YAMASHITA, E. Variational method for the analysis of microstrip-like transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques*, IEEE, v. 16, n. 8, p. 529–535, 1968. Citado na página 25.
- YOON, Y. J.; KIM, B. A new formula for effective dielectric constant in multi-dielectric layer microstrip structure. In: IEEE. *IEEE 9th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging (Cat. No. 00TH8524)*. [S.l.], 2000. p. 163–167. Citado na página 26.
- YPMA, T. J. Historical development of the newton–raphson method. *SIAM review*, SIAM, v. 37, n. 4, p. 531–551, 1995. Citado na página 41.
- ZHAO, P.; CHAN, C. H. et al. Design and analysis of a high-selectivity frequency-selective surface at 60 ghz. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 64, n. 6, p. 1694–1703, 2016. Citado na página 30.
- ZHONG, S.-S.; LIU, G.; QASIM, G. Closed form expressions for resonant frequency of rectangular patch antennas with multielectric layers. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 42, n. 9, p. 1360–1363, 1994. Citado na página 52.
- ZHOU, M. et al. An accurate technique for calculation of radiation from printed reflectarrays. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, v. 10, p. 1081–1084, 2011. Citado na página 28.
- ZIOLKOWSKI, R. W. 1987 ieee ap distinguished achievement awardee, prof. georges a. deschamps, a true gentleman and distinguished scholar. In: IEEE. *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*. [S.l.], 2017. p. 653–654. Citado na página 23.