

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Norton Escopelli Soares

**Redução da Interferência entre duas Antenas
de Microfita nas Faixas de 25 GHz e 26 GHz**

Porto Alegre

2021

Norton Escopelli Soares

Redução da Interferência entre duas Antenas de Microfita nas Faixas de 25 GHz e 26 GHz

Projeto de diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para obtenção do título de engenheiro eletrícista.

Universidade Federal do Rio Grande do Sul

Escola de Engenharia

Departamento de Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. D.r Alvaro Augusto Almeida de Salles

Porto Alegre

2021

Norton Escopelli Soares

Redução da Interferência entre duas Antenas de Microfita nas Faixas de 25 GHz e 26 GHz

Projeto de diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para obtenção do título de engenheiro eletricista.

Prof. D.r Alvaro Augusto Almeida de Salles — UFRGS
Orientador

Prof. D.r Marcelo Soares Lubaszewski — UFRGS
Responsável pelos Projetos de Diplomação da Engenharia Elétrica - UFRGS

Trabalho aprovado em: _____ de _____ de 2021.

Banca Examinadora:

Prof. M.e Claudio Enrique Fernández Rodríguez — IFRS, Campus Canoas

Prof. D.r Giovani Bulla — UFRGS

Porto Alegre
2021

Agradecimentos

À minha mãe, Suzana, e minha irmã Sabrina por sempre me apoiarem em minhas decisões e estarem presentes.

À Marcia e à Edna, pelo que de melhor compartilhamos.

Ao meu orientador, professor Salles, e professores Claudio e Giovani, pelo aprendizado e apoio em todo tempo que fui bolsista no LACOM.

À Camila, Pâmela, Vanessa, Bruna e Leonardo, amigos que deixaram o caminho mais agradável!

Ao professor Marcelo pela paciência e esforço em tornar viável o prazo extra para apresentação.

Resumo

O presente trabalho objetiva reduzir a interferência entre duas antenas de microfita de *patch* retangular operando em 25 GHz e 26 GHz, em um mesmo substrato de alta constante dielétrica, posicionadas colinearmente no plano-E, e a uma distância aproximada de 10% do comprimento de onda. Foram abordadas diferentes tentativas para a isolação, cada uma sendo simulada e tendo seus resultados comparados aos das antenas sem isolação. Considerando apenas o coeficiente de reflexão, o melhor resultado obtido foi o da simples remoção do dielétrico entre elas, resultando em uma isolação por material de menor constante dielétrica — o ar. Devido a grande proximidade entre os elementos radiadores em relação aos comprimentos de onda, nenhuma proposta de atenuação conseguiu superar de modo pleno a interferência causada. Uma superfície de alta impedância foi projetada, porém a realização da mesma não se mostrou vantajosa, tendo resultados comparáveis ao da simples remoção do substrato. Foram consideradas também metalizações interpostas e na superfície da porção de substrato que separa as antenas, não havendo nenhuma melhora simultânea em todos os parâmetros de performance considerados.

Palavras-chave: antena de microfita, interferência, ondas de superfície.

Abstract

The present work aims to reduce the interference between two rectangular patch microstrip antennas operating at 25 GHz and 26 GHz, in the same substrate of high dielectric constant, collinearly positioned in the E-plane, and at an approximate distance of 10% of the wavelength. Different attempts for isolation were approached, each one being simulated and having their results compared to those of antennas without isolation. Considering only the reflection coefficient, the best result obtained was the simple removal of the dielectric between them, resulting in an insulation by material with a lower dielectric constant — the air. Due to the great proximity between the radiator elements in relation to the wavelengths, no attenuation proposal was able to fully overcome the interference caused. A high impedance surface was designed, but its realization did not prove to be advantageous, with results comparable to simple substrate removal. Interposed metallizations and on the surface of the substrate portion that separate the antennas were also considered, with no simultaneous improvement in all performance parameters considered.

Keywords: microstrip antenna, interference, surface waves.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Diagrama de radiação em um sistema esférico de coordenadas.	15
Figura 2 – Identificação dos lóbulos em um diagrama de radiação.	16
Figura 3 – Antena de microfita de <i>patch</i> retangular.	21
Figura 4 – Vista lateral em corte com indicação dos campos elétricos.	21
Figura 5 – Sistema de coordenadas adotado para cada <i>slot</i>	22
Figura 6 – Antena de microfita de <i>patch</i> retangular.	22
Figura 7 – Posições relativas entre antenas de microfita no plano-E e planos-H. . .	24
Figura 8 – Variação do S_{12} em função da separação s no planos-E e planos-H. . .	26
Figura 9 – Interface entre dielétrico com plano de terra e ar, em um sistema de coordenadas.	27
Figura 10 – Solução gráfica para as frequências de corte de uma onda de superfície TM em um dielétrico com plano de terra.	28
Figura 11 – Solução gráfica para as frequências de corte de uma onda de superfície TE em um dielétrico com plano de terra.	29
Figura 12 – EBG na forma de textura em superfície metálica.	32
Figura 13 – Decaimento da amplitude de uma onda na direção z	32
Figura 14 – Uma onda de superfície TM em uma superfície metálica.	33
Figura 15 – Uma onda de superfície TE em uma superfície de alta impedância. . .	33
Figura 16 – (a) Capacitância e caminho da corrente entre duas células adjacentes (b) Circuito equivalente.	34
Figura 17 – Diagrama de dispersão para ondas de superfície ($C = 0,05$ pF e $L = 2$ nH). .	35
Figura 18 – Superfície de alta impedância em dielétrico de $\epsilon_r = 2,2$ e diagrama de dispersão.	36
Figura 19 – Superfície de alta impedância com texturas metálicas quadradas. . . .	37
Figura 20 – Posicionamento proposto das duas antenas no mesmo substrato. . . .	40
Figura 21 – Separação das antenas através da remoção do substrato entre elas. . . .	44
Figura 22 – Separação das antenas através de superfície de alta impedância. . . .	44
Figura 23 – Separação das antenas através de uma faixa metálica transversal. . . .	45
Figura 24 – Separação das antenas através de uma superfície metálica.	45
Figura 25 – Separação das antenas através de uma superfície metálica aterrada. . .	46
Figura 26 – Separação das antenas através de uma superfície de alta impedância com 4 fileiras de células de EBG.	46
Figura 27 – Vistas da célula de EBG.	47
Figura 28 – Projeto da antena de microfita para 25 GHz com indicação das dimensões. .	49
Figura 29 – Parâmetro S_{11} das antenas projetadas individualmente.	49
Figura 30 – Antena e sistema de coordenadas utilizado.	50

Figura 31 – Diagramas polares da antena projetada para 25 GHz.	50
Figura 32 – Diagramas polares da antena projetada para 26 GHz.	51
Figura 33 – Parâmetros S	52
Figura 34 – Sistema de coordenadas utilizado para as antenas em mesmo substrato.	52
Figura 35 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com substrato compar- tilhado.	53
Figura 36 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com substrato compar- tilhado.	53
Figura 37 – Parâmetros S das antenas isoladas por remoção do substrato.	54
Figura 38 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolação por re- moção de substrato.	55
Figura 39 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolação por re- moção de substrato.	55
Figura 40 – Parâmetros S das antenas isoladas por duas fileiras de células de EBG.	56
Figura 41 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolação de duas fileiras de EBG.	57
Figura 42 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolação de duas fileiras de EBG.	57
Figura 43 – Parâmetros S das antenas isoladas por quatro fileiras de células de EBG.	58
Figura 44 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolação de quatro fileiras de EBG.	59
Figura 45 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolação de quatro fileiras de EBG.	59
Figura 46 – Parâmetros S das antenas interpostas por faixa metálica.	60
Figura 47 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolação de faixa metálica transversal.	60
Figura 48 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolação de faixa metálica transversal.	61
Figura 49 – Parâmetros S das antenas isoladas por faixa metálica na superfície do substrato.	62
Figura 50 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolação por faixa metálica na superfície do substrato.	62
Figura 51 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolação por faixa metálica na superfície do substrato.	63
Figura 52 – Parâmetros S das antenas isoladas por faixa metálica aterrada na superfície do substrato.	64
Figura 53 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolação por faixa metálica aterrada na superfície do substrato.	64

Figura 54 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolamento por faixa metálica aterrada na superfície do substrato. 65

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do substrato TMM13i.	42
Tabela 2 – Parâmetros do <i>Patch</i> para 25 GHz.	48
Tabela 3 – Parâmetros do <i>Patch</i> para 26 GHz.	48
Tabela 4 – Parâmetros de desempenho das antenas projetadas individualmente.	50
Tabela 5 – Parâmetros de desempenho das antenas em mesmo substrato.	54
Tabela 6 – Parâmetros de desempenho das antenas em mesmo substrato.	55
Tabela 7 – Parâmetros calculados e otimizados da célula de EBG.	56
Tabela 8 – Parâmetros de desempenho das antenas separadas por duas fileiras de células de EBG.	57
Tabela 9 – Parâmetros de desempenho das antenas separadas por quatro fileiras de células de EBG.	59
Tabela 10 – Parâmetros de desempenho das antenas interpostas por faixa metálica.	61
Tabela 11 – Parâmetros de desempenho das antenas isoladas por faixa metálica na superfície do substrato.	63
Tabela 12 – Parâmetros de desempenho das antenas isoladas por faixa metálica aterrada na superfície do substrato.	64
Tabela 13 – Parâmetros S_{11} (dB) das propostas analisadas.	66
Tabela 14 – Parâmetros S_{12} (dB) das propostas analisadas.	66
Tabela 15 – Diretividade (dB) das propostas analisadas.	67

Sumário

1	INTRODUÇÃO	12
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	14
2.1	Conceitos e Parâmetros de Antenas	14
2.1.1	Diagrama de Radiação	14
2.1.2	Densidade de Potência Radiada	17
2.1.3	Intensidade de Radiação	17
2.1.4	Diretividade	18
2.1.5	Eficiências	18
2.1.6	Largura de Banda	19
2.1.7	Impedância de Entrada	19
2.1.8	Frequência de Ressonância	20
2.1.9	Coeficiente de Reflexão	20
2.2	Antenas de Microfita de <i>Patch</i> Retangular	20
2.3	Interferência Mútua	24
2.4	Ondas de Superfície em Dielétricos com Plano de Terra	26
2.5	Superfícies de Alta Impedância	30
3	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	39
4	ANÁLISES DE SOLUÇÕES	41
5	METODOLOGIA	42
5.1	Projeto das Antenas para 25 GHz e 26 GHz	42
5.2	Projeto das Propostas de Isolação	43
5.3	Projeto da Célula Unitária de EBG	46
6	RESULTADOS	48
6.1	Antenas Individuais Otimizadas	48
6.2	Antenas Alinhadas Colinearmente no Plano-E	52
6.3	Isolação por Remoção do Substrato	54
6.4	Isolação por Superfície de Alta Impedância com Duas Fileiras de Células de EBG	56
6.5	Isolação por Superfície de Alta Impedância com Quatro Fileiras de Células de EBG	58
6.6	Isolação por Interposição de Faixa Metálica	60
6.7	Isolação por Faixa Metálica na Superfície do Substrato	61

6.8	Isolação por Faixa Metálica Aterrada na Superfície do Substrato . .	63
6.9	Comparações dos Resultados	66
7	CONCLUSÕES E DISCUSSÕES	68
	REFERÊNCIAS	69

1 Introdução

A antena é um elemento crítico de um sistema sem fio. Um projeto de antena adequado pode amenizar os requisitos do sistema ao qual esta inserida e aumentar sua performance geral (BALANIS, 2016). Em 1954 Deschamps apresentou pela primeira vez a ideia da antena de microfita, e a partir da década de 1970 houve um maior interesse pelo desenvolvimento da mesma. Esse desenvolvimento deveu-se em grande parte à necessidade de sistemas cujos elementos fossem leves, de baixo perfil e integráveis com outros elementos tais como circuitos integrados e circuitos de micro-ondas. Algumas das desvantagens observadas nas primeiras configurações de antenas de microfita permanecem, embora novas configurações e métodos de análises permitam que essas antenas satisfaçam a requisitos cada vez mais rigorosos de sistemas sem fio (FANG, 2010). Atualmente antenas de baixo perfil são aplicadas em diversos sistemas, como em dispositivos móveis, estações de rádio base inteligentes, veículos terrestres e aeroespaciais, comunicações via satélite, radares e similares.

Uma placa de material dielétrico com plano de terra constitui um meio propício à propagação de ondas de superfície. Tanto o aumento da frequência quanto o aumento da constante dielétrica causam um maior confinamento da onda no material. O funcionamento de mais de uma antena de microfita em um mesmo substrato pode ter o funcionamento prejudicado em razão da interferência mútua entre elas, causado principalmente pelas ondas radiadas para o espaço livre no campo próximo e pelas ondas de superfície que se propagam pelo dielétrico.

Neste trabalho serão abordadas propostas para reduzir o acoplamento entre duas antenas de microfita confeccionadas em um mesmo substrato, posicionadas colinearmente no plano-E a uma distância aproximada de 10 % do comprimento de onda da frequência de operação. Será considerado um material de constante dielétrica alta, $\epsilon_r = 12,2$, e antenas operando em 25 GHz e 26 GHz, dentro da faixa de radiofrequências de 24,25 GHz a 27,90 GHz, cuja aprovação do regulamento sobre as condições de uso foi publicada pela resolução da ANATEL N° 742, de 1° de março de 2021 (ANATEL, 2021).

As propostas de isolamento entre as antenas especificadas neste trabalho constituem-se de:

- remoção do substrato entre elas (isolamento por ar);
- inserção de uma superfície de alta impedância;
- interposição de uma metalização transversal ao substrato entre as antenas;

- inserção de uma fita metálica na superfície do dielétrico que separa as antenas;
- inserção de uma fita metálica aterrada na superfície do dielétrico que separa as antenas;

As antenas deste trabalho e as estruturas propostas para a isolação das mesmas, apresentam dimensões milimétricas, com alguns detalhes da geometria de dimensões submilimétricas, sendo necessário métodos bastante precisos para sua prototipação. Neste trabalho são apresentadas simulações no *software* de simulação eletromagnética CST Studio.

2 Fundamentação Teórica

Este capítulo objetiva fornecer os conceitos envolvidos na proposta deste trabalho.

2.1 Conceitos e Parâmetros de Antenas

A definição mais formal de uma antena, conforme apresentado por [IEEE \(2014\)](#), é a parte de um sistema transmissor ou receptor designado a radiar ou receber ondas eletromagnéticas. Um entendimento complementar é dado por [Fang \(2010\)](#), em que afirma que antenas são transdutores ao transformar ondas eletromagnéticas guiadas através de uma linha de transmissão em ondas eletromagnéticas radiadas no espaço livre.

Conforme [Balanis \(2016\)](#), para descrever a performance de uma antena não é necessário especificar todos os seus parâmetros, pois alguns deles são inter-relacionados. Assim, os conceitos e parâmetros apresentados neste trabalho são aqueles que foram julgados mais adequados à apresentação do mesmo para melhor visualização e interpretação dos resultados. Os conceitos e parâmetros sobre antenas constantes nessa seção e subseções compõem-se definições apresentadas em [IEEE \(2014\)](#), e nas explicações e equacionamentos apresentados em [Balanis \(2016\)](#) e [Pozar \(2012\)](#).

2.1.1 Diagrama de Radiação

O diagrama de radiação exhibe a distribuição espacial de uma determinada propriedade que caracteriza a radiação emitida pela antena. É comum o emprego das seguintes propriedades:

- densidade de potência radiada;
- intensidade de radiação;
- diretividade;
- fase;
- polarização;
- intensidade de campo.

Geralmente o diagrama de radiação é apresentado ou como uma função matemática ou em forma gráfica, em que a propriedade escolhida é apresentada como função de coordenadas espaciais. O espaço ao redor de uma antena é dividido em três regiões: campo

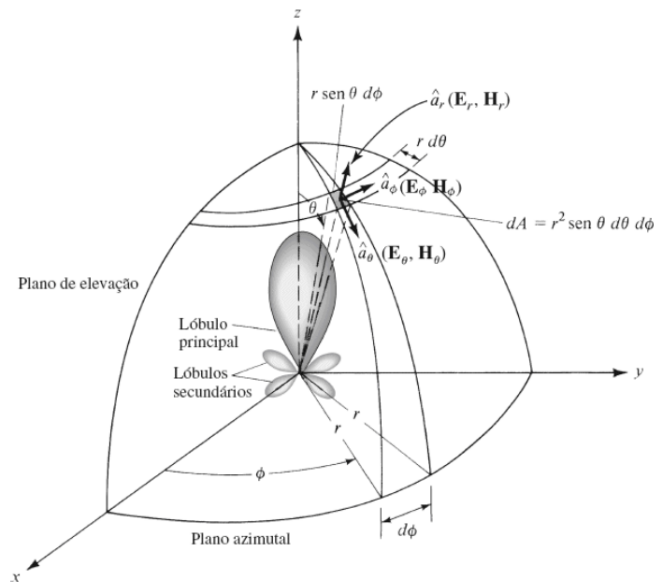
próximo reativo, campo próximo radiante e campo distante. Na maior parte dos casos o diagrama de radiação é determinado no campo distante, e as coordenadas espaciais são as coordenadas direcionais de um sistema de coordenadas esférico (θ, ϕ) . O campo distante tem início a uma distância aproximada dada por (2.1)

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.1)$$

em que D é a maior dimensão da antena e λ é o comprimento de onda.

É comum a utilização de um dos campos eletromagnéticos ou da potência como a propriedade que caracteriza a radiação emitida pela antena. O gráfico obtido à distância de um raio constante para esses casos são denominados de *diagrama de amplitude de campo* e *diagrama de amplitude de potência*, respectivamente. No entanto, é usual referir-se a esses diagramas apenas como *diagramas de campo* e *diagramas de potência*. Também é possível expressar os diagramas com valores normalizados em relação ao valor máximo apresentado pela propriedade e, para diagramas de potência é usual a utilização de escala em dB. A utilização da escala em dB apresenta uma melhor visualização de valores muito baixos do diagrama, por vezes não detectáveis visualmente na escala linear. A Figura 1 exibe um diagrama de radiação em um sistema esférico de coordenadas.

Figura 1 – Diagrama de radiação em um sistema esférico de coordenadas.



Fonte: Balanis (2016, p. 26)

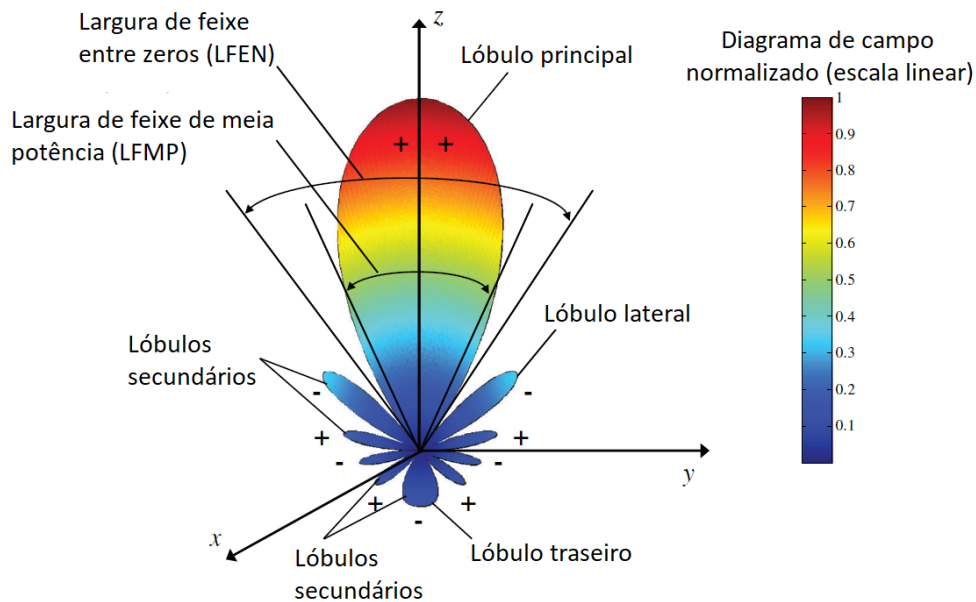
Também é possível a representação de um diagrama de radiação através de planos secantes apropriados, fixando-se uma das coordenadas direcionais e permitindo a variação da outra. Considerando o diagrama de radiação apresentado na Figura 1, outros diagramas

de radiação típicos podem ser obtidos com $\phi = 0^\circ$ e θ variando de 0° a $\pm 180^\circ$; com $\phi = 90^\circ$ e θ variando de 0° a $\pm 180^\circ$; e com $\theta = 90^\circ$ e ϕ variando de 0° a $\pm 360^\circ$.

Os pontos em que o diagrama de radiação atinge a meia potência são os pontos em que o diagrama de campo atinge 0,707 em escala linear e o diagrama de potência atinge 0,5 em escala linear ou -3 dB na escala em dB. Os pontos de meia potência em cada um dos diagramas descritos são separados pelo mesmo distanciamento angular, denominado *Largura de Feixe de Meia Potência* (LFMP). A separação angular entre os dois primeiros pontos de nulo do diagrama de radiação é denominada *Largura de Feixe Entre Nulos* (LFEN).

Os lóbulos de um diagrama de radiação são regiões de intensidade maior de radiação cercadas por regiões de intensidade menor de radiação. Podem ser subclassificados em lóbulo principal, lóbulos menores, lóbulos laterais e lóbulo traseiro. O lóbulo principal é o lóbulo que contém a direção da máxima radiação. Um lóbulo menor é qualquer lóbulo exceto um lóbulo maior. Os lóbulos laterais são aqueles adjacentes ao lóbulo principal e que ocupam o mesmo hemisfério deste. Um lóbulo traseiro é um lóbulo de radiação cujo eixo faz um ângulo de aproximadamente 180° em relação ao lóbulo principal. A [Figura 2](#) mostra um exemplo de diagrama de radiação normalizado em escala linear com indicação dos lóbulos.

Figura 2 – Identificação dos lóbulos em um diagrama de radiação.



Fonte: Adaptado de [Balanis \(2016, p. 28\)](#)

Um radiador isotrópico é definido como sendo uma antena sem perdas que radia igualmente para todas direções. Embora seja um conceito idealizado e não realizável fisicamente, o radiador isotrópico é utilizado como uma referência ao se expressar características

diretivas de uma antena. Uma antena do tipo dipolo de meia onda apresenta um tipo de diagrama de radiação denominado omnidirecional, definido como um diagrama não direcional em um dado plano, no caso o azimutal, e direcional em qualquer outro plano ortogonal a este, os planos de elevação. Por fim, uma antena é denominada direcional quando o diagrama de radiação possui a máxima diretividade significativamente maior que a de um dipolo de meia onda.

2.1.2 Densidade de Potência Radiada

A densidade de potência instantânea associada a uma onda eletromagnética pode ser definida pelo vetor de Poynting conforme (2.2)

$$\vec{\mathcal{W}} = \vec{\mathcal{E}} \times \vec{\mathcal{H}} \quad \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right) \quad (2.2)$$

em que $\vec{\mathcal{E}}$ é o vetor do campo elétrico (V/m) e $\vec{\mathcal{H}}$ é o vetor do campo magnético (A/m), ambos no domínio do tempo. Então, para encontrar a potência instantânea de uma onda que atravessa determinada superfície, basta integrar a componente normal do vetor de Poynting na superfície considerada.

Em campos harmônicos, pode-se utilizar o vetor de Poynting para calcular a densidade de potência média da onda, integrando o vetor de Poynting em um período completo da onda e dividindo o resultado da integração sobre o período. Assumindo os campos elétrico e magnético de campos harmônicos sinusoidais nas formas (2.3) e (2.3)

$$\vec{\mathcal{E}}(x, y, z; t) = \text{Re} \left[\vec{E}(x, y, z) e^{j\omega t} \right] \quad (2.3)$$

$$\vec{\mathcal{H}}(x, y, z; t) = \text{Re} \left[\vec{H}(x, y, z) e^{j\omega t} \right] \quad (2.4)$$

em que \vec{E} e \vec{H} são as formas fasoriais dos campos elétrico e magnético, então a densidade de potência média pode ser representada como em (2.5).

$$\vec{W}_{\text{av}}(x, y, z) = \frac{1}{2} \text{Re} \left[\vec{E} \times \vec{H}^* \right] \quad \left(\frac{\text{W}}{\text{m}^2} \right) \quad (2.5)$$

A potência média total radiada pela antena pode ser encontrada pela integração da componente normal da densidade média de potência em uma superfície fechada com a antena em seu interior.

2.1.3 Intensidade de Radiação

A intensidade de radiação em determinada direção é um parâmetro relacionado ao campo distante, definido como a razão entre a potencia radiada pela antena e o ângulo

sólido subtendido em esferorradiano (sr), conforme (2.6)

$$U = r^2 W_{\text{av}} \left(\frac{\text{W}}{\text{sr}} \right) \quad (2.6)$$

em que r é a distância da antena ao ponto onde o ângulo sólido é avaliado.

A potência total da antena pode ser obtida através da integração da intensidade de radiação por todo ângulo sólido de 4π sr. Para encontrar a intensidade de radiação de um radiador isotrópico basta dividir a potência total radiada pelo ângulo sólido total de 4π sr.

2.1.4 Diretividade

A diretividade de uma antena também é um parâmetro associado ao campo distante e é definido como a razão entre a intensidade de radiação em uma dada direção pela intensidade de radiação média. Por intensidade de radiação média, pode-se utilizar o conceito de radiador isotrópico. Assim, a diretividade pode ser dada por (2.7)

$$D(\theta, \phi) = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{\text{rad}}} \quad (2.7)$$

em que U_0 é a intensidade de radiação de uma fonte isotrópica.

Se a direção em que a diretividade deve ser avaliada estiver omitida, avalia-se a diretividade na direção da intensidade de radiação máxima.

2.1.5 Eficiências

Existem alguns parâmetros de eficiência associados ao desempenho de uma antena. As perdas por reflexão são causadas por descasamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena, e a eficiência de reflexão é dada por (2.8)

$$e_r = 1 - |\Gamma|^2 \quad (2.8)$$

em que Γ é o coeficiente de reflexão no terminal da antena.

As eficiências referentes às perdas na estrutura da antena são conceitualmente divididas em duas: eficiência referente as perdas nos condutores (e_c) e eficiência referente as perdas no dielétrico (e_d). Porém realizar uma separação dessas duas perdas é inviável, de forma que na prática elas são unidas em uma perda apenas produzindo uma eficiência combinada denominada eficiência de radiação conforme (2.9).

$$e_{\text{cd}} = e_c e_d \quad (2.9)$$

A eficiência total, apresentada em (2.10), considera todas as perdas possíveis: as perdas ocasionadas por reflexão nos terminais da antena (e_r), e as perdas na própria estrutura da antena (e_{cd}).

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.10)$$

2.1.6 Largura de Banda

A largura de banda de uma antena é definida como o intervalo de frequências em que a performance da antena em relação a alguma característica atende a um padrão especificado. Algumas características usualmente consideradas são: coeficiente de reflexão, impedância de entrada, largura do feixe, polarização, nível do lóbulo lateral, ganho, direção do feixe, e eficiência de radiação.

Considerando a extensão da largura de banda, essa pode ser dada de duas formas:

- a) em antenas de banda larga — como a razão entre a maior e a menor frequência da banda;
- b) em antenas de banda estreita — como a razão entre a diferença da maior e da menor frequência pela frequência central da banda, em forma de percentual.

2.1.7 Impedância de Entrada

A impedância de entrada é aquela apresentada pela antena em seus terminais. Usualmente é um parâmetro que é função da frequência, e pode ser representado por (2.11).

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (2.11)$$

em que R_A e X_A são a resistência e reatância da antena respectivamente. A parte resistiva R_A pode ser dividida em duas componentes conforme (2.12)

$$R_A = R_r + R_L \quad (2.12)$$

em que R_r é a resistência de radiação e R_L é a resistência de perdas da antena. Observa-se que ambos estão associados à composição da eficiência de radiação da antena conforme (2.13).

$$e_{cd} = \frac{R_r}{R_L + R_r} \quad (2.13)$$

No caso ideal onde $R_L = 0$ a antena não apresenta perdas por dissipação de energia. Por outro lado, o casamento de impedância entre a antena e o gerador deve ser atendido

para evitar perdas por reflexão. Para tanto deve-se aproximar tanto quanto possível o valor da impedância da antena ao complexo conjugado da impedância do gerador, conforme (2.14a)

$$R_r + R_L = R_g \quad (2.14a)$$

$$X_A = -X_g \quad (2.14b)$$

em que R_g e X_g são a resistência e a reatância do gerador respectivamente.

2.1.8 Frequência de Ressonância

A frequência de ressonância é a frequência em que a impedância de entrada da antena é não reativa. Assim, possui apenas a parte real da impedância dada por R_A .

2.1.9 Coeficiente de Reflexão

O coeficiente de reflexão s_{11} é um dos elementos da matriz de espalhamento que corresponde a reflexão do sinal incidente na entrada da antena. Corresponde também ao coeficiente de reflexão Γ . Em uma determinada frequência, para uma linha de transmissão com impedância Z_0 e uma antena com impedância de entrada Z_A , o coeficiente de reflexão é dado por (2.15).

$$S_{11} = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} \quad (2.15)$$

Usualmente o coeficiente de reflexão é apresentado em dB, como uma função da frequência.

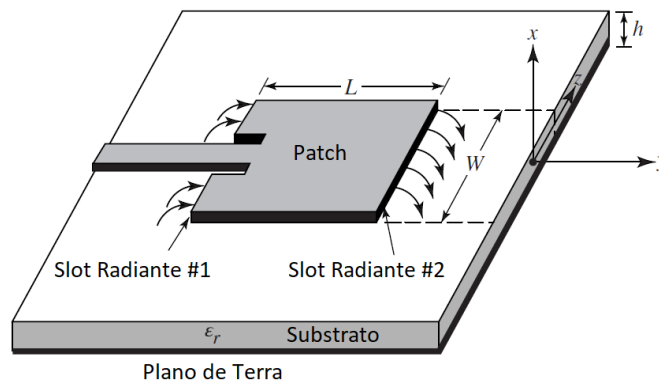
2.2 Antenas de Microfita de *Patch* Retangular

Antenas de microfita, também conhecidas como antenas *patch*, possuem características positivas relevantes como: baixo perfil; leveza; conformação à superfícies planares e não-planares; custo baixo; facilidade de fabricação; versatilidade em termos de frequência de ressonância, polarização e impedância de entrada; entre outras. Por outro lado possuem como características negativas: eficiência baixa; potência baixa; fator de qualidade Q muito alto; baixa pureza de polarização; largura de banda estreita; entre outras. Existem métodos que podem ser utilizados para aumentar a largura de banda, como aumentar a altura do substrato, porém, à medida que a altura aumenta, são introduzidas ondas de superfície que geralmente são indesejáveis pois extraem energia do total disponível para radiação direta. As ondas da superfície viajam dentro do substrato e são dispersas em curvas e descontinuidades da superfície, como o truncamento do plano dielétrico e do plano de

terra, degradando o diagrama de radiação da antena e as características de polarização Balanis (2016).

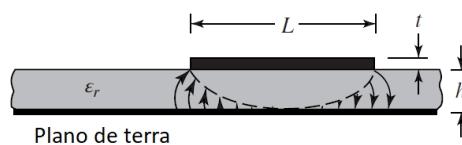
Uma antena de microfita consiste de uma faixa metálica fina de espessura t ($t \ll \lambda_0$, em que λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre) denominada de *patch*. Esse posiciona-se acima de um substrato cuja espessura corresponde a uma fração do comprimento de onda ($h \ll \lambda_0$, usualmente $0,003\lambda_0 < h < 0,05\lambda_0$), e o substrato por sua vez posiciona-se acima de um plano de terra. O conjunto está ilustrado na Figura 3, uma vista em corte é apresentada na Figura 4, e um sistema de referência para cada *slot* é apresentado na Figura 5.

Figura 3 – Antena de microfita de *patch* retangular.



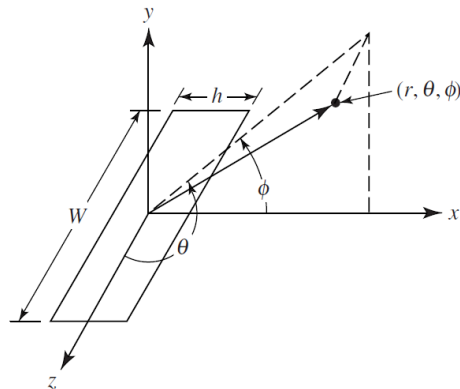
Fonte: Adaptado de Balanis (2016, p. 784)

Figura 4 – Vista lateral em corte com indicação dos campos elétricos.



Fonte: Adaptado de Balanis (2016, p. 784)

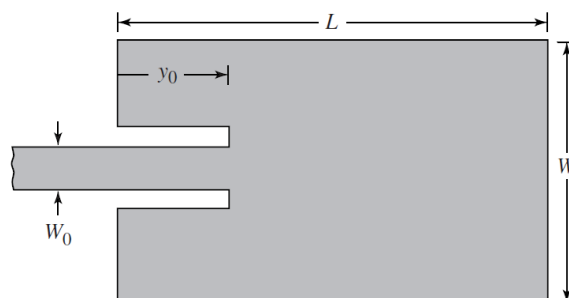
O elemento radiador, denominado de *patch*, pode assumir diversas geometrias, sendo as mais comuns a quadrada, a retangular, o tipo dipolo (*strip*) e a circular. Essas geometrias destacam-se em função da facilidade de análise e fabricação, e a baixa polarização cruzada que oferecem. Neste trabalho serão propostas antenas de geometria retangular. Dos diversos tipos de substratos disponíveis, os mais usuais possuem constantes dielétricas entre $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

Figura 5 – Sistema de coordenadas adotado para cada *slot*.

Fonte: Balanis (2016, p. 784)

Substratos cujas constantes dielétricas são menores, e cujas espessuras são maiores, proporcionam melhor eficiência, maior largura de banda e campos pouco acoplados para a radiação no espaço, porém à custa de um tamanho maior do elemento radiador. Substratos cujas constantes dielétricas são maiores, e cujas espessuras são menores, são desejáveis para circuitos de micro-ondas em função da exigência destes de campos fortemente ligados para minimizar radiação indesejada. Substratos de maiores constantes dielétricas proporcionam tamanhos de elementos menores, no entanto, devido às suas maiores perdas, eles são menos eficientes e têm larguras de banda relativamente menores.

Existem quatro técnicas mais utilizadas para a alimentação de antenas de microfita: a linha de microfita, a sonda coaxial, o acoplamento de abertura e o acoplamento de proximidade. A técnica de alimentação escolhida para a proposta de implementação deste trabalho é a por linha de microfita, ilustrada na Figura 6.

Figura 6 – Antena de microfita de *patch* retangular.

Fonte: Adaptado de Balanis (2016, p. 796)

A antena de microfita de *patch* retangular é usualmente analisada pelo modelo de

linha de transmissão ou pelo modelo de cavidade. O modelo de linha de transmissão oferece uma maior compreensão física, enquanto o modelo de cavidade oferece uma melhor precisão. Neste trabalho, será apresentado o modelo de linha de transmissão, considerando tanto a maior facilidade de análise do modelo e melhor compreensão física oferecida, quanto o fato de que os modelos propostos serão posteriormente simulados e otimizados em *software* de simulação eletromagnética. Assim a previsão dos parâmetros feita pela análise, ainda que não seja a mais precisa, será adequada para os valores iniciais do posterior processo de otimização.

O modelo de linha de transmissão representa a antena de microfita como dois *slots* separados por uma linha de transmissão de baixa impedância Z_c de comprimento L . O efeito de franja, ilustrado na [Figura 3](#) é uma consequência das dimensões finitas do *patch*, e apesar de pequeno, deve ser considerado pois influencia na frequência de ressonância. Considerando o modelo de linha de transmissão na interface entre dois dielétricos diferentes (o substrato e o ar), uma constante dielétrica eficaz $\varepsilon_{\text{reff}}$ deve ser introduzida, cuja expressão para $W/h > 1$ é dado por (2.16)

$$\varepsilon_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.16)$$

Para o projeto de um *patch* retangular pode-se inicialmente determinar a frequência de ressonância f_r , a espessura h do substrato e a constante dielétrica ε_r do substrato, e com esses dados seguir os passos:

- a) determinar W através de (2.17);

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.17)$$

- b) determinar a constante dielétrica eficaz conforme (2.16);
 c) determinar o prolongamento ΔL da dimensão elétrica causado pelo efeito de franja através de (2.18);

$$\Delta L = 0,412 \frac{(\varepsilon_{\text{reff}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{\text{reff}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} h \quad (2.18)$$

- d) determinar o valor corrigido de L através de (2.19)

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}} \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} - 2\Delta L \quad (2.19)$$

cujos valores típicos variam conforme (2.20).

$$0,47 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \leq L \leq 0,49 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.20)$$

Para o casamento de impedância entre a linha de transmissão e a antena deve-se utilizar alguma técnica, visto que a impedância apresentada pela antena no início do *patch* não necessariamente corresponde à impedância da linha de transmissão. A impedância de entrada para a frequência de ressonância possui uma aproximação válida para antenas cujos substratos sejam finos em comparação com o comprimento de onda da frequência de ressonância ($h \ll \lambda_0$) dada por (2.21)

$$R_{\text{in}} = 90 \frac{(\varepsilon_r)^2}{\varepsilon_r - 1} \left(\frac{L}{W} \right) \quad (2.21)$$

Uma técnica simples para o casamento de impedâncias consiste em um recuo do ponto de alimentação do *patch* até um ponto y_0 , conforme ilustrado na Figura 6 e expresso através de (2.22)

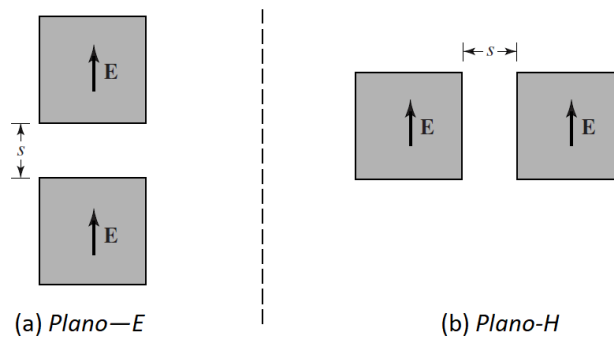
$$R_{\text{in}}(y = y_0) = R_{\text{in}}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \quad (2.22)$$

em que deve-se resolver a equação para y_0 .

2.3 Interferência Mútua

O acoplamento entre dois *patches* em um mesmo substrato é uma função da posição relativa entre os dois elementos. Para *patches* retangulares, quando os elementos estão posicionados colinearmente no plano E de radiação, o arranjo é referido como *Plano-E*; caso estejam posicionados colinearmente no plano H de radiação, o arranjo é referido como *Plano-H* (BALANIS, 2016). Essas duas posições relativas estão ilustradas na Figura 7.

Figura 7 – Posições relativas entre antenas de microfita no plano-E e planos-H.



Fonte: Adaptado de Balanis (2016, p. 828)

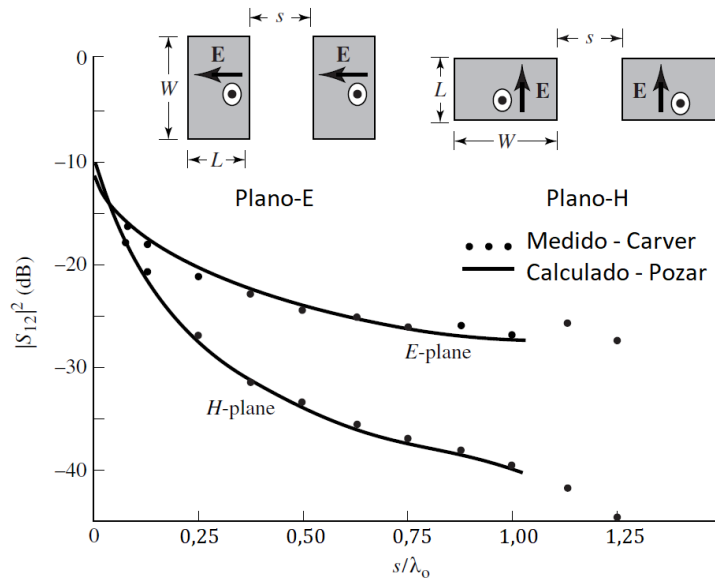
O fator principal do acoplamento mútuo são os campos existentes na interface ar-dielétrico. Ainda conforme Balanis (2016) esses campos podem ser decompostos em:

- ondas radiadas, cujas variações radiais são proporcionais a $1/\rho$;
- ondas de ordens maiores, cujas variações radiais são proporcionais a $1/\rho^2$;
- ondas de superfície, cujas variações radiais são proporcionais a $1/\rho^{1/2}$;
- ondas vazadas, cujas variações radiais são proporcionais a $\exp(-\lambda\rho)/\rho^{1/2}$;

Em uma observação qualitativa tem-se que as ondas radiadas e ondas de ordens de propagação maiores possuem maior influência para separações menores entre os *patches*, enquanto ondas de superfície são mais influentes para separações maiores entre os *patches*.

Para um *patch* retangular as ondas de superfície são TM ao longo da direção de propagação no plano-E, e TE ao longo da direção de propagação no plano-H. Como o primeiro modo de propagação de ondas de superfície (e também o modo dominante) é o modo TM de ordem zero, com frequência de corte igual a zero, espera-se que haja mais acoplamento entre *patches* posicionados colinearmente ao longo do plano-E do que em *patches* posicionados ao longo do plano-H. Contudo, como os próximos modos de propagação são TE_1 , TM_1 , TE_2 , TM_2 , \dots , então à medida que haja maiores ordens de propagação para as ondas de superfície, espera-se que o acoplamento entre elementos no plano-H também torne-se significativo.

Na [Figura 8](#), [BALANIS](#) reúne dados medidos por [CARVER](#); [MINK](#) e calculados por [POZAR](#) do parâmetro de transmissão S_{12} de duas antenas de microfita de *patch* retangular projetadas para 1410 MHz. Nela observa-se que a interferência mútua é reduzida com o aumento da separação s entre ambas e que a redução da interferência ocorre de modo mais acentuado no plano-H.

Figura 8 – Variação do S_{12} em função da separação s no planos-E e planos-H.


Fonte: Adaptado de Balanis (2016, p. 828)

2.4 Ondas de Superfície em Dielétricos com Plano de Terra

Ondas de superfície podem existir em uma variedade de geometrias envolvendo a interface entre dois dielétricos. Em placas de dielétricos com plano de terra, as ondas de superfície tipicamente decaem exponencialmente para fora da superfície do dielétrico, ficando contidas em sua maior parte dentro ou na superfície do mesmo (POZAR, 2012). Por um lado, guias de ondas em linhas de transmissão planares como as de microfita apresentam melhor desempenho tanto com o aumento da constante dielétrica como com o aumento da frequência, visto que ambas favorecem o confinamento da onda na região preenchida com dielétrico. Por outro lado, o desempenho de elementos radiadores é prejudicado, visto que a onda não se desprende com facilidade da estrutura. A Figura 9 mostra uma interface entre uma placa dielétrica com plano de terra e o ar.

O número de onda de corte para cada uma das regiões é dado por (2.23)

$$k_c = \varepsilon_r k_0^2 - \beta^2 \quad (2.23a)$$

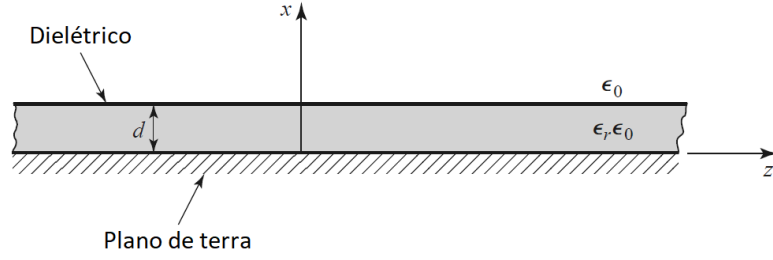
$$h = \beta^2 - k_0^2 \quad (2.23b)$$

em que k_0 é o número de onda no espaço livre dado por (2.24)

$$k_0 = \omega_0 \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} \quad (2.24)$$

e β é a constante de fase da onda.

Figura 9 – Interface entre dielétrico com plano de terra e ar, em um sistema de coordenadas.



Fonte: Adaptado de Pozar (2012, p. 135).

A frequência de corte para uma onda de superfície de determinado modo TM_n pode ser dada por (2.25)

$$f_c = \frac{nc}{2d\sqrt{\varepsilon_r - 1}}, \quad n = 0, 1, 2 \dots \quad (2.25)$$

em que n é a ordem do modo de propagação TM, c é a velocidade da luz no vácuo e d é a espessura do dielétrico. De (2.25) observa-se que para o primeiro modo de propagação TM a frequência de corte é nula, havendo propagação desse modo para ondas de qualquer frequência. Para esse modo de propagação, k_c e h podem ser obtidos pela solução numérica simultânea das equações transcendentais (2.26)

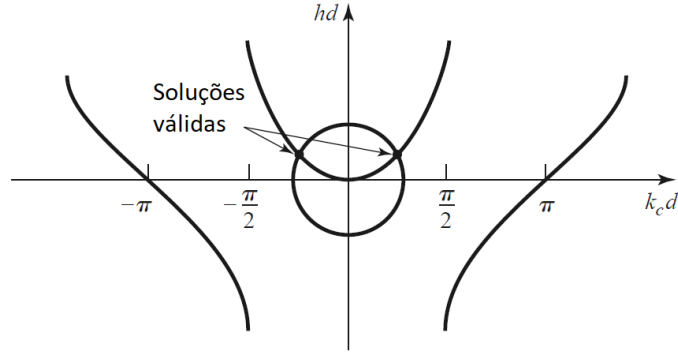
$$k_c \tan(k_c d) = \varepsilon_r h \quad (2.26a)$$

$$k_c^2 + h^2 = (\varepsilon_r - 1)k_0^2 \quad (2.26b)$$

Uma solução gráfica para k_c e h é apresentada na Figura 10. Nela, um círculo de raio $\sqrt{\varepsilon_r - 1}k_0 d$, produzido a partir da multiplicação de (2.26a) por d^2 , intersecta uma curva produzida pela multiplicação de (2.26b) por d . A intersecção das curvas indica as soluções para k_c e h . Percebe-se que o raio, além de ser função de ε_r e d , também aumenta com o aumento de k_0 , logo também é função da frequência. As soluções válidas pertencem ao semi plano superior, pois valores de h negativos não são permitidos, por outro lado valores de k_c negativos significam apenas uma troca no sinal da constante A em (2.27). Enquanto o raio do círculo não atinge o valor π a onda se propaga apenas no modo TM_0 ; a partir de π passa a se propagar também no modo TM_1 ; a partir de 2π passa a se propagar também no modo TM_2 , e assim por diante.

Uma vez obtidos k_c e h para um determinado modo TM_n , pode-se então calcular os campos através de (2.27)

Figura 10 – Solução gráfica para as frequências de corte de uma onda de superfície TM em um dielétrico com plano de terra.



Fonte: Adaptado de Pozar (2012, p. 137).

$$E_z(x, y, z) = \begin{cases} A \sin(k_c x) e^{-j\beta z} & \text{para } 0 \leq x \leq d \\ A \sin(k_c d) e^{-h(x-d)} e^{-j\beta z} & \text{para } d \leq x < \infty \end{cases} \quad (2.27a)$$

$$E_x(x, y, z) = \begin{cases} \frac{-j\beta}{k_c} A \cos(k_c x) e^{-j\beta z} & \text{para } 0 \leq x \leq d \\ \frac{-j\beta}{h} A \sin(k_c d) e^{-h(x-d)} e^{-j\beta z} & \text{para } d \leq x < \infty \end{cases} \quad (2.27b)$$

$$H_y(x, y, z) = \begin{cases} \frac{-j\omega\epsilon_0\epsilon_r}{k_c} A \cos(k_c x) e^{-j\beta z} & \text{para } 0 \leq x \leq d \\ \frac{-j\omega\epsilon_0}{h} A \sin(k_c d) e^{-h(x-d)} e^{-j\beta z} & \text{para } d \leq x < \infty \end{cases} \quad (2.27c)$$

em que A é uma constante a ser determinada pelas condições de contorno do problema.

Percebe-se da (2.27) que os valores k_c e h são inversamente proporcionais aos valores máximos dos campos transversos (E_x e H_y) dentro e fora do dielétrico, respectivamente. Como para um determinado modo de propagação o aumento do raio do círculo faz h aumentar mais do que k_c , essa onda fica mais presa do dielétrico. O aumento de h também causa uma atenuação exponencial em todos os campos na região $d \leq x < \infty$, aumentando ainda mais a porção da onda que fica presa ao dielétrico.

A frequência de corte para uma onda de superfície de determinado modo TE_n pode

ser dada por (2.28)

$$f_c = \frac{(2n-1)c}{4d\sqrt{\varepsilon_r-1}} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.28)$$

em que observa-se que, diferentemente do modo TM, a frequência de corte para a primeira ordem $n = 1$ não é nula.

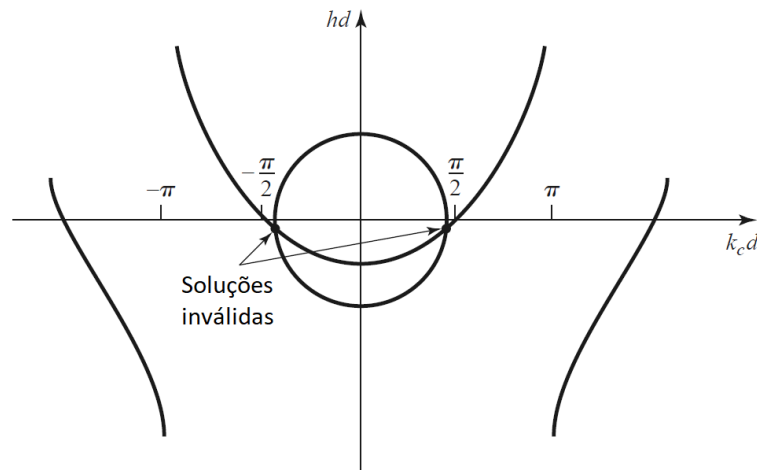
Para esse modo de propagação, k_c e h podem ser obtidos pela solução numérica simultânea das equações transcendentais (2.29)

$$-k_c \cot(k_c d) = h \quad (2.29a)$$

$$k_c^2 + h^2 = (\varepsilon_r - 1)k_0^2 \quad (2.29b)$$

Uma solução gráfica para k_c e h é apresentada na Figura 11. Nela, um círculo também de raio $\sqrt{\varepsilon_r - 1}k_0d$, produzido a partir da multiplicação de (2.29a) por d^2 , intersecta uma curva produzida pela multiplicação de (2.29b) por d . A intersecção das curvas indica as soluções para k_c e h . A onda só começa a se propagar quando o raio do círculo atinge o valor $\pi/2$, no modo TE₁; a partir de $3\pi/2$ passa a se propagar também no modo TE₂; a partir de $5\pi/2$ passa a se propagar também no modo TE₃, e assim por diante.

Figura 11 – Solução gráfica para as frequências de corte de uma onda de superfície TE em um dielétrico com plano de terra.



Fonte: Adaptado de Pozar (2012, p. 138).

Novamente, uma vez obtidos k_c e h para um determinado modo TE _{n} , pode-se então calcular os campos através de (2.30)

$$H_z(x, y, z) = \begin{cases} B \cos(k_c x) e^{-j\beta z} & \text{para } 0 \leq x \leq d \\ B \cos(k_c d) e^{-h(x-d)} e^{-j\beta z} & \text{para } d \leq x < \infty \end{cases} \quad (2.30a)$$

$$H_x(x, y, z) = \begin{cases} \frac{-j\beta}{k_c} B \sin(k_c x) e^{-j\beta z} & \text{para } 0 \leq x \leq d \\ \frac{-j\beta}{h} B \cos(k_c d) e^{-h(x-d)} e^{-j\beta z} & \text{para } d \leq x < \infty \end{cases} \quad (2.30b)$$

$$E_y(x, y, z) = \begin{cases} \frac{-j\omega\mu_0}{k_c} B \sin(k_c x) e^{-j\beta z} & \text{para } 0 \leq x \leq d \\ \frac{-j\omega\mu_0}{h} B \cos(k_c d) e^{-h(x-d)} e^{-j\beta z} & \text{para } d \leq x < \infty \end{cases} \quad (2.30c)$$

em que B é uma constante a ser determinada pelas condições de contorno do problema.

Percebe-se que, de forma similar ao observado para modo TM, para o modo TE os valores k_c e h são inversamente proporcionais aos valores máximos dos campos transversos (H_x e E_y) dentro e fora do dielétrico, respectivamente. Novamente, como para um determinado modo de propagação o aumento do raio do círculo faz h aumentar mais do que k_c , essa onda fica mais presa ao dielétrico, e o aumento de h também causa uma atenuação exponencial em todos os campos na região $d \leq x < \infty$, aumentando ainda mais a porção da onda que fica presa ao dielétrico.

2.5 Superfícies de Alta Impedância

Superfícies de alta impedância são estruturas compostas a partir de células de Materiais de Banda Eletromagnética Proibida (*Electromagnetic Band-Gap* — EBG), que compõem uma das classificações de metamateriais. Metamaterial é a denominação dada a estruturas e materiais compósitos que imitam respostas de materiais conhecidos ou que possuem qualitativamente novas respostas fisicamente realizáveis, porém que não ocorrem ou não se encontram prontamente disponíveis na natureza. De modo geral, esses materiais são formados a partir de inclusões de formas geométricas distintas em um meio hospedeiro. Uma classificação geral desses materiais considera os sinais dos parâmetros elétricos permissividade e permeabilidade: ε -negativo (Epsilon-Negative — ENG); μ -negativo (Mu-Negative — MNG); Duplo Negativo (Double Negative — DNG). Em materiais ENG, MNG e DNG as inclusões são muito menores que o comprimento de onda para o qual são projetadas e a interação das ondas eletromagnéticas com as inclusões induzem momentos elétricos e magnéticos, que por sua vez afetam a permissividade e a

permeabilidade macroscópica efetiva do meio. Porém, no caso dos materiais de EBG, as inclusões são da ordem de grandeza da metade do comprimento de onda ou então inferiores a isso, porém compensadas com carga capacitiva e indutiva para obtenção de dimensões menores [Engheta e Ziolkowski \(2006\)](#).

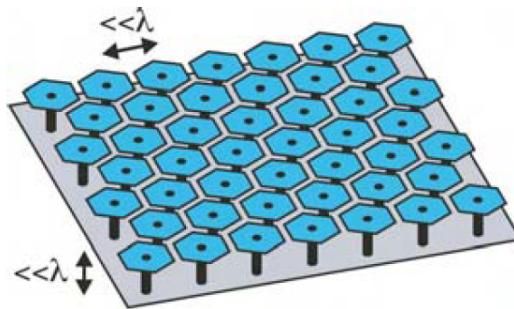
Materiais de EBG são estruturas capazes de controlar a propagação de ondas eletromagnéticas em determinadas condições, podendo: proibir a propagação; permitir a propagação apenas em determinadas direções; ou localizar a propagação em áreas específicas. Esses materiais podem ser considerados de uma, duas e três dimensões (1D, 2D e 3D) e são constituídos de materiais dielétricos e metálicos. Nas frequências ópticas esses materiais denominam-se Cristais Fotônicos, e a capacidade desses materiais de controlar a propagação da luz origina-se em sua estrutura de banda fotônica, cujo conceito surge em analogia ao conceito de estrutura de banda eletrônica. Assim como as ondas de elétrons que viajam no potencial periódico de um cristal são organizadas em bandas de energia separadas por intervalos de banda, espera-se que um fenômeno análogo ocorra quando ondas eletromagnéticas se propagarem em um meio no qual a constante dielétrica varia periodicamente no espaço. Assim, materiais de EBG são estruturas que mostram esse fenômeno, produzindo uma banda proibida de propagação. Como o comprimento de onda do intervalo de banda é escalonado diretamente com a constante de rede do material de EBG, é mais fácil criar estruturas para operar em frequências menores que as ópticas, como as de telecomunicações e micro-ondas, por requererem dimensões maiores.

Estruturas de EBG 2D podem ser implementadas na forma de texturas de superfície eletromagnéticas projetadas. Tais superfícies podem executar funções como alterar a impedância de superfície ou controlar a fase de reflexão. Isso cria novas condições de contorno para a construção de estruturas eletromagnéticas e também permite variar os padrões de radiação de antenas pequenas. Estruturas mais compactas de EBG são tipicamente constituídas como metalizações em forma de cogumelos ou tachinhas sobre uma placa dielétrica. O período das metalizações é muito menor que o comprimento de onda para o qual é projetada. Neste trabalho será considerado o caso de estruturas de EBG 2D compactas, visto a adequação dessas estruturas ao modelo de antena proposto.

Na textura ilustrada na [Figura 12](#) está representada uma superfície de EBG, constituída de uma matriz fina e bidimensional de elementos metálicos conectados ao plano de terra por vias metálicas. O substrato entre o plano de terra e as metalizações é omitido para melhor visualização. O arranjo fornece capacitância e indutância à estrutura, e perto de sua frequência de ressonância a superfície possui alta impedância à propagação de ondas eletromagnéticas de superfície tanto de polarização Transversal Magnética (TM) quanto de polarização Transversal Elétrica (TE). A superfície também é capaz de refletir ondas incidentes sem inverter a fase. Essa capacidade levou esses materiais a serem conhecidos também como Condutores Magnéticos Artificiais (*Artificial Magnetic Conductors* — AMC)

pois o campo magnético tangencial é zero na superfície, e não o campo elétrico, como acontece com um condutor elétrico. Porém, observa-se que embora ondas de superfície acopladas não sejam suportadas, ondas vazadas TE (*leaky wave*) podem se propagar dentro da banda proibida, o que pode ser útil para determinadas aplicações.

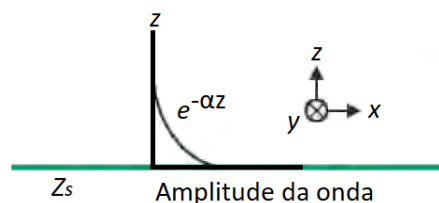
Figura 12 – EBG na forma de textura em superfície metálica.



Fonte: Engheta e Ziolkowski (2006, p. 288)

Considere-se uma superfície metálica com determinada textura e impedância Z_s , e uma onda que decai exponencialmente no sentido normal à superfície com constante de decaimento α , como mostra a Figura 13.

Figura 13 – Decaimento da amplitude de uma onda na direção z .



Fonte: Adaptado de Engheta e Ziolkowski (2006, p. 289)

Em superfícies indutivas podem ocorrer ondas TM, e a impedância da superfície é dada por (2.31).

$$Z_s = \frac{j\alpha}{\omega\epsilon} \tag{2.31}$$

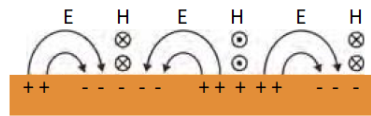
Já em superfícies capacitivas podem ocorrer ondas TE, e a impedância da superfície é dada por (2.32)

$$Z_s = \frac{-j\omega\mu}{\alpha} \tag{2.32}$$

sendo que em (2.31) e (2.32), ε e μ são a permissividade e a permeabilidade do espaço ao redor da superfície respectivamente, e ω é a frequência angular da onda.

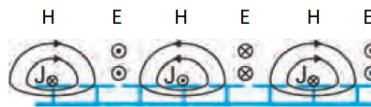
Ondas TM exigem uma impedância imaginária positiva, ou uma superfície indutiva; enquanto ondas TE exigem uma impedância imaginária negativa, ou uma superfície capacitiva. Os metais comuns são levemente indutivos, devido ao efeito pelicular, logo, eles suportam ondas TM, como ilustrado na Figura 14. Nas frequências de micro-ondas elas correspondem as correntes de superfície e estão acopladas de modo fraco à superfície. Porém, metais revestidos com dielétricos podem suportar ondas TE acima de uma frequência de corte que depende da espessura e constante dielétrica do revestimento. A impedância de superfície de uma superfície metálica texturizada também pode ser caracterizada por um circuito LC ressonante paralelo que, em baixas frequências, é indutivo e suporta ondas TM e, em altas frequências, é capacitivo e suporta ondas TE, como ilustrado na Figura 15. Perto da frequência de ressonância Z_s é muito alta e as ondas não estão ligadas à superfície e, em vez disso, irradiam para o espaço circundante como ondas vazadas.

Figura 14 – Uma onda de superfície TM em uma superfície metálica.



Fonte: Adaptado de Engheta e Ziolkowski (2006, p. 290)

Figura 15 – Uma onda de superfície TE em uma superfície de alta impedância.



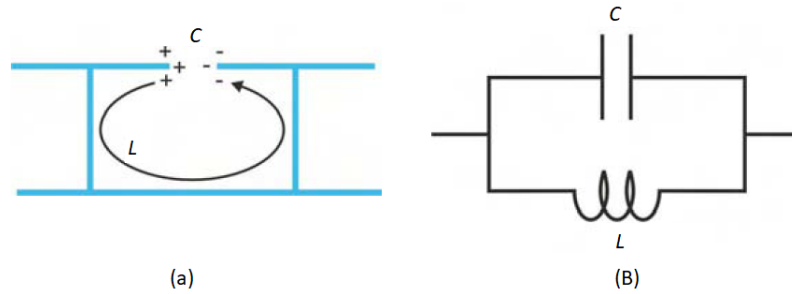
Fonte: Adaptado de Engheta e Ziolkowski (2006, p. 290)

As superfícies de alta impedância podem ser constituídas de uma série de saliências metálicas em um substrato plano que formam uma estrutura periódica bidimensional. Tipicamente a parte inferior é metalizada e denominada de *plano de terra*, e a parte superior contém a matriz de saliências metálicas que podem estar conectadas ao plano de terra por vias metálicas para formar uma textura metálica condutora contínua, conforme mostra a Figura 12. A impedância de superfície é definida por parâmetros efetivos do circuito de elementos agrupados, determinados pela geometria da textura da superfície (as saliências metálicas). Uma onda que colide com o material faz com que os campos elétricos abranjam os espaços estreitos entre as saliências metálicas vizinhas, e isso pode

ser descrito como uma capacitância eficaz C . À medida que as correntes oscilam entre as metalizações vizinhas através dos caminhos condutores constituídos pelas vias e plano de terra, esses fornecem uma indutância eficaz L conforme ilustrado na Figura 16(a). Juntos, os parâmetros C e L formam um circuito ressonante paralelo que determina o comportamento eletromagnético do material, ilustrado na Figura 16(b), cuja impedância de superfície é dada por (2.33)

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (2.33)$$

Figura 16 – (a) Capacitância e caminho da corrente entre duas células adjacentes (b) Circuito equivalente.



Fonte: Engheta e Ziolkowski (2006, p. 291)

A frequência de ressonância do circuito mostrado na Figura 16 é dada por (2.34).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.34)$$

Próximo a frequência de ressonância ω_0 a impedância da superfície é muito maior que a do espaço livre, causando o desprendimento das ondas de superfície.

A intensidade do vetor de onda, o número de onda k , relaciona-se à constante de decaimento espacial α e à frequência angular ω pela relação de dispersão dada por (2.35)

$$k^2 = \mu_0 \varepsilon_0 \omega^2 + \alpha^2 \quad (2.35)$$

Para ondas TM, pode-se expressar k em função de ω combinando (2.35) com (2.31) conforme (2.36)

$$k = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{Z_s^2}{\eta^2}} \quad (2.36)$$

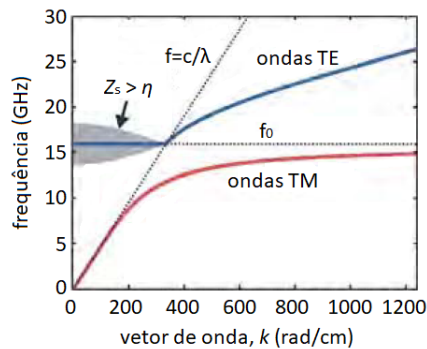
em que η é a impedância do espaço livre e c é a velocidade da luz no vácuo.

Para ondas TE, pode-se expressar k em função de ω de modo semelhante, combinando (2.35) com (2.32) conforme (2.37)

$$k = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{\eta^2}{Z_s^2}} \quad (2.37)$$

Inserindo (2.33) em (2.36) e (2.37), pode-se traçar o diagrama de dispersão para ondas de superfície. Um exemplo desse diagrama está ilustrado na Figura 17. Observa-se que abaixo da frequência de ressonância são suportadas ondas de superfície TM e, quanto menores as frequências, mais próximas da linha da luz (indicada do diagrama de dispersão pela linha pontilhada com uma inclinação igual à velocidade da luz c). Ainda no modo TM, a medida que a frequência aumenta e se aproxima da frequência de ressonância, as ondas da superfície apresentam velocidade de grupo cada vez menores ao mesmo tempo que ficam ligadas à superfície de modo mais intenso. No diagrama observa-se que quanto mais a frequência das ondas TM aumenta, mais a curva de dispersão é dobrada para longe da linha de luz e aproxima-se assintoticamente da frequência de ressonância. Acima da frequência de ressonância, a superfície é capacitiva e ondas TE são suportadas. A extremidade inferior da curva de dispersão está próxima da linha de luz e as ondas estão pouco ligadas à superfície, estendendo-se para o espaço circundante.

Figura 17 – Diagrama de dispersão para ondas de superfície ($C = 0,05$ pF e $L = 2$ nH).

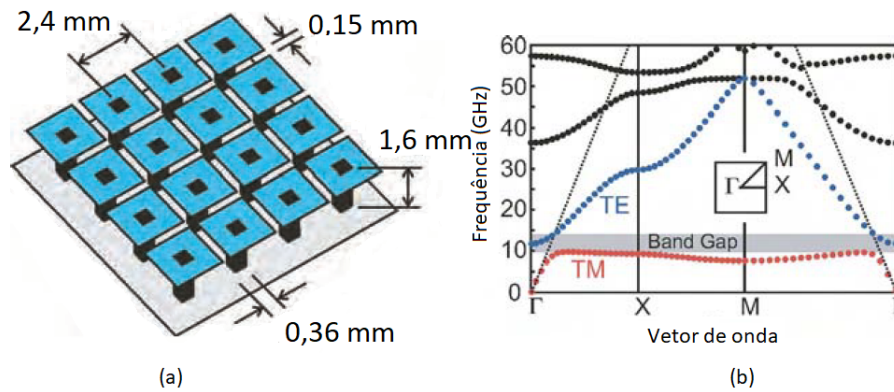


Fonte: Adaptado de Engheta e Ziolkowski (2006, p. 292)

À medida que a frequência aumenta, a curva se afasta da linha de luz e as ondas ficam mais fortemente ligadas à superfície. A inclinação da curva de dispersão indica que as ondas sentem um índice efetivo de refração maior que a unidade, o que ocorre porque uma parte significativa do campo elétrico está concentrada nos capacitores. As ondas TE que estão à esquerda da linha de luz existem como ondas vazadas que são amortecidas pela radiação, fenômeno que pode ser modelado como um resistor em paralelo com a superfície de alta impedância, cuja resistência é a impedância do espaço livre, projetado na superfície no ângulo da radiação. Isso obscurece a frequência de ressonância, de modo

que as ondas vazadas realmente irradiam dentro de uma largura de banda finita. Pequenos vetores de ondas representam radiação perpendicular à superfície, enquanto vetores de ondas próximos à linha de luz representam radiação em ângulos rasos. O modelo de impedância de superfície efetivo pode determinar algumas propriedades da superfície de alta impedância como a forma e a polarização das bandas de onda da superfície. Um exemplo de superfície de alta impedância de constante dielétrica $\epsilon_r = 2,2$ é mostrado na [Figura 18](#), junto do diagrama de dispersão calculado. A banda mais baixa é TM, a segunda banda é TE, e ambas têm forma semelhante à prevista pelo modelo de impedância de superfície efetiva. O modelo de elementos finitos também prevê um intervalo de banda no qual ondas superficiais acopladas de nenhuma polarização são suportadas, entre as duas primeiras bandas, assim como ele também prevê bandas mais altas.

Figura 18 – Superfície de alta impedância em dielétrico de $\epsilon_r = 2,2$ e diagrama de dispersão.



Fonte: Adaptado de [Engheta e Ziolkowski \(2006, p. 293\)](#)

O intervalo de banda que se estende do topo da banda TM até o ponto em que a banda TE cruza a linha de luz não suporta ondas de superfície ligadas de qualquer polarização. O modelo de elementos finitos também prevê bandas adicionais de ordem superior que não são previstas pelo modelo de impedância de superfície efetiva. Utilizando o modelo de impedância de superfície eficaz descrito anteriormente, pode-se determinar a fase de reflexão para uma superfície texturizada ressonante. Para uma onda normalmente incidente, a fase da onda refletida pela superfície pode ser dada por (2.38).

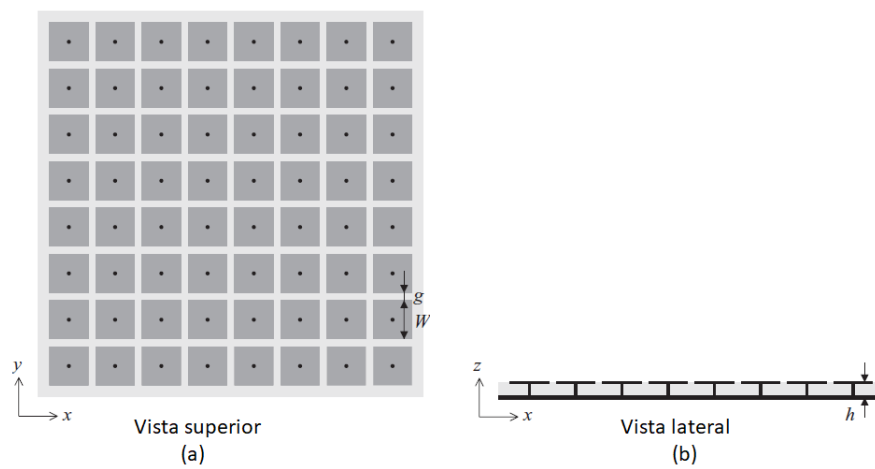
$$\Phi = \text{Im} \left[\ln \left(\frac{Z_s - \eta}{Z_s + \eta} \right) \right] \quad (2.38)$$

Na expressão acima, Z_s é dado por (2.33) e η é a impedância do espaço livre. Em frequências muito baixas, a fase de reflexão é π e a estrutura se comporta como uma superfície metálica lisa. À medida que a frequência aumenta, a fase de reflexão diminui e eventualmente cruza o zero na frequência de ressonância, onde se comporta como um

condutor magnético. Acima da frequência de ressonância, a fase continua diminuindo até $-\pi$. Tipicamente, deseja-se nessas estruturas a banda que compreende a fase entre $-\pi/2$ a $\pi/2$, quando a magnitude da impedância da superfície excede a impedância do espaço livre. Para uma ampla gama de geometrias os limites do intervalo da banda de alta impedância ocorrem nas mesmas frequências em que a fase de reflexão atravessa $-\pi/2$ e $\pi/2$.

Considere-se o projeto de uma superfície de alta impedância com as texturas metálicas de forma quadrada conectadas ao plano de terra através de vias, conforme Figura 19.

Figura 19 – Superfície de alta impedância com texturas metálicas quadradas.



Fonte: Adaptado de Fan Yang e Rahmat-Samii (2008, p. 88)

O campo elétrico entre duas metalizações adjacentes é produzido pelo efeito de franja e possuem capacitância aproximada dada por (2.39)

$$C = \frac{w\varepsilon_0(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{w + g}{g} \right) \quad (2.39)$$

em que w é a largura das metalizações quadradas, g é o espaçamento entre duas metalizações adjacentes e ε_1 é a constante dielétrica do substrato e ε_2 é a constantes dielétricas do meio acima da superfície.

A capacitância da superfície é dada por (2.40)

$$C = C_{\text{individual}} F \quad (2.40)$$

em que F é um fator geométrico que depende da escolha da geometria das metalizações. Para geometrias quadradas $F = 1$.

A indutância L da placa é dada por (2.41)

$$L = \mu h \quad (2.41)$$

em que h é a espessura da placa.

A espessura da placa pode ser obtida pela expressão (2.42)

$$h = \frac{cBW}{\omega_0} \quad (2.42)$$

em que BW é a largura de banda da banda proibida. Também, a capacitância da placa pode ser obtida por (2.43)

$$C = \frac{1}{\omega_0 \eta BW} \quad (2.43)$$

e então, utilizando (2.39) e (2.40) pode-se encontrar a geometria mais apropriada para as metalizações. Geometrias triangulares e hexagonais também são possíveis, porém neste trabalho será adotada a geometria quadrada devido a maior simplicidade de análise quando comparado a outros modelos.

3 Definição do Problema

Duas antenas de microfita dispostas em um mesmo substrato ficam sujeitas a uma interferência mútua. Essa interferência para antenas de microfita de *patch* retangular, como visto na [seção 2.3](#), e também considerando a [seção 2.4](#), é uma função da posição relativa entre as antenas, dos parâmetros elétricos do substrato, da espessura do substrato e da frequência de operação.

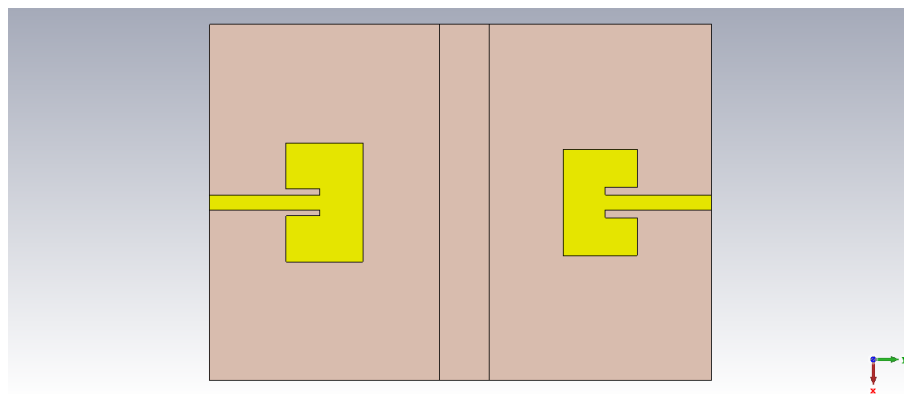
A faixa de radiofrequências de 24,25 GHz a 27,90 GHz, regulamentada em 21 de março no Brasil é uma das bandas de frequência destinadas à implementação da tecnologia 5G no país ([ANATEL, 2021](#)). As frequências escolhidas nesse trabalho foram 25 GHz e 26 GHz por situaram-se próximas ao centro da banda. Comparando-se as bandas de frequência utilizadas em telefonia atualmente no Brasil (frequência máxima próxima a 2,5 GHz) e as bandas de frequência utilizadas em *wi-fi* (frequência máxima próxima a 5,85 GHz) com a banda de 24,25 GHz a 27,90 GHz recentemente regulamentada, percebe-se nesta última um grande aumento em frequência.

O substrato escolhido foi o TMM13i da Rogers Corporation, de constante dielétrica $\epsilon_r = 12,2$ e espessura $h = 0,762$ mm, projetado para aplicações em microfita e de uso típico em circuitos de micro-ondas. Essa escolha no projeto deve-se a possibilidade de integração de antenas em circuitos de micro-ondas.

Assim, o problema proposto neste trabalho assume duas antenas de microfita de *patch* retangular dispostas colinearmente no plano-E, operando em 25 GHz e 26 GHz, utilizando-se substrato de constante dielétrica $\epsilon_r = 12,2$ de espessura $h = 0,762$ mm, e afastadas de 1 mm. Nessas condições ocorrerá ondas de superfície do modo TM_0 e é esperado que sejam significativas, havendo como consequência uma interferência não desprezível entre as antenas. Essa interferência será avaliada através dos parâmetros S de reflexão (S_{11} e S_{22}) e transmissão (S_{12} e S_{21}), e também através das comparações dos diagramas de radiação.

Uma ilustração das duas antenas separadas por uma faixa de dielétrico é mostrada na [Figura 20](#).

Figura 20 – Posicionamento proposto das duas antenas no mesmo substrato.



Fonte: O autor.

4 Análises de Soluções

Nessa seção serão feitas algumas propostas para a atenuação da interferência entre as antenas.

A primeira proposta é a simples separação entre elas através da remoção do substrato que as separa, numa tentativa de isolamento de ambas através de ar.

A segunda proposta constitui-se da implementação de uma superfície de alta impedância entre ambas, em que se espera a não propagação de ondas de superfície entre os dois lados em função das ondas encontrarem-se dentro da banda eletromagnética proibida.

A terceira proposta constitui-se da separação entre ambas através da interposição de uma faixa metálica transversal ao dielétrico. Espera a não propagação de ondas de superfície entre os dois lados em função da reflexão das ondas pela faixa metálica.

A quarta proposta constitui-se da separação entre ambas através de uma faixa metálica colocada na superfície do dielétrico que separa as antenas.

A quinta proposta é uma variação da quarta proposta, porém a faixa metálica estende-se até o plano de terra, ficando assim aterrada.

5 Metodologia

Este capítulo é dividido em três seções. A primeira seção apresenta a metodologia utilizada no projeto individual das antenas. A segunda seção apresenta a metodologia utilizada em cada uma das propostas para a atenuação da interferência. A terceira apresenta o projeto das células de EBG utilizadas na superfície de alta impedância.

Os projetos das antenas individuais, assim como as propostas de solução foram simulados com a utilização do *software* comercial de simulação eletromagnética CST-Studio Suite. As simulações e otimizações das antenas e as propostas de isolamento foram executadas com o *solver* de domínio do tempo oferecido pelo *software*. O *solver* do domínio do tempo apresenta uma diversidade de resultados, sendo que os mais relevantes para este trabalho foram os resultados dos parâmetros S , diagramas de radiação e eficiências das antenas. Já as simulações e otimizações para a célula unitária de EBG, cujo conjunto constitui a superfície de alta impedância que também é utilizada para separação das antenas, foram executadas com um *template* próprio do *software*. Esse *template*, diferentemente do utilizado para as simulações das antenas em que são previstos *solvers* do domínio do tempo e frequência, para a obtenção da banda proibida utiliza o *solver Eigenmode Solver*.

5.1 Projeto das Antenas para 25 GHz e 26 GHz

O projeto das antenas para 25 GHz e 26 GHz foi iniciado com o cálculo dos parâmetros dos *patches* individualmente, conforme o procedimento descrito na [seção 2.2](#). As características do substrato são exibidas na [Tabela 1](#).

Tabela 1 – Parâmetros do substrato TMM13i.

Parâmetro	Valor
Constante Dielétrica — ϵ_r	12,2
Tangente de Perdas	0,0019
Espessura — h	0,762 mm

Fonte – O autor.

A bibliografia consultada não trouxe informações sobre a dimensão do espaçamento lateral g_1 entre a linha de alimentação e o *patch* no método de alimentação utilizado, que consiste de um recuo de y_0 da linha de alimentação para dentro do *patch*. O valor desse parâmetro precisou ser encontrado através de processo de otimização mesmo para a fase inicial do projeto, visto que esse espaçamento interfere de modo crítico no desempenho

das antenas. O processo de otimização para esse parâmetro teve como valor inicial um décimo do recuo y_0 .

As simulações e otimizações foram executadas através do *software* CST Studio. Ao fim das simulações das antenas através dos parâmetros calculados analiticamente, percebeu-se a necessidade de um processo de otimização da antena de 26 GHz visto que a frequência de ressonância apresentava um pequeno desvio. Mas por fim realizou-se um processo de otimização em ambas as antenas com a finalidade de obter-se o melhor desempenho delas. Os parâmetros otimizados foram:

- coeficiente de reflexão S_{11} ;
- impedância de entrada R_{in} ;
- eficiência de radiação e_{cd} ;
- eficiência total e_0 ;

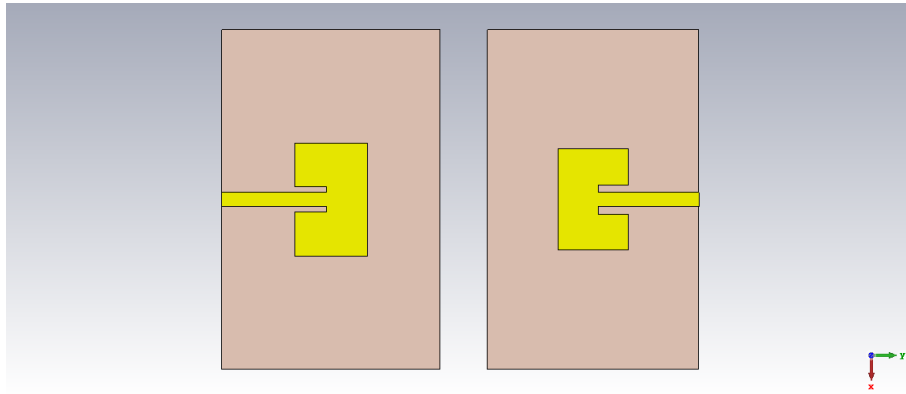
Embora não tenha sido encontrada na bibliografia informações sobre as dimensões largura W_{subs} e comprimento L_{subs} do substrato em que as antenas de microfita são confeccionadas, observou-se que as antenas de microfita de *patch* retangular projetadas através do *software* Antenna Magus possuem essas dimensões como sendo o dobro das respectivas dimensões do *patch*, assim sendo, essa foi a primeira abordagem do projeto. Porém, a eficiência de radiação e_{cd} e a eficiência total e_0 nessas condições ficaram em torno de 50% mesmo após processos de otimização dos parâmetros dos *patches*. Através de diversas simulações foi observado que o desempenho das antenas era sensível à diferentes valores de W_{subs} e L_{subs} . Por fim, adotou-se que o comprimento L_{subs} do substrato de cada antena seria três vezes o comprimento do respectivo *patch*, e a largura W_{subs} de ambas seria três vezes a largura do maior *patch* (no caso o projetado para 25 GHz) a fim de manterem a mesma largura quando fossem colocados juntas como na [Figura 20](#).

5.2 Projeto das Propostas de Isolação

Uma vez que as antenas foram projetadas de modo individual, realizou-se a simulação de ambas em um mesmo substrato, posicionadas colinearmente no plano-E e afastadas de 1 mm conforme ilustrado na [Figura 20](#). Verificou-se a interferência entre ambas através dos parâmetros S , e também pelas comparações de diretividade e das eficiências de radiação e total entre os projetos individuais e reunidos no mesmo substrato.

Para a primeira proposta de isolamento da interferência, foi retirado o substrato do espaçamento de 1 mm entre as antenas, criado um espaço preenchido com ar entre as mesmas, conforme ilustrado na [Figura 21](#).

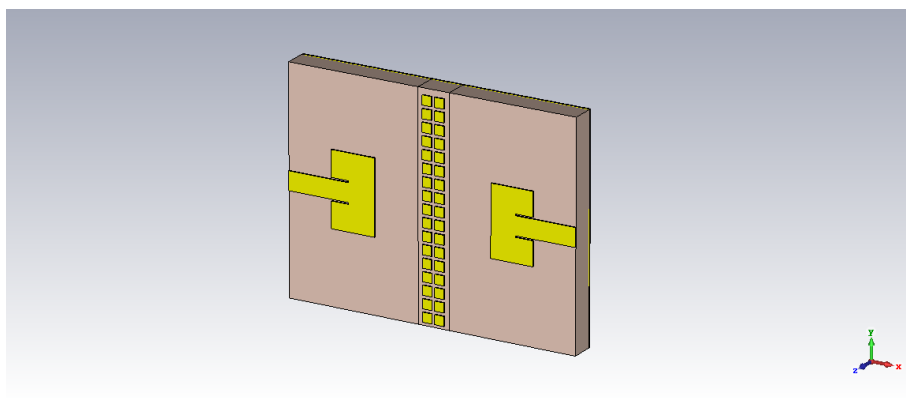
Figura 21 – Separação das antenas através da remoção do substrato entre elas.



Fonte: O autor.

Na segunda proposta de isolamento foi projetada uma superfície de alta impedância a partir de células de EBG para operação entre 25 GHz e 26 GHz conforme o procedimento descrito na [seção 2.5](#). Com os parâmetros calculados, a célula foi simulada para verificar banda proibida, e então percebeu-se a necessidade de passar por um processo de otimização dos parâmetros lado l e gap g visto que a célula apresentava o funcionamento ligeiramente fora da faixa de operação desejada. Com os parâmetros otimizados, foi projetada uma superfície de alta impedância constituída de uma matriz dessas células e colocada entre as antenas no mesmo espaço que as separam de 1 mm. As antenas separadas pela superfície de alta impedância estão ilustradas na [Figura 22](#)

Figura 22 – Separação das antenas através de superfície de alta impedância.

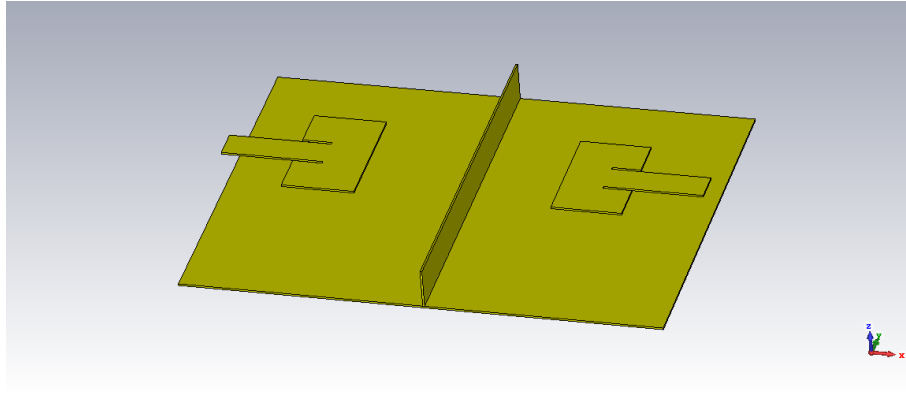


Fonte: O autor.

Para a terceira proposta de isolamento, uma faixa metálica de espessura $t = 0,035$ mm, transversal ao dielétrico, foi colocada entre as antenas no meio do dielétrico que separa as antenas. As antenas separadas pela faixa metálica transversal, com o dielétrico omitido

para melhor visualização da estrutura, estão ilustradas na [Figura 23](#).

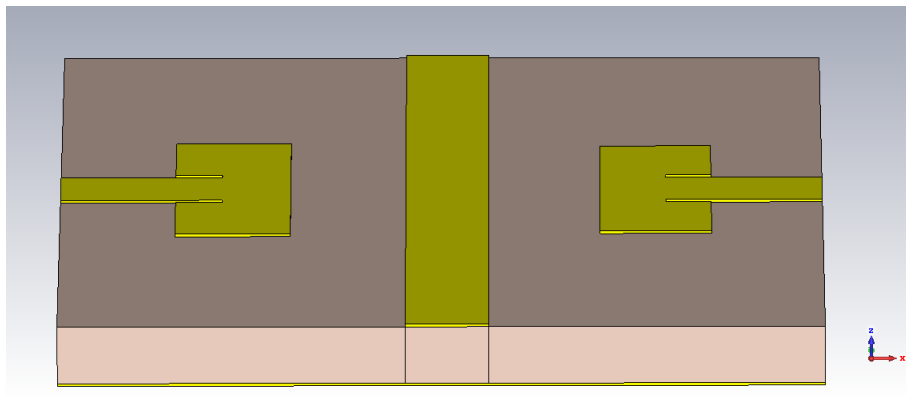
Figura 23 – Separação das antenas através de uma faixa metálica transversal.



Fonte: O autor.

Para a quarta proposta de isolamento, uma faixa metálica foi colocada acima do substrato que separa as antenas. As antenas separadas pela faixa metálica superficial estão ilustradas na [Figura 24](#).

Figura 24 – Separação das antenas através de uma superfície metálica.

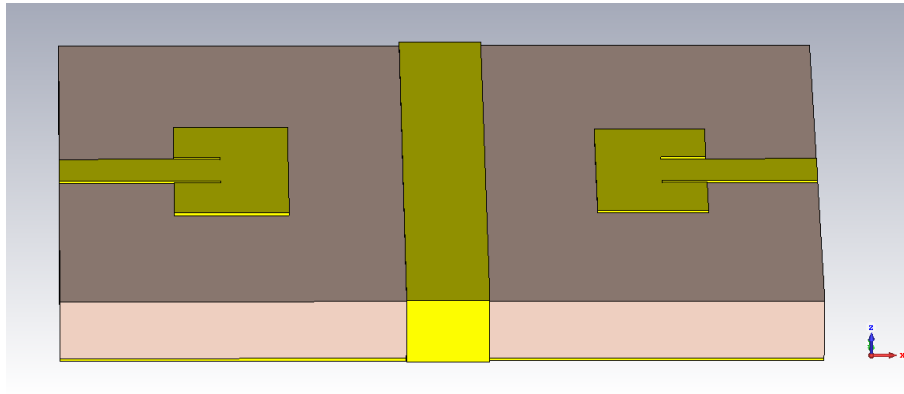


Fonte: O autor.

Para a quinta proposta de isolamento, uma faixa metálica conectada ao plano de terra pelas laterais foi colocada acima do substrato que separa as antenas. As antenas separadas pela faixa metálica superficial estão ilustradas na [Figura 25](#).

Para fins de padronização e coerência entre as análises dos resultados, todas as propostas de isolamento foram projetadas no mesmo lugar do espaçamento utilizado quando as antenas foram colocadas no mesmo substrato. Dessa forma em todas as propostas os elementos radiadores foram mantidos a uma mesma distância. Uma exceção ocorreu em

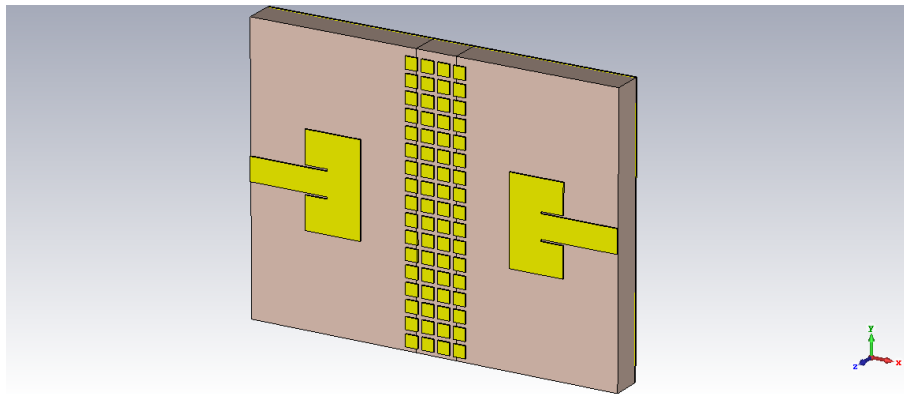
Figura 25 – Separação das antenas através de uma superfície metálica aterrada.



Fonte: O autor.

uma variação da proposta de separar as antenas com uma superfície de alta impedância. Como foi possível colocar apenas duas fileiras de células de EBG na separação de 1 mm, fez-se uma segunda simulação com 4 fileiras, porém mantendo a distância entre as antenas, assim, a superfície de alta impedância ocupou uma pequena parte do substrato reservado ao projeto original das antenas. Essa estrutura está ilustrada na [Figura 26](#).

Figura 26 – Separação das antenas através de uma superfície de alta impedância com 4 fileiras de células de EBG.



Fonte: O autor.

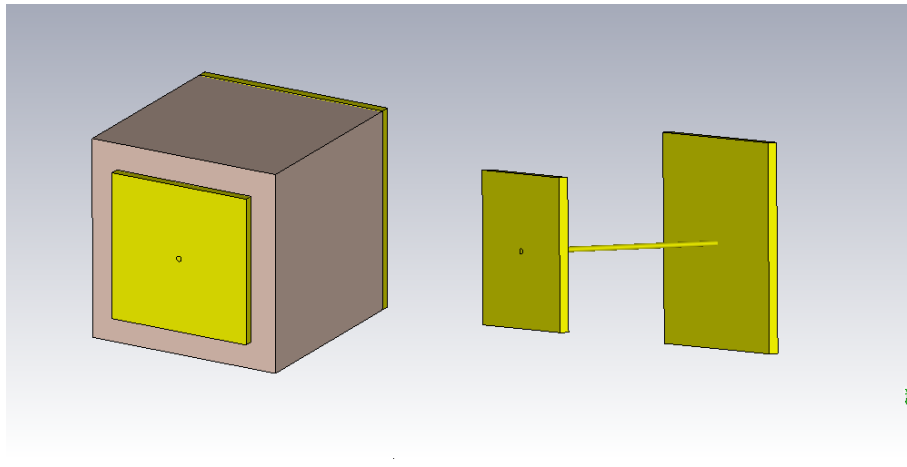
5.3 Projeto da Célula Unitária de EBG

Fan Yang e Rahmat-Samii (2003) apresentam um trabalho sobre redução do acoplamento mútuo entre antenas de microfita através de uma estrutura de EBG, atingindo uma redução de 8 dB do acoplamento mútuo observado através do parâmetro de transmissão S_{12} . Após, em 2008, os mesmos autores Fan Yang e Rahmat-Samii dedicam uma subseção

exclusiva no livro publicado por ambos para explorar novamente esse tema. Ma e Zhao (2014) e Farahani et al. (2010) também chegaram a resultados semelhantes trabalhando no mesmo tema, redução de acoplamento entre *patches* no mesmo substrato através de EBG.

No projeto inicial, em que foi utilizado os resultado analíticos da célula de EBG calculados conforme seção 2.5, é necessário obter-se os valores de indutância e capacitância necessários para as células para então calcular as dimensões físicas das mesmas. Como a indutância é função apenas da espessura do substrato e da permeabilidade ($\mu = \mu_0$), resta apenas calcular a capacitância necessária para formar um circuito *LC* paralelo. É necessário fixar um dos parâmetros de dimensão da célula (lado *L* ou *gap g*), visto que a capacitância é dada em função desses dois parâmetros e não há uma segunda equação para formar um sistema de equações de solução única. Assim, fixou-se inicialmente o valor do *gap* em 0,2 mm e então foi obtido o valor de 0,55 mm para o lado. Porém esses valores não produziram uma resposta adequada para a banda proibida desejada, 25 dB a 26 dB. Após algumas varreduras dos parâmetros em intervalos próximos foram encontrados valores dos parâmetros que cobriram plenamente a banda desejada. A Figura 27 mostra a aparência final da célula, com substrato e com substrato omitido para visualização da via metálica que conecta o *patch* ao plano de terra.

Figura 27 – Vistas da célula de EBG.



Fonte: O autor

6 Resultados

Nas seções seguintes são apresentados os resultados obtidos das simulações e otimizações realizadas no trabalho.

6.1 Antenas Individuais Otimizadas

Os parâmetros calculados e otimizados para os *patches* nas frequências de operação de 25 GHz e 26 GHz encontram-se na [Tabela 2](#) e na [Tabela 3](#), respectivamente. Em razão da precisão necessária para o projeto, e também para manter a coerência com a precisão informada pelo fabricante do substrato, foram utilizadas três casas decimais no arredondamento dos parâmetros.

Tabela 2 – Parâmetros do *Patch* para 25 GHz.

Parâmetro	Valor Calculado (mm)	Valor Otimizado (mm)
Largura — W	2,334	2,346
Comprimento — L	1,410	1,390
Ponto de alimentação — y_0	0,586	0,564
Espaçamento — g_1	0,050	0,054

Fonte – O autor.

Tabela 3 – Parâmetros do *Patch* para 26 GHz.

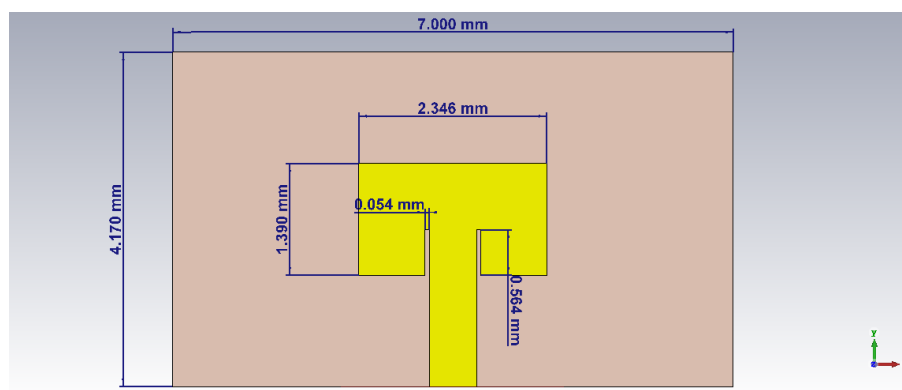
Parâmetro	Valor Calculado (mm)	Valor Otimizado (mm)
Largura — W	2,244	2,216
Comprimento — L	1,341	1,343
Ponto de alimentação — y_0	0,556	0,547
Espaçamento — g_1	0,051	0,050

Fonte – O autor.

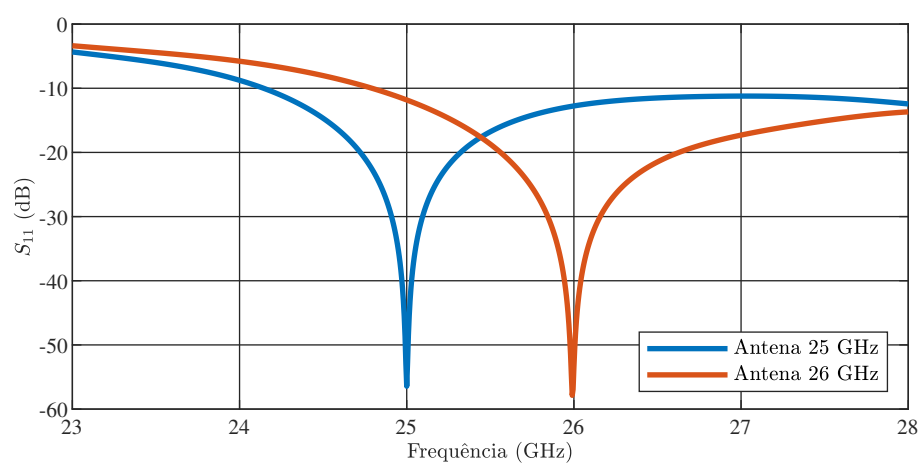
A [Figura 28](#) mostra o projeto da antena de 25 GHz com suas respectivas dimensões e os parâmetros S_{11} para os projetos otimizados são mostrados nas [Figura 29](#).

A [Figura 30](#) mostra o sistema de coordenadas utilizado para os diagramas de radiação. A diretividade em dB é apresentada em diagramas de radiação polares nos planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a antena de 25 GHz na [Figura 31](#), e para a antena de 26 GHz na [Figura 32](#)

Figura 28 – Projeto da antena de microfita para 25 GHz com indicação das dimensões.



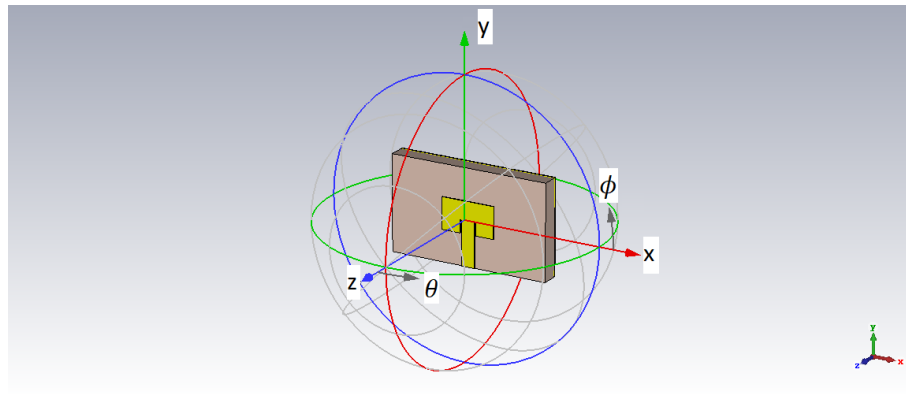
Fonte: O autor.

Figura 29 – Parâmetro S_{11} das antenas projetadas individualmente.

Fonte: O autor.

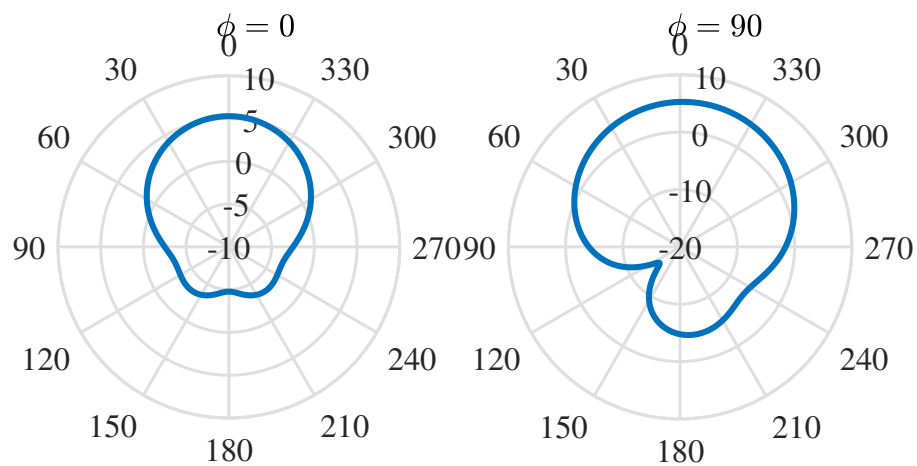
Na Tabela 4 são mostradas a eficiência total, eficiência de radiação e diretividade para ambas as antenas.

Figura 30 – Antena e sistema de coordenadas utilizado.



Fonte: O autor.

Figura 31 – Diagramas polares da antena projetada para 25 GHz.



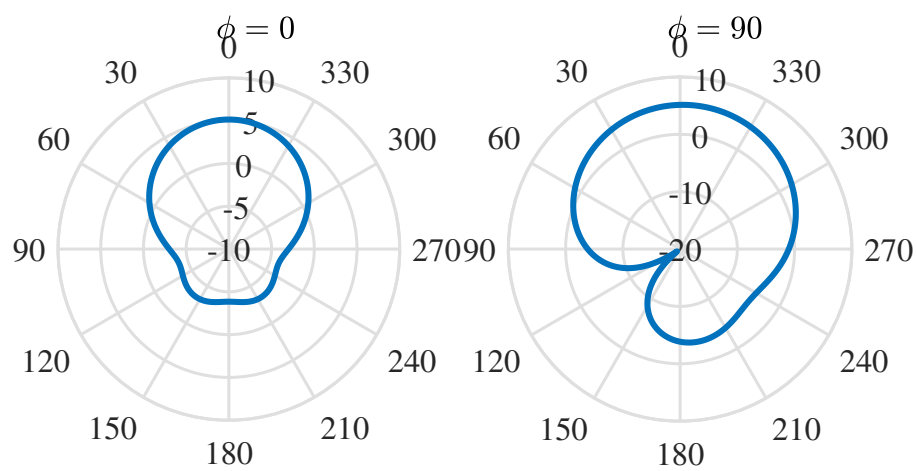
Fonte: O autor.

Tabela 4 – Parâmetros de desempenho das antenas projetadas individualmente.

Parâmetro	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Eficiência de radiação — e_{cd}	0,81	0,82
Eficiência total — e_0	0,81	0,82
Diretividade (dB) — D	5,29	5,16

Fonte – O autor.

Figura 32 – Diagramas polares da antena projetada para 26 GHz.

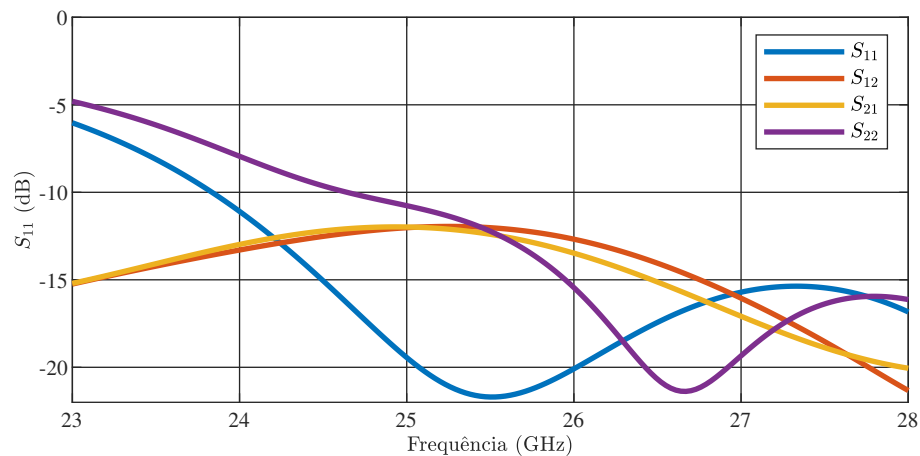


Fonte: O autor.

6.2 Antenas Alinhadas Colinearmente no Plano-E

A Figura 33 mostra os parâmetros S obtidos para as antenas confeccionadas em um mesmo substrato. Para essa figura assume-se que o índice 1 refere-se à antena projetada para 25 GHz e o índice 2 refere-se à antena projetada para 26 GHz. Essa convenção será mantida nos demais casos apresentados. Observa-se que o S_{11} aumenta significativamente nas duas frequências para valores entre -15 dB a -20 dB. Ainda que esses sejam valores apropriados para o coeficiente de reflexão, a perda ocorrida compromete a eficiência total das antenas.

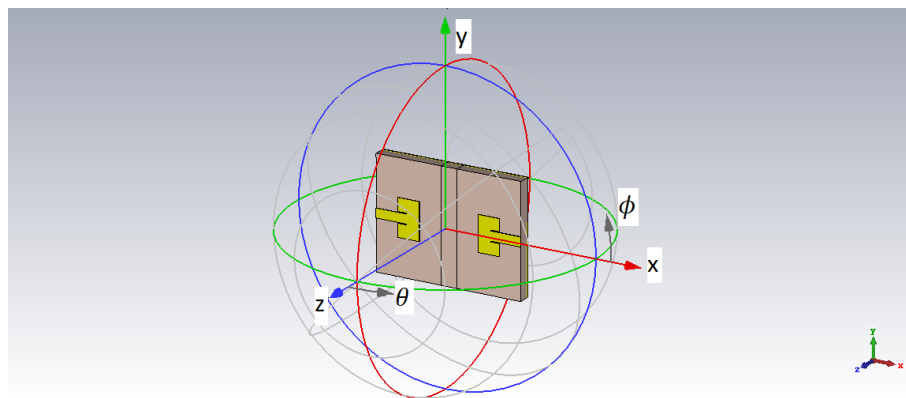
Figura 33 – Parâmetros S .



Fonte: O autor.

A Figura 34 mostra o sistema de coordenadas utilizado para os diagramas de radiação.

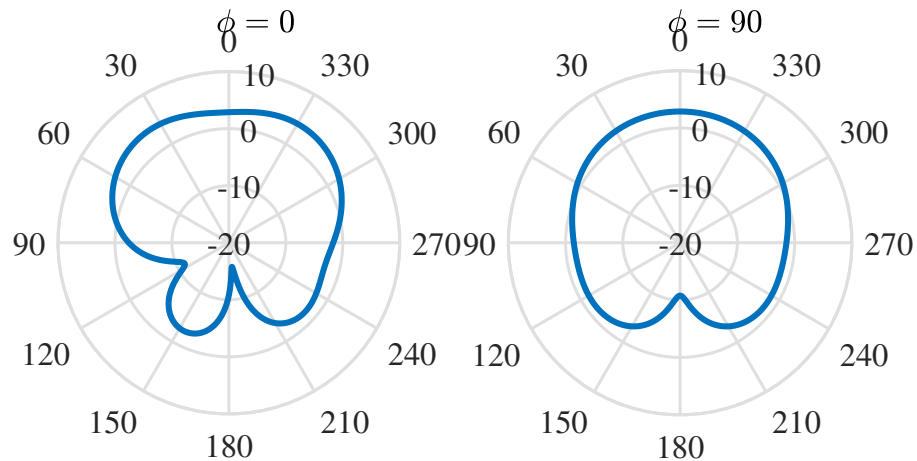
Figura 34 – Sistema de coordenadas utilizado para as antenas em mesmo substrato.



Fonte: O autor.

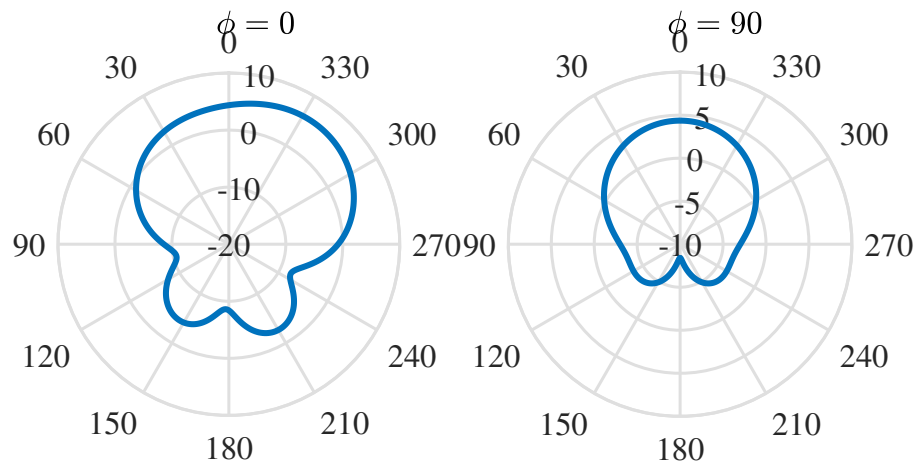
A diretividade em dB é apresentada em diagramas de radiação polares nos planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a antena de 25 GHz na Figura 35, e para a antena de 26 GHz na Figura 36

Figura 35 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com substrato compartilhado.



Fonte: O autor.

Figura 36 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com substrato compartilhado.



Fonte: O autor.

Na Tabela 5 são mostradas a eficiência total, eficiência de radiação e diretividade para ambas as antenas. Em relação às antenas projetadas individualmente, a eficiência total e_0 foi reduzida em 5% na antena de 25 GHz e em 10% na antena de 26 GHz.

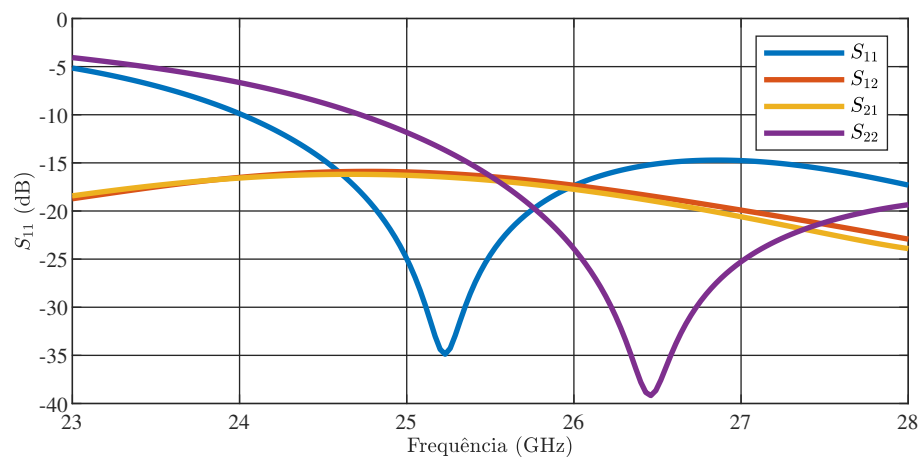
Tabela 5 – Parâmetros de desempenho das antenas em mesmo substrato.

Parâmetro	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Eficiência de radiação — e_{cd}	0,82	0,79
Eficiência total — e_0	0,76	0,72
Diretividade (dB) — D	4,16	3,98

Fonte – O autor.

6.3 Isolação por Remoção do Substrato

A Figura 37 mostra os parâmetros S obtidos para as antenas quando separadas de 1 mm, conforme ilustrado na Figura 21. Em relação às antenas no mesmo substrato sem nenhuma separação, o S_{11} é reduzido em ambas frequências com vales mais aprofundados deslocados das frequências do projeto inicial.

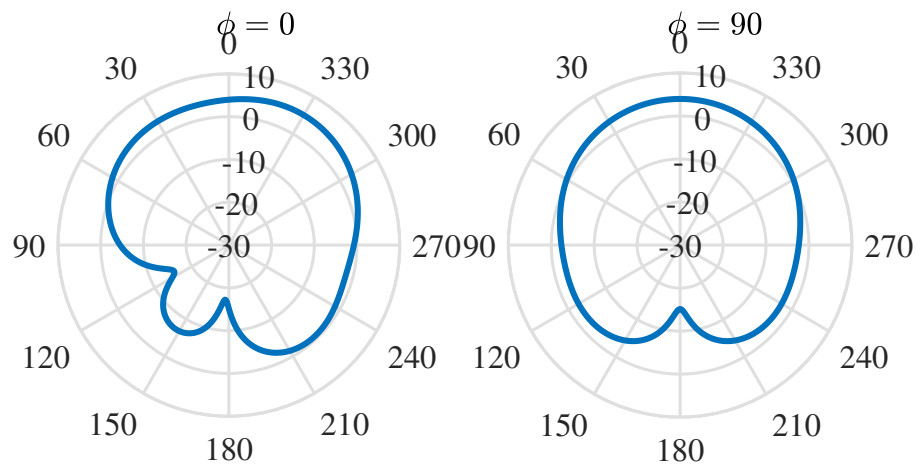
Figura 37 – Parâmetros S das antenas isoladas por remoção do substrato.

Fonte: O autor.

A diretividade em dB é apresentada em diagramas de radiação polares nos planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a antena de 25 GHz na Figura 38, e para a antena de 26 GHz na Figura 39

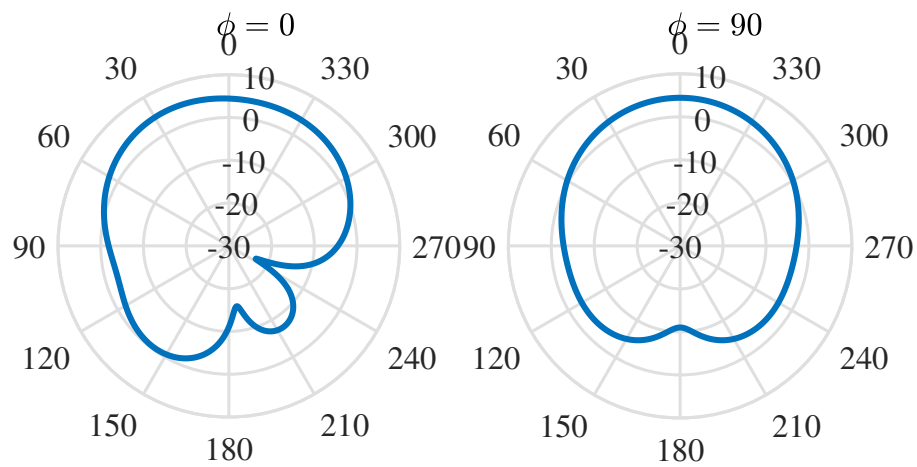
Na Tabela 6 são mostradas a eficiência total, eficiência de radiação e diretividade para ambas as antenas. Em relação às antenas sem isolação observa-se uma pequena piora da eficiência total da antena de 25 GHz, e uma pequena melhora da eficiência total na antena de 26 GHz.

Figura 38 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolamento por remoção de substrato.



Fonte: O autor.

Figura 39 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolamento por remoção de substrato.



Fonte: O autor.

Tabela 6 – Parâmetros de desempenho das antenas em mesmo substrato.

Parâmetro	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Eficiência de radiação — e_{cd}	0,74	0,81
Eficiência total — e_0	0,72	0,79
Diretividade (dB) — D	5,06	3,01

Fonte – O autor.

6.4 Isolação por Superfície de Alta Impedância com Duas Fileiras de Células de EBG

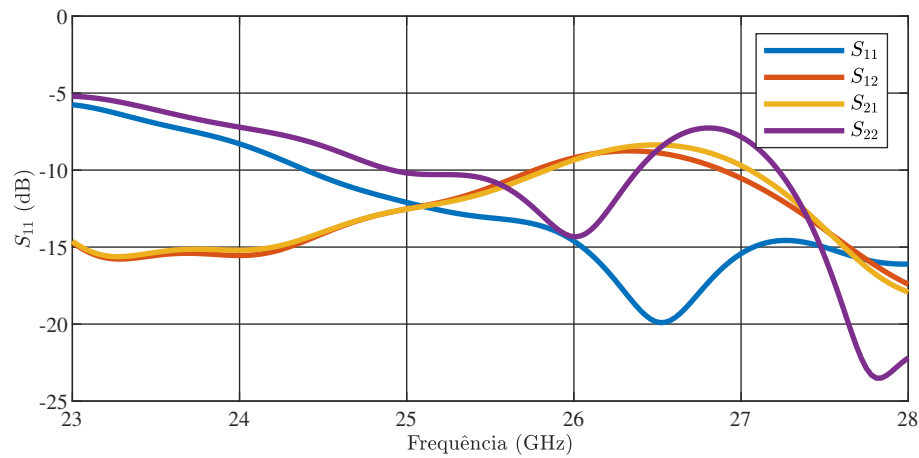
A Figura 40 mostra os parâmetros S obtidos para as antenas quando interpostas pela superfície de alta impedância projetada, conforme ilustrado na Figura 22. Nessa superfície foram utilizadas duas fileiras de células de EBG cujos parâmetros calculados e otimizados encontram-se na Tabela 7. Em relação às antenas no mesmo substrato sem nenhuma separação, todos os parâmetros S tiveram uma piora no desempenho, não sendo possível afirmar que houve algum benefício no desempenho.

Tabela 7 – Parâmetros calculados e otimizados da célula de EBG.

Parâmetro	Valor Calculado (mm)	Valor Otimizado (mm)
Lado — L	0,55	0,3
gap — g	0,2	0,1

Fonte – O autor.

Figura 40 – Parâmetros S das antenas isoladas por duas fileiras de células de EBG.

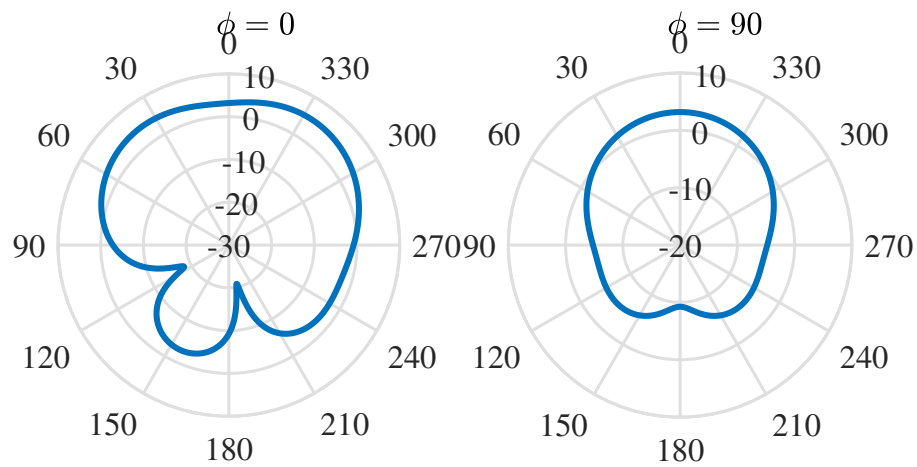


Fonte: O autor.

A diretividade em dB é apresentada em diagramas de radiação polares nos planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a antena de 25 GHz na Figura 41, e para a antena de 26 GHz na Figura 42

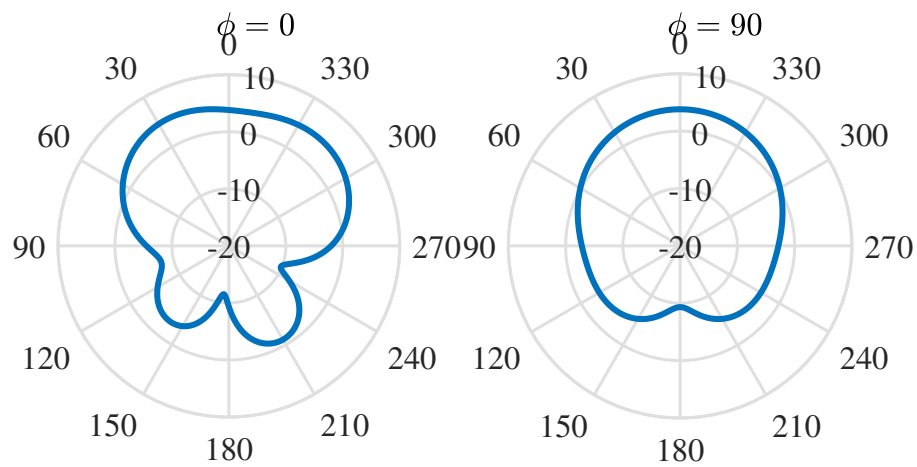
Na Tabela 8 são mostradas a eficiência total, eficiência de radiação e diretividade para ambas as antenas. Apesar da eficiência de radiação e_{cd} ter se mantido praticamente igual aos projetos iniciais das antenas isoladas, a eficiência total e_0 de ambas as antenas foi prejudicada.

Figura 41 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolação de duas fileiras de EBG.



Fonte: O autor.

Figura 42 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolação de duas fileiras de EBG.



Fonte: O autor.

Tabela 8 – Parâmetros de desempenho das antenas separadas por duas fileiras de células de EBG.

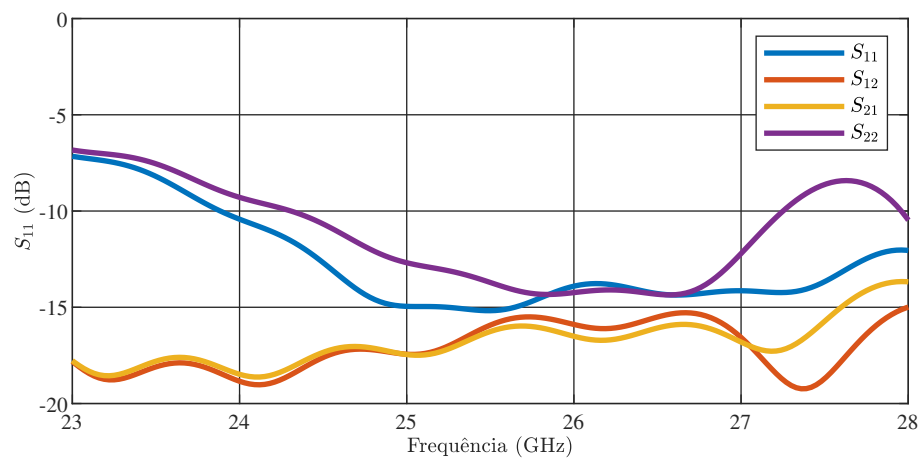
Parâmetro	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Eficiência de radiação — e_{cd}	0,83	0,82
Eficiência total — e_0	0,74	0,69
Diretividade (dB) — D	5,17	4,71

Fonte – O autor.

6.5 Isolação por Superfície de Alta Impedância com Quatro Fileiras de Células de EBG

A [Figura 43](#) mostra os parâmetros S obtidos para as antenas quando interpostas pela superfície de alta impedância projetada, conforme ilustrado na [Figura 26](#). Nessa superfície foram utilizadas quatro fileiras de células de EBG com os mesmos parâmetros apresentados na [Tabela 7](#). Diferentemente da superfície de alta impedância projetada com duas fileiras de células de EBG, essa configuração trouxe uma ligeira melhora dos coeficientes de transmissão S_{12} e S_{21} e os coeficientes de reflexão ficaram ambos em torno de -15 dB.

Figura 43 – Parâmetros S das antenas isoladas por quatro fileiras de células de EBG.

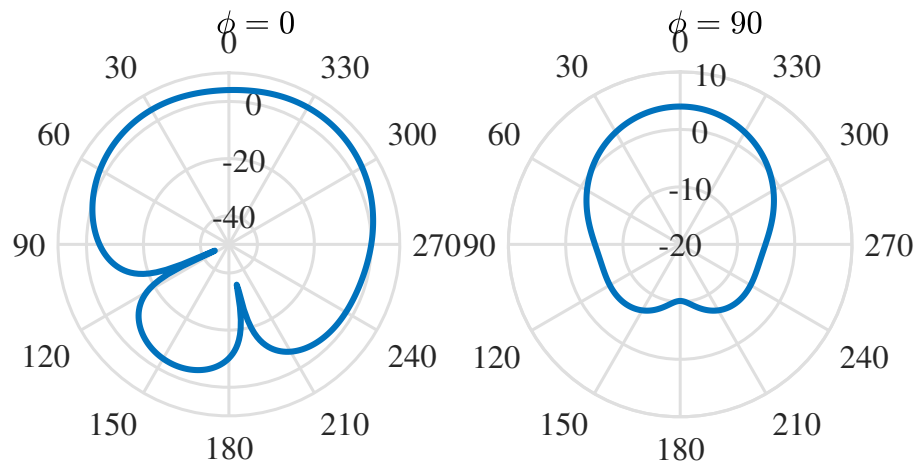


Fonte: O autor.

A diretividade em dB é apresentada em diagramas de radiação polares nos planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a antena de 25 GHz na [Figura 44](#), e para a antena de 26 GHz na [Figura 45](#)

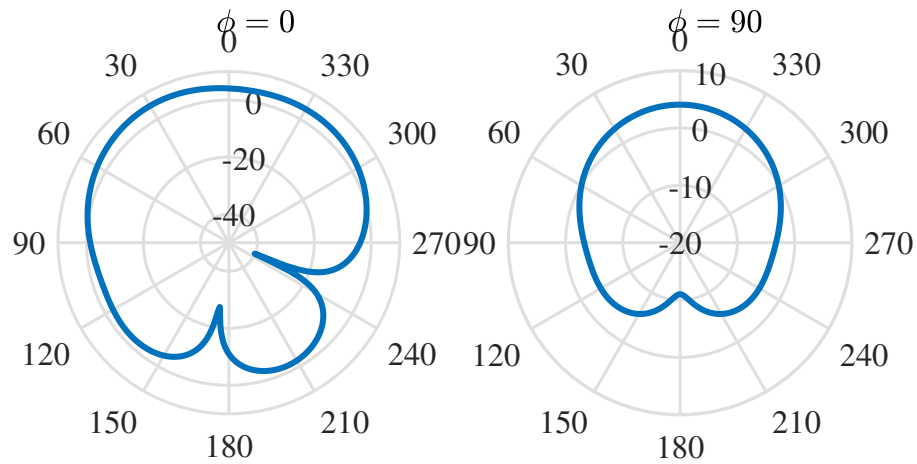
Na [Tabela 9](#) são mostradas a eficiência total, eficiência de radiação e diretividade para ambas as antenas. Observa-se que tanto a eficiência total quanto a eficiência de radiação mantiveram-se próximas às das antenas projetadas individualmente.

Figura 44 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolamento de quatro fileiras de EBG.



Fonte: O autor.

Figura 45 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolamento de quatro fileiras de EBG.



Fonte: O autor.

Tabela 9 – Parâmetros de desempenho das antenas separadas por quatro fileiras de células de EBG.

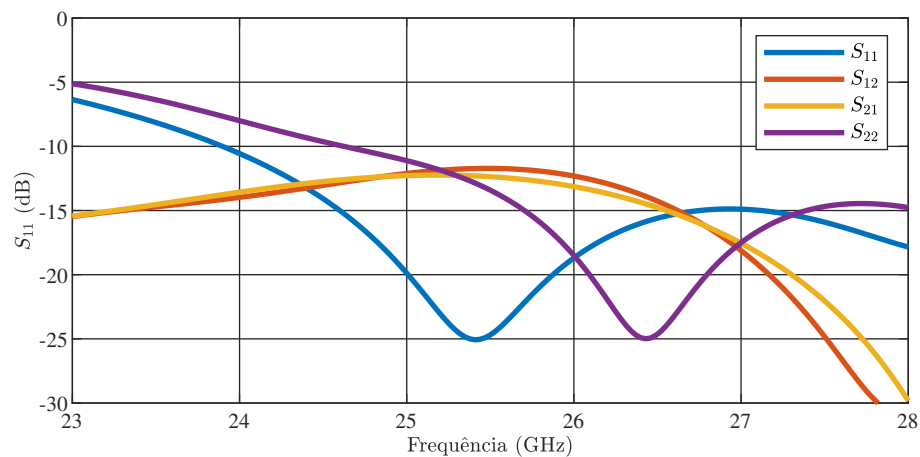
Parâmetro	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Eficiência de radiação — e_{cd}	0,81	0,88
Eficiência total — e_0	0,77	0,83
Diretividade (dB) — D	5,34	5,35

Fonte – O autor.

6.6 Isolação por Interposição de Faixa Metálica

A Figura 37 mostra os parâmetros S obtidos para as antenas quando interpostas por uma faixa metálica, conforme ilustrado na Figura 22. Observa-se que os parâmetros S apresentam um desempenho semelhante ao das antenas sem isolamento, com uma pequena redução do coeficiente de reflexão da antena de 26 GHz.

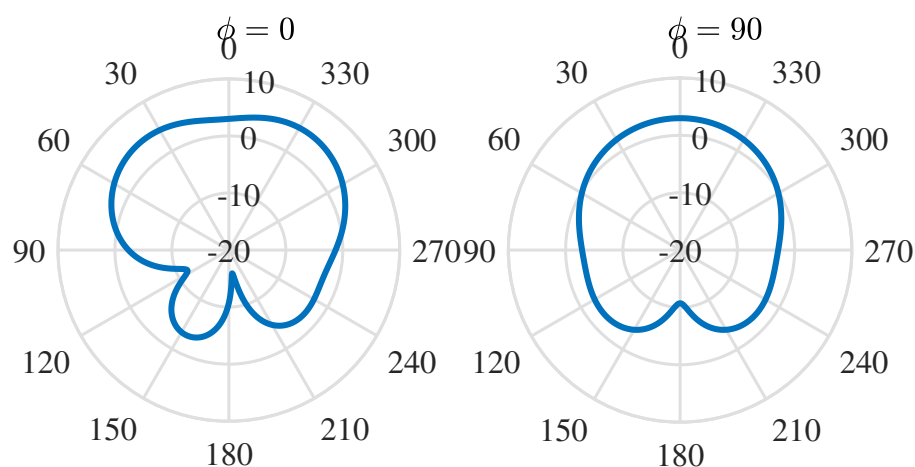
Figura 46 – Parâmetros S das antenas interpostas por faixa metálica.



Fonte: O autor.

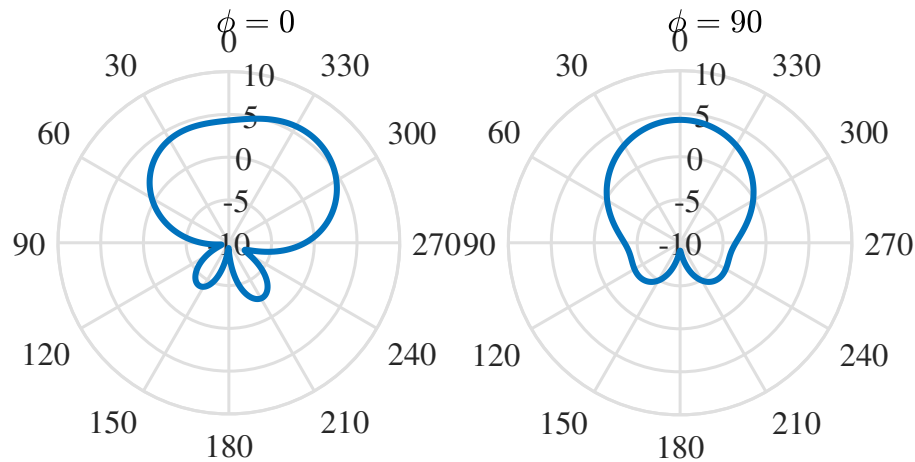
A diretividade em dB é apresentada em diagramas de radiação polares nos planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a antena de 25 GHz na Figura 47, e para a antena de 26 GHz na Figura 48

Figura 47 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolamento de faixa metálica transversal.



Fonte: O autor.

Figura 48 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolamento de faixa metálica transversal.



Fonte: O autor.

Na [Tabela 10](#) são mostradas a eficiência total, eficiência de radiação e diretividade para ambas as antenas. Novamente aqui observa-se uma semelhança no desempenho das antenas sem isolamento.

Tabela 10 – Parâmetros de desempenho das antenas interpostas por faixa metálica.

Parâmetro	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Eficiência de radiação — e_{cd}	0,84	0,81
Eficiência total — e_0	0,78	0,75
Diretividade (dB) — D	4,76	5,79

Fonte – O autor.

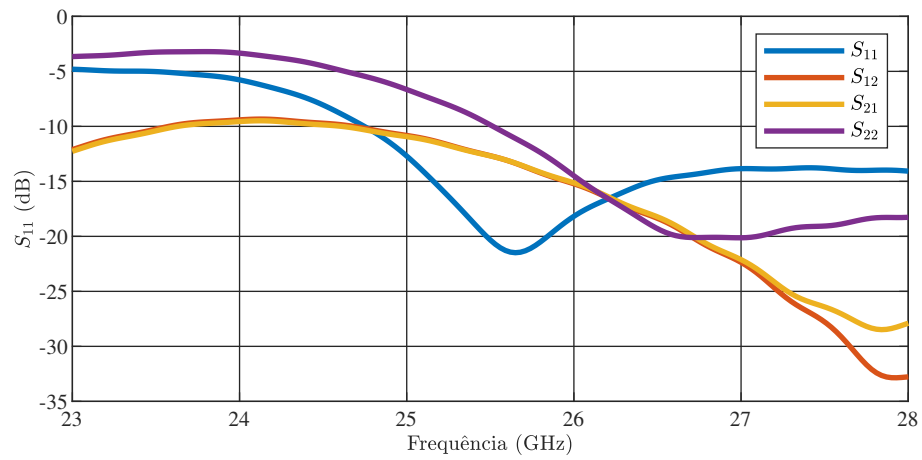
6.7 Isolação por Faixa Metálica na Superfície do Substrato

A [Figura 49](#) mostra os parâmetros S obtidos para as antenas quando isoladas por uma faixa metálica na superfície do substrato, conforme ilustrado na [Figura 24](#). Os coeficientes de reflexão apresentaram uma piora em comparação às antenas sem isolamento. Os coeficientes de transmissão não apresentam uma mudança significativa.

A diretividade em dB é apresentada em diagramas de radiação polares nos planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a antena de 25 GHz na [Figura 50](#), e para a antena de 26 GHz na [Figura 51](#)

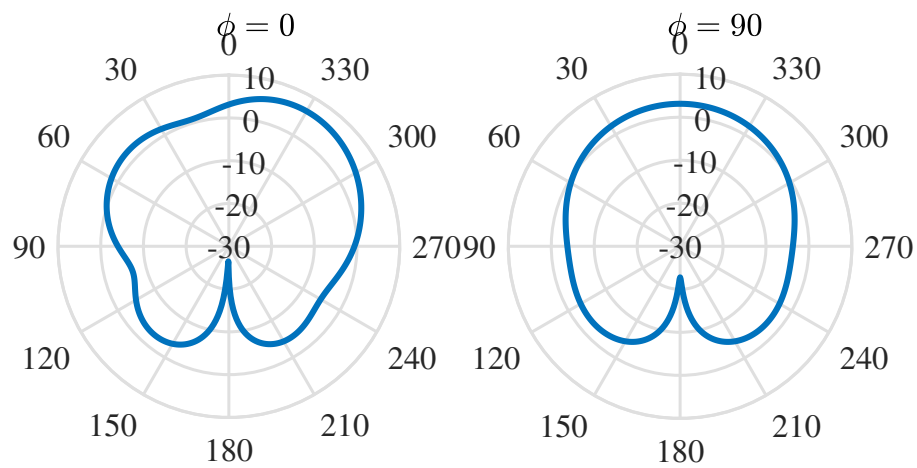
Na [Tabela 11](#) são mostradas a eficiência total, eficiência de radiação e diretividade para ambas as antenas. Tanto a eficiência de radiação como a eficiência total apresentam

Figura 49 – Parâmetros S das antenas isoladas por faixa metálica na superfície do substrato.



Fonte: O autor.

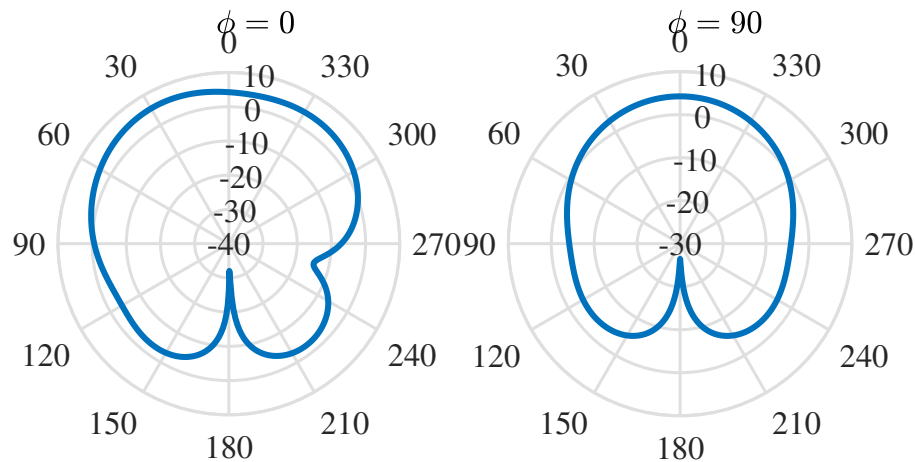
Figura 50 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolamento por faixa metálica na superfície do substrato.



Fonte: O autor.

piora no desempenho em relação às antenas sem isolamento.

Figura 51 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolamento por faixa metálica na superfície do substrato.



Fonte: O autor.

Tabela 11 – Parâmetros de desempenho das antenas isoladas por faixa metálica na superfície do substrato.

Parâmetro	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Eficiência de radiação — e_{cd}	0,68	0,75
Eficiência total — e_0	0,59	0,70
Diretividade (dB) — D	6,49	5,53

Fonte – O autor.

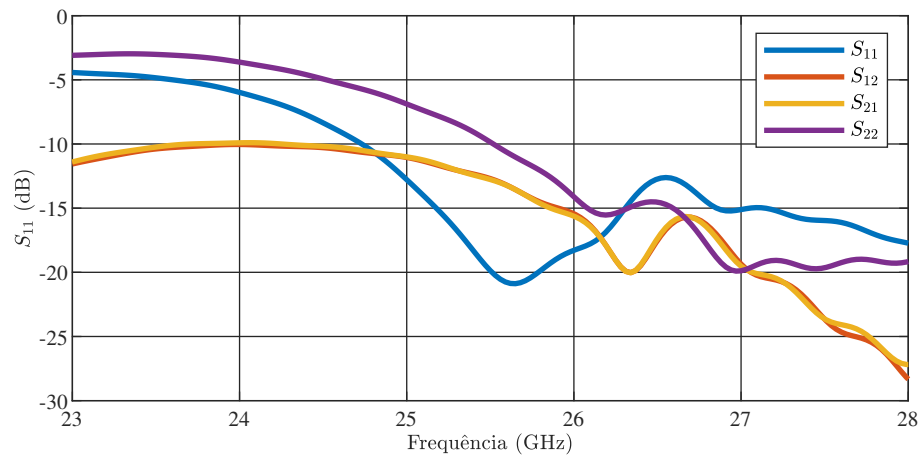
6.8 Isolação por Faixa Metálica Aterrada na Superfície do Substrato

A Figura 52 mostra os parâmetros S obtidos para as antenas quando isoladas por uma faixa metálica aterrada na superfície do substrato, conforme ilustrado na Figura 25. Os coeficientes de reflexão apresentaram uma piora em comparação às antenas sem isolamento. Os coeficientes de transmissão apresentaram uma pequena redução na frequência de 26 GHz.

A diretividade em dB é apresentada em diagramas de radiação polares nos planos $\phi = 0$ e $\phi = 90$ para a antena de 25 GHz na Figura 53, e para a antena de 26 GHz na Figura 54

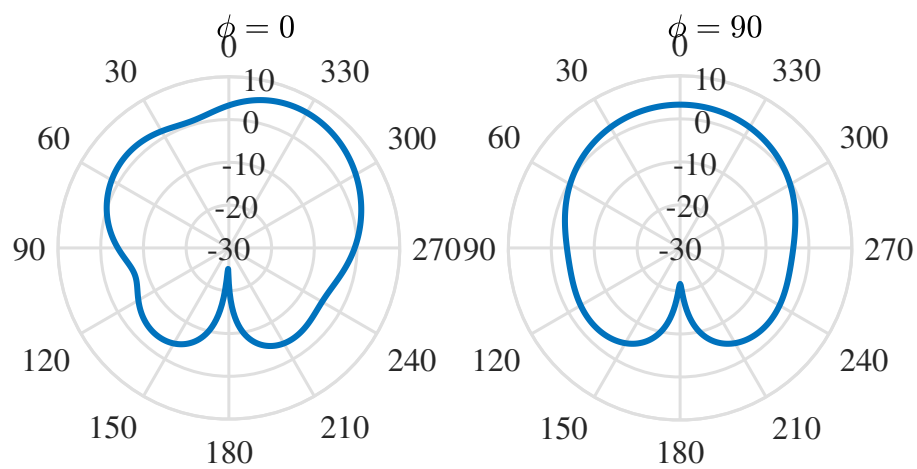
Na Tabela 12 são mostradas a eficiência total, eficiência de radiação e diretividade para ambas as antenas. Há uma piora de desempenho nas eficiências de radiação e total comparada aos casos anteriores.

Figura 52 – Parâmetros S das antenas isoladas por faixa metálica aterrada na superfície do substrato.



Fonte: O autor.

Figura 53 – Diretividade apresentada pela antena de 25 GHz com isolamento por faixa metálica aterrada na superfície do substrato.



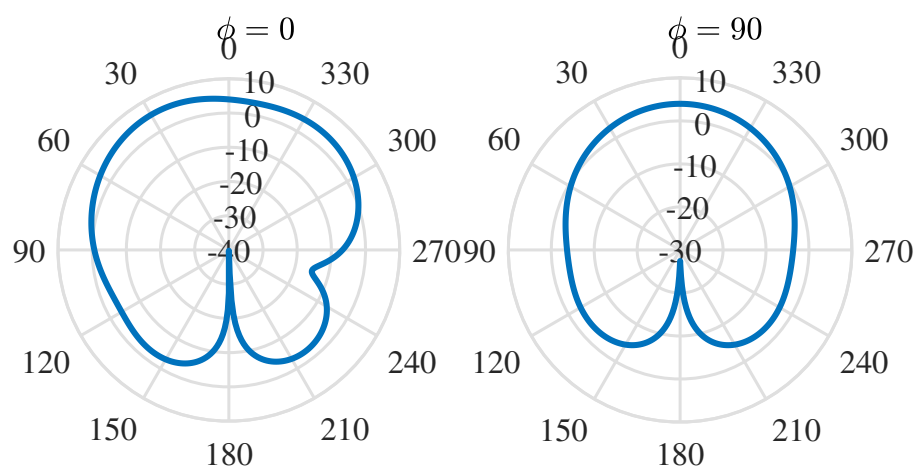
Fonte: O autor.

Tabela 12 – Parâmetros de desempenho das antenas isoladas por faixa metálica aterrada na superfície do substrato.

Parâmetro	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Eficiência de radiação — e_{cd}	0,69	0,76
Eficiência total — e_0	0,60	0,71
Diretividade (dB) — D	6,42	5,56

Fonte – O autor.

Figura 54 – Diretividade apresentada pela antena de 26 GHz com isolamento por faixa metálica aterrada na superfície do substrato.



Fonte: O autor.

6.9 Comparações dos Resultados

Os resultados dos coeficientes de reflexão de ambas as antenas, para cada situação analisadas neste trabalho, encontram-se na [Tabela 13](#). Observa-se que o melhor resultado foi o apresentado pela remoção do substrato, seguido da metalização transversal e quatro fileiras de EBG. O pior resultado foi o obtido pelas duas fileiras de EBG. As fitas metálicas na superfície do substrato, aterrada e não aterrada, tiveram um desempenho semelhante.

Tabela 13 – Parâmetros S_{11} (dB) das propostas analisadas.

Configurações	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Projeto individual	-56	-54
Mesmo substrato	-19	-15
Remoção do substrato	-25	-24
2 fileiras de EBG	-12	-14
4 fileiras de EBG	-15	-14
Metalização transversal	-20	-19
Fita metálica não aterrada	-13	-14
Fita metálica aterrada	-13	-14

Fonte – O autor.

Os resultados dos coeficientes de transmissão de ambas as antenas, para cada situação analisadas neste trabalho, encontram-se na [Tabela 14](#), em que observa-se que o melhor resultado foi o apresentado pela remoção do substrato, seguido pelas quatro fileiras de EBG. O pior resultado foi o obtido pelas duas fileiras de EBG, seguido da metalização transversal. As fitas metálicas na superfície do substrato, aterrada e não aterrada, tiveram um desempenho semelhante novamente.

Tabela 14 – Parâmetros S_{12} (dB) das propostas analisadas.

Configurações S_{11}	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Projeto individual	—	—
Mesmo substrato	-12	-13
Remoção do substrato	-16	-18
2 fileiras de EBG	-13	-9
4 fileiras de EBG	-17	-17
Metalização transversal	-12	-13
Fita metálica não aterrada	-11	-16
Fita metálica aterrada	-11	-15

Fonte – O autor.

Os resultados da diretividade de ambas as antenas, para cada situação analisadas neste trabalho, encontram-se na [Tabela 15](#). Observa-se que os melhores resultados foram os apresentado pelas fitas metálicas na superfície do substrato, aterrada e não aterrada. As demais configurações tiveram resultados semelhantes, a exceção da metalização transversal que apresentou uma diretividade um pouco mais alta para a antena de 26 GHz.

Tabela 15 – Diretividade (dB) das propostas analisadas.

Configurações S_{11}	Antena 25 GHz	Antena 26 GHz
Projeto individual	5,3	5,2
Mesmo substrato	4,2	6,0
Remoção do substrato	5,1	4,8
2 fileiras de EBG	5,2	4,7
4 fileiras de EBG	5,3	5,3
Metalização transversal	4,8	5,8
Fita metálica não aterrada	6,5	5,5
Fita metálica aterrada	6,4	5,6

Fonte – O autor.

7 Conclusões e Discussões

O comprimento de onda para as frequências do projeto situaram-se entre 11,5 mm a 12 mm, de forma que a separação proposta para as antenas, 1 mm, foi razoavelmente pequena. Na [seção 2.3](#) é mostrado como a interferência decai com o aumento da separação entre os *patches*, e o trabalho proposto considerou uma grande proximidade entre os elementos radiadores. Assim, nenhuma das propostas apresentadas revelou-se como uma solução absoluta ao problema da interferência, todos os parâmetros S apresentaram distorções com atenuações dos coeficientes de reflexão e pouca melhora nos coeficientes de transmissão. A melhor proposta de isolamento em relação aos coeficientes de reflexão foi a remoção do substrato, em que criou-se uma separação por material de menor constante dielétrica (ar) entre as antenas. Considerando apenas a separação de 1 mm entre as antenas, a melhor isolamento com relação às eficiências foi a interposição transversal de uma faixa metálica no substrato. Porém, considerando o caso da superfície de EBG que ultrapassa a separação de 1 mm, essa apresentou as melhores eficiências.

O trabalho objetivou a isolamento das antenas a uma distância fixa e pequena em relação aos comprimentos de onda envolvidos. Assim, é possível que uma pesquisa individual e parametrizada de cada uma das propostas apresentadas mostre resultados com significados diferentes ou complementares aos encontrados neste trabalho. Como visto na [seção 2.3](#), os campos na interface ar-dielétrico são decompostos em ondas com diferentes variações radiais tendo maior ou menor influência em função da distância. Assim, alguma técnica que fornece isolamento para determinado tipo de onda pode não ser adequada para outra, mais especificamente, para ondas radiadas para o espaço livre e ondas de superfície.

Referências

- ANATEL. *RESOLUÇÃO ANATEL N^o 742, DE 1^o DE MARÇO DE 2021 - DOU - Imprensa Nacional*. 2021. Disponível em: <<https://www.in.gov.br/web/dou/-/resolucao-anatel-n-742-de-1-de-marco-de-2021-306201357>>. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 39.
- BALANIS, C. A. *Antenna theory: analysis and design*. New Jersey: [s.n.], 2016. OCLC: 933291646. ISBN 978-1-119-17898-9 978-1-119-17899-6. Disponível em: <<http://site.ebrary.com/id/11152497>>. Citado 9 vezes nas páginas 12, 14, 15, 16, 21, 22, 24, 25 e 26.
- CARVER, K.; MINK, J. Microstrip antenna technology. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 29, n. 1, p. 2–24, jan. 1981. ISSN 0096-1973. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1142523/>>. Citado na página 25.
- DESCHAMPS, G. Theoretical Aspects of Microstrip Waveguides. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 2, n. 1, p. 100–102, abr. 1954. ISSN 0018-9480. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1124864/>>. Citado na página 12.
- ENGHETA, N.; ZIOLKOWSKI, R. W. (Ed.). *Metamaterials: physics and engineering explorations*. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2006. OCLC: ocm61757037. ISBN 978-0-471-76102-0. Citado 6 vezes nas páginas 31, 32, 33, 34, 35 e 36.
- Fan Yang; RAHMAT-SAMII, Y. Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 51, n. 10, p. 2936–2946, out. 2003. ISSN 0018-926X. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1236116/>>. Citado na página 46.
- Fan Yang; RAHMAT-SAMII, Y. *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*. Leiden: Cambridge University Press, 2008. OCLC: 437240820. ISBN 978-0-511-45579-7. Disponível em: <<http://public.ebookcentral.proquest.com/choice/publicfullrecord.aspx?p=377886>>. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 46.
- FANG, D. G. *Antenna theory and microstrip antennas*. Boca Raton, FL: CRC Press/Taylor & Francis, 2010. OCLC: ocn431933331. ISBN 978-1-4398-0727-9. Citado 2 vezes nas páginas 12 e 14.
- FARAHANI, H. S. et al. Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays Using a UC-EBG Superstrate. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 9, p. 57–59, 2010. ISSN 1536-1225, 1548-5757. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/5409566/>>. Citado na página 47.
- IEEE. *IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas*. New York, 2014. ISBN: 9780738189277. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6758443>>. Citado na página 14.
- MA, N.; ZHAO, H. Reduction of the mutual coupling between aperture coupled microstrip patch antennas using EBG structure. In: *2014 IEEE International Wireless Symposium*

(*IWS 2014*). X'ian, China: IEEE, 2014. p. 1–4. ISBN 978-1-4799-3403-4. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/6864201/>>. Citado na página 47.

POZAR, D. Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 30, n. 6, p. 1191–1196, nov. 1982. ISSN 0096-1973. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/document/1142934/>>. Citado na página 25.

POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 4th ed. ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012. OCLC: ocn714728044. ISBN 978-0-470-63155-3. Citado 5 vezes nas páginas 14, 26, 27, 28 e 29.