

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

CAMPUS PATOS DE MINAS

MILENE RODRIGUES ALMEIDA

REDE DE ANTENAS DE MICROFITA COM *BEAMFORMING*

2D PARA REDES CELULARES 5G

Patos de Minas - MG

2023

MILENE RODRIGUES ALMEIDA

**REDE DE ANTENAS DE MICROFITA COM *BEAMFORMING*
2D PARA REDES CELULARES 5G**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como pré-requisito para a graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Dr. Renan Alves dos Santos

Patos de Minas – MG
2023

MILENE RODRIGUES ALMEIDA

**REDE DE ANTENAS DE MICROFITA COM *BEAMFORMING*
2D PARA REDES CELULARES 5G**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como pré-requisito para a graduação em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações.

Orientador: Dr. Renan Alves dos Santos

Aprovado em _____ de _____ de 2023.

Membros da Banca:

Prof. Dr. Renan Alves dos Santos
(Orientador – FEELT – UFU)

Prof. Dra. Karine Barbosa Carbonaro
(Membro interno – FEELT – UFU)

Prof. Dr. André Antônio dos Anjos
(Membro interno – FEELT – UFU)

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente a Deus, pela minha vida, por ter permitido que eu tivesse saúde e determinação para alcançar meus objetivos durante meus anos de estudos, e me permitir ressignificar as dificuldades no caminho para entender o meu propósito.

Deixo também um agradecimento especial ao meu orientador, que com muita paciência e dedicação, não somente ensinou-me o conteúdo programado com muito domínio e sabedoria, mas também o sentido da amizade e do respeito, além de ser grata pelo incentivo e pela dedicação do seu tempo ao meu trabalho de conclusão de curso.

Agradeço aos membros da banca, que com carinho se disponibilizaram a fazer parte da contribuição desse trabalho, mas principalmente com dedicação e profissionalismo contribuíram para meu processo de formação profissional, tornando inspiração e motivação para o meu seguimento na área de telecomunicações.

Agradeço à minha família, que compreendeu a minha ausência enquanto eu me dedicava ao meu sonho, sempre me incentivando, apoiando e torcendo pelas minhas conquistas.

Por fim, também quero agradecer à Universidade Federal de Uberlândia e a todos os professores do meu curso pela elevada qualidade do ensino oferecido.

RESUMO

Neste trabalho de conclusão de curso é proposto uma rede de antenas de microfita com a aplicação da técnica de *beamforming* 2D para atuar em redes de celulares de quinta geração. Para tal, estuda-se e dimensiona-se o arranjo de antenas de microfita para atuar na frequência de 26 GHz, que é uma das faixas de frequência aprovada pela ANATEL para a aplicação do 5G no Brasil. Além disso, realiza-se o estudo de dimensionamento de acopladores em quadratura, pois tais componentes possuem o objetivo de direcionar os feixes de irradiação sem a necessidade do uso de defasadores para a obtenção dos diferentes ângulos de variação da direção de irradiação no *beamforming*, possibilitando uma forma mais simples e objetiva de operar em frequências mais elevadas na faixa de micro-ondas. O projeto e as análises do modelo proposto foram realizados em simulações no programa comercial *Ansys Electronics Desktop*, no módulo de simulação HFSS. As métricas de desempenho de avaliação são casamento de impedâncias a partir da análise do coeficiente de reflexão, ganho na direção máxima de irradiação e variação do feixe irradiado.

Palavras-chave: 5G; *beamforming*; antena; microfita; acoplador.

ABSTRACT

In this final paper, a microstrip antennas array is proposed with the 2D beamforming technique application to act in fifth generation cellular networks. Therefore, the microstrip antennas array is studied and sized to operate in the 26 GHz frequency, which is one of the frequency bands approved by ANATEL for the application of 5G in Brazil. In addition, the study and dimensioning of quadrature couplers is performed, as such components have the objective of directing the irradiation beams without the need for the use of phase shifters to obtain the different angles of variation of the irradiation direction in beamforming, allowing a simpler and more objective way to operate at higher frequencies in the microwave range. The design and analyzes of the proposed model were performed on simulations in the commercial program Ansys Electronics Desktop, in the HFSS simulation module. The evaluation performance metrics are impedance matching from the reflection coefficient, gain in the maximum irradiation direction, and variation of the radiated beam.

Keywords: 5G; beamforming; antenna; microstrip; coupler.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Representação das faixas de frequência de operação disponíveis para o 5G NR.	16
Figura 1.2 – Ilustração da irradiação de antenas aplicadas a comunicações móveis.	17
Figura 1.3 – Modelos de rede planar 2×2 de antenas de microfita para prover <i>beamforming</i> 2D.	18
Figura 2.1 – Antena de microfita retangular alimentada por linha de microfita.	23
Figura 2.2 – Rede 2×2 de antenas de microfita quadradas.....	28
Figura 2.3 – Rede 2×2 de antenas de microfita quadradas com acoplador em quadratura.	29
Figura 2.4 – Antena de microfita base para da rede 2×2 proposta.	31
Figura 4.1 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão e coeficientes de transmissão do projeto da rede de antenas em (7) sem acopladores.	37
Figura 4.2 – <i>Beamforming</i> do diagrama de irradiação em 3D na direção <i>x</i> do projeto da rede de antenas em (7) sem acopladores.....	38
Figura 4.3 – <i>Beamforming</i> do diagrama de irradiação em 2D do projeto da rede de antenas em (7) sem acopladores.....	39
Figura 4.4 – <i>Beamforming</i> do diagrama de irradiação em 3D na direção <i>y</i> do projeto da rede de antenas em (7) sem acopladores.....	40
Figura 4.5 – Resposta em frequência dos parâmetros S do acoplador utilizado em (7).	41
Figura 4.6 – Resposta em frequência dos parâmetros S do projeto da rede de antenas em (7) com acopladores.....	42
Figura 4.7 – <i>Beamforming</i> do diagrama de irradiação em 3D do projeto da rede de antenas apresentada em (7) com acopladores.....	43
Figura 4.8 – Resposta em frequência dos parâmetros S do acoplador no reprojeto em 26GHz.	45
Figura 4.9 – Resposta em frequência dos parâmetros S do reprojeto da rede de antenas com acopladores.....	47
Figura 4.10 – <i>Beamforming</i> do diagrama de irradiação em 3D do projeto da rede de antenas operando em 26GHz com acopladores.	48
Figura 4.11 – Resposta em frequência dos parâmetros S da rede de antenas com pinos de curto em 26 GHz.	50
Figura 4.12 – <i>Beamforming</i> do diagrama de irradiação em 3D do projeto da rede de antenas operando em 26GHz com acopladores e pinos de curto.....	51

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Excitação da rede 2×2 de antenas microfita quadradas com acoplador em quadratura para produzir 10 combinações de direção de máxima irradiação.	30
Tabela 4.1 – Resultados do <i>beamforming</i> 3D para a rede de antenas apresentada em (7) com acopladores.....	44
Tabela 4.2 – Resultados do <i>beamforming</i> 3D para a rede de antenas em 26 GHz com acopladores.....	48
Tabela 4.3 – Resultados do <i>beamforming</i> 3D para a rede de antenas em 26 GHz com pinos de curto.	51

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

1D	Uma dimensão
1G	Redes celulares de primeira geração
2D	Duas dimensões
2G	Redes celulares de segunda geração
3G	Redes celulares de terceira geração
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
4G	Redes celulares de quarta geração
5G	Redes celulares de quinta geração
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
dB	Decibéis
dBi	Decibéis isotrópicos
eMBB	<i>Enhanced Mobile Broadband</i>
eRAC	<i>Enhanced Remote Area Communications</i>
FR1	<i>Frequency Range 1</i>
FR2	<i>Frequency Range 2</i>
GHz	Gigahertz
HFSS	<i>High-Frequency Structure Simulator</i>
IMT	<i>International Mobile Telecommunications</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
MHz	Megahertz
mm	Milímetros
mMTC	<i>Massive Machine Type Communications</i>
NR	<i>New Radio</i>
SLL	<i>Sidelobe Level</i>
Unesp	Universidade Estadual Paulista
URLLC	<i>Ultra Reliable Low Latency Communications</i>
W	Watt

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Largura de banda
C	Capacidade do canal
SNR	Relação sinal-ruído
λ_0	Comprimento de onda no vácuo
L	Comprimento do elemento ressonador
W	Largura do elemento ressonador
L_d	Comprimento do dielétrico
W_d	Largura do dielétrico
L_P	Comprimento do corte para casamento de impedância do elemento irradiador
w_p	Largura do corte para casamento de impedância do elemento irradiador
L_ℓ	Comprimento da linha de alimentação
w_ℓ	Largura da linha de alimentação
L_t	Comprimento da linha do trecho casador de impedâncias
w_t	Largura da linha do trecho casador de impedâncias
f_o	Frequência de operação
ϵ_r	Permissividade relativa
h	Altura do laminado dielétrico
ϵ_{ef}	Permissividade efetiva
ΔL	Correção do comprimento do elemento ressonador
Z_{en}	Impedância de entrada do elemento irradiador
TM₀₁₀	Modo transversal magnético fundamental
G₁	Condutância da abertura na entrada do elemento irradiador
G₁₂	Condutância mútua entre as aberturas do elemento irradiador
k_o	Número de onda no vácuo
θ	Ângulo de elevação em coordenada polar
π	Número pi
J_o	Função de Bessel de primeira espécie de ordem zero
Ω	Unidade de medida de resistência elétrica Ohm
Z_o	Impedância característica

d_x	Espaçamento entre antenas em x
d_y	Espaçamento entre antenas em y
β_x	Diferença de fase das portas na direção x
β_y	Diferença de fase das portas na direção y
k	Número de onda no espaço livre
φ	Ângulo em azimute
L_a	Comprimento da parte superior do acoplador
L_b	Comprimento da parte lateral do acoplador
w_a	Largura da parte superior do acoplador
w_b	Largura da parte lateral do acoplador
λ_g	Comprimento de onda guiado
R	Raio dos pinos de curto-circuito
d_p	Espaçamento dos pinos de curto-circuito
L_{pi}	Indutância das fendas de irradiação
A_e	Área efetiva da antena
D	Diretividade da antena
λ_r	Comprimento de onda na frequência de ressonância

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO.....	13
1.1 Introdução	13
1.2 Problematização	15
1.3 Tema do projeto.....	18
1.4 Objetivos	19
1.4.1 Objetivo geral	19
1.4.2 Objetivos específicos	19
1.5 Justificativas	20
1.6 Considerações finais	20
REFERENCIAL TEÓRICO	21
2.1 Considerações iniciais	21
2.2 Antena de microfita quadrada alimentada por linha de microfita	21
2.2.1 Comprimento e largura do elemento irradiador	23
2.2.2 Comprimento e largura do laminado dielétrico	24
2.2.3 Variáveis relacionadas à alimentação da antena	24
2.3 Rede planar 2×2 de antenas de microfita quadradas	27
2.4 Rede planar 2×2 de antenas de microfita com acoplador em quadratura	29
2.5 Rede planar 2×2 de antenas de microfita com acoplador em quadratura e pinos de curto nos elementos ressonadores	30
2.6 Considerações finais	32
MATERIAIS E MÉTODOS	33
3.1 Considerações iniciais	33
3.2 Metodologia de desenvolvimento	33
3.3 Recursos	34
3.4 Considerações finais	34
RESULTADOS E DISCUSSÕES.....	35
4.1 Considerações iniciais	35
4.2 Rede 2×2 de antenas de microfita para 28 GHz.....	35
4.2.1 Rede 2×2 sem acoplador	35
4.2.2 Acoplador	40

4.2.3	Rede 2×2 com acoplador.....	42
4.3	Rede 2×2 de antenas de microfita para 26 GHz.....	44
4.3.1	Acoplador	44
4.3.2	Rede 2×2 com acoplador.....	46
4.4	Rede 2×2 de antenas de microfita com pinos de curto-circuito para 26 GHz	48
4.5	Considerações finais	52
CONCLUSÃO, CONTRIBUIÇÃO E TRABALHOS FUTUROS		53
5.1	Conclusões	53
5.2	Propostas para a continuação do trabalho	54
REFERÊNCIAS.....		56

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentadas as motivações para o desenvolvimento desse trabalho de conclusão de curso, bem como os objetivos a serem alcançados.

1.1 Introdução

As redes celulares passaram por grande evolução desde a sua concepção e implantação. A cada geração novos conceitos foram sendo criados para atenderem demandas específicas. Com isso, novos elementos de infraestrutura e dispositivos, como por exemplo antenas, foram sendo desenvolvidos e otimizados. Isso se deve, principalmente, pela utilização massiva desse sistema (1).

Por conveniência, os órgãos de normalização agrupam os avanços técnicos em gerações, sendo que a cada geração há melhorias em fatores, como por exemplo largura de banda, na variedade de dispositivos e aplicações suportadas, no número de usuários simultâneos em uma determinada área, segurança e confiabilidade (2). Dessa forma, tem-se vários quesitos definidos por organizações como o 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) (3), ITU (*International Telecommunication Union*) (4) e ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações) (5).

Historicamente, as quatro primeiras gerações de telefonia móvel celular apresentaram características específicas que foram evoluindo a partir das demandas da sociedade (6). Então, pode-se sintetizar as principais características dessa gradativa evolução. A primeira geração (1G) utilizou de tecnologia analógica, capaz apenas de executar chamadas de voz. A segunda geração (2G), por sua vez, deu início a utilização de transmissão digital, porém, suportando taxa de dados reduzida. A terceira geração de telefonia móvel celular (3G), diferente do 2G, realmente apresentou o conceito de transmissão digital com consideráveis taxas de dados altas, possibilitando o seu uso para diferentes aplicações de navegação na *Internet*. A quarta geração (4G), se comparada com as gerações anteriores, surgiu como uma quebra de paradigmas, pois houve um avanço significativo em quase todos os aspectos, principalmente velocidade e qualidade de conexão. No 4G os usuários de fato experimentaram conexão banda

larga, que permite atualmente estar conectado em quase todos os lugares, sendo possível usar dispositivos móveis para trabalho, estudo e lazer (2).

Atualmente, os órgãos de normalização e as agências governamentais de diversos países estão trabalhando para a criação, implementação e expansão da quinta geração de telefonia móvel celular (5G) (1). Acredita-se que o 5G será um avanço revolucionário da capacidade das redes celulares, além de outras coisas, poderá fornecer em certos cenários taxas de dados muito altas, maior densidade de conexão e uma gama muito ampla de aplicações (2).

Em 2012 a ITU deu início a criação de critérios para a o 5G, sendo que após diversos relatórios elaborados pelo 3GPP, em 2020 foi apresentado o relatório final, denominado Telecomunicações Móveis Internacionais - 2020 (IMT-2020), que estabeleceu regras para a implementação dessas redes. No IMT-2020 foram apresentados, entre outras coisas, os cenários de uso para o 5G, sendo divididos em Banda Larga Móvel Aprimorada (eMBB – *Enhanced Mobile Broadband*), Comunicações Ultraconfiáveis e de Baixa Latência (URLLC – *Ultra Reliable Low Latency*) e Comunicações Massivas do Tipo Máquina (mMTC – *Massive Machine Type Communication*) (6).

O eMBB é o cenário ligado ao uso de banda larga móvel, ou seja, serviços de altas taxas de dados. Esse cenário refere-se à evolução das conexões com a *Internet* já experimentadas pelo 3G e 4G. Basicamente, a parte do 5G visa atender a demanda por conexões de um mundo amplamente conectado, com trocas constantes de informações por meio das redes móveis. Esse cenário subdivide-se em três partes, sendo cada uma com características específicas, denominadas eMBB-interno (redes que cobrem ambientes fechados com alta concentração de usuários), eMBB-externa (redes que cobrem ambientes abertos com alta concentração de usuários, como cidades metropolitanas) e eMBB-rural (redes que cobrem ambientes com baixa concentração de usuários, como cidades de interior e regiões rurais) (6).

O URLLC é o cenário ligado às aplicações que requerem comunicações ultra confiáveis e de baixa latência. Basicamente, refere-se à comunicação homem-máquina, frequentemente chamada de comunicação crítica do tipo de máquina. Alguns exemplos são a comunicação de veículo para veículo envolvendo segurança, controle sem fio de equipamentos industriais, cirurgia médica remota e automação de distribuição em uma rede inteligente (6).

O mMTC é o cenário ligado às comunicações puramente centradas em máquina. Nesse caso, tem-se como principal característica o número muito grande de dispositivos conectados à rede, normalmente executando transmissões com pequenos volumes de dados que não são sensíveis a atrasos. O mMTC é o cenário que mais se aproxima do contexto de *Internet* das

Coisas, em que devido à possibilidade de implantação remota dos dispositivos, enfatiza-se a necessidade de área ampla de baixa potência, baixo custo e vida útil muito longa das baterias de alimentação (6).

Os três cenários descritos não pretendem cobrir todos os casos de uso possíveis, todavia, fornecem um agrupamento relevante da maioria dos casos de uso atualmente previstos. Certamente, haverá novos casos de uso surgindo, ligados a evolução da própria sociedade. Por isso, é possível que os cenários possam ser modificados, por exemplo, com a proposta do cenário para acesso de longo alcance em áreas remotas. Este cenário apresenta as características ligadas aos serviços em que forneçam qualidade de conexão em áreas remotas e rurais com baixa densidade de usuários (*eRAC – Enhanced Remote Area Communications*) (8).

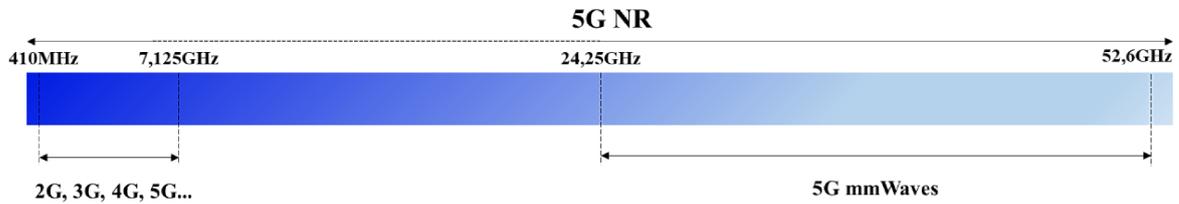
Por fim, uma discussão importante definida pela ITU, a partir de estudos apresentados pelo 3GPP, deu-se em relação a padronização das frequências de operação para as redes 5G. Basicamente, definiu-se duas bandas que são subdivididas em faixas menores (6): primeira faixa (FR1 – *Frequency Range 1*) de 410 MHz a 7125 MHz e a segunda (FR2 – *Frequency Range 2*) de 24,25 GHz a 52,60 GHz. É importante destacar que não necessariamente toda a banda será utilizada por uma operadora, mas porções que estão ligadas a regras estabelecidas por cada país. Por exemplo, no Brasil a ANATEL já definiu as faixas que serão alocadas, dentre as quais destacam-se as bandas de 3,5 GHz e 26 GHz (9).

1.2 Problematização

O 5G, devido as características que deve atender, necessita de grande evolução na infraestrutura da rede. Isso tem despertado pesquisa e desenvolvimento de diversos pesquisadores e empresas ao redor do mundo. Dentre esses desafios destaca-se a necessidade de aprimoramento ou novos projetos de dispositivos, como por exemplo antenas.

Sabe-se que algumas das propostas do 5G *New Radio* (NR) é fornecer alta velocidade de dados, latência ultrabaixa, maior confiabilidade e capacidade de rede massiva, e, conseqüentemente, obter maior desempenho e eficiência na experiência dos usuários e promover a conexão de diversos setores. Além disso, uma inovação nessa geração é a faixa de frequências com a implementação em ondas milimétricas, como representado na Figura 1.1, ou seja, há possibilidade de implementação em uma ampla gama de frequências, incluindo baixa, média e alta frequência (2).

Figura 1.1 – Representação das faixas de frequência de operação disponíveis para o 5G NR.



Fonte: a autora.

Analisa-se, a partir da possibilidade de atuação em bandas de frequências maiores, alguns benefícios como obter uma maior taxa de transmissão, como mostra a expressão de Shannon, dada por (10):

$$C = B \log_2(1 + SNR), \quad (1.1)$$

sendo que C representa a capacidade do canal em bits por segundo, B a largura de banda em Hertz e SNR a relação sinal-ruído.

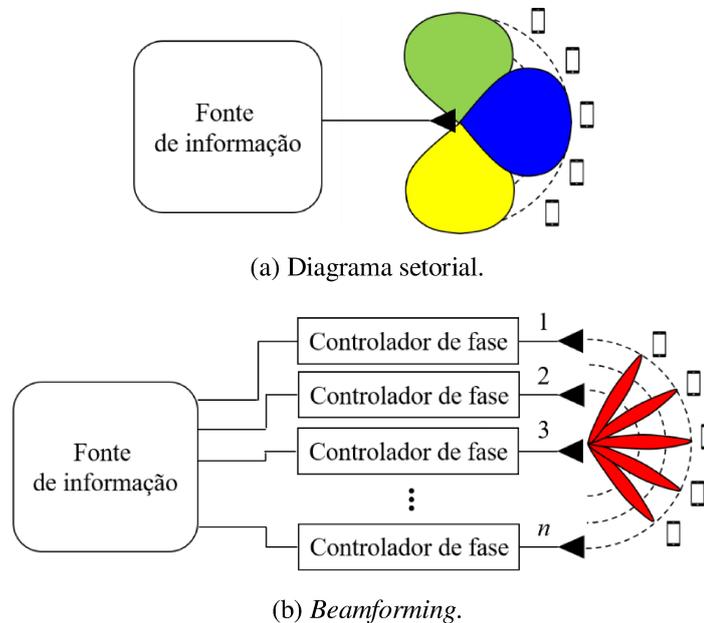
Considerando altas frequências e analisando a expressão de Shannon, percebe-se que a partir da possibilidade de utilizar bandas maiores (B), conseqüentemente obtém-se um aumento da capacidade do canal (C), o que significa garantir uma taxa de transmissão maior. Contudo, é necessário considerar um valor maior de atenuação para estes casos devido a alta frequência, sendo uma possível solução para tal problema utilizar antenas mais diretivas, ou seja, mesmo com uma relação sinal-ruído (SNR) não tão boa em comparação com baixas frequências, pode-se considerar que a contribuição de outros fatores como o aumento da largura de banda juntamente com a utilização de técnicas e antenas mais diretivas, há vantagens na utilização de altas frequências (10).

Sabe-se que nas quatro primeiras gerações de telefonia móvel celular têm-se o conceito de antenas ou redes de antenas capazes de prover cobertura setorial, conforme ilustrado na Figura 1.2 (a). Nessa situação, tem-se diagramas de irradiação que cobrem setores com áreas geográficas fixas. Assim, a densidade de potência (potência dividida por unidade de área) que chega aos usuários é baixa, visto que o sinal é distribuído por uma área relativamente grande (10).

Conforme o cenário, o 5G requer altas taxas de dados, por esse motivo, aumenta-se a relação sinal-ruído a partir do aumento da intensidade do sinal que chega ao usuário (10). Para tal, deve-se trabalhar com antenas mais diretivas, em que se concentra a energia em menores áreas de irradiação. Para que isso seja aplicável para transmitir sinal a um usuário móvel, é

necessário que a antena seja capaz de prover o guiamento do feixe irradiado (*beamforming*), conforme a Figura 1.2 (b) (2).

Figura 1.2 – Ilustração da irradiação de antenas aplicadas a comunicações móveis.



Fonte: a autora.

Existem algumas formas de projetar um sistema de antenas para prover *beamforming*. Uma forma simples e muito eficiente é a partir de uma rede de antenas, com excitação de cada antena de modo independente, como ilustra a Figura 1.2 (b), no qual a direção da irradiação é controlada a partir da diferença das correntes de excitação (2).

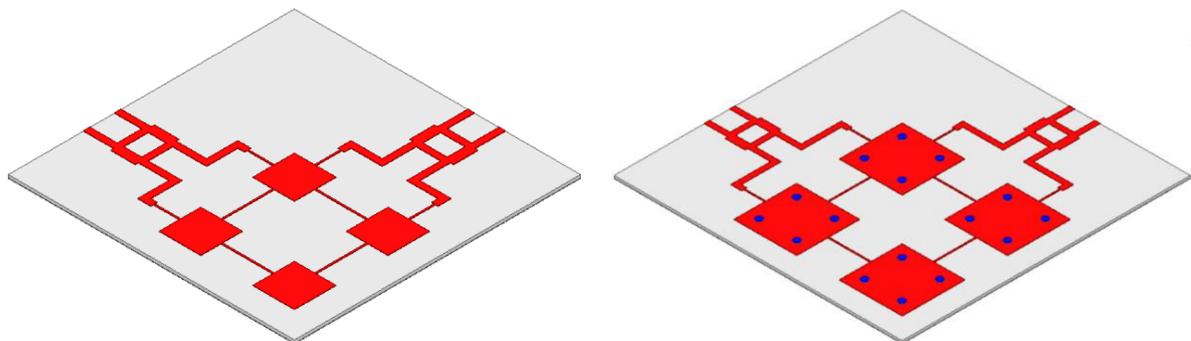
A maioria dos projetos encontrados na literatura sobre antenas com capacidade de prover *beamforming* tratam-se de dispositivos capazes de apresentar a variação do feixe irradiado em apenas uma direção (1D). Um exemplo disso é o trabalho apresentado em (11), em que se tem uma rede de antenas de microfita com polarização circular operando na faixa de 2,2 GHz. Este conceito é interessante, porém tratando-se de aplicações em que usuários possam se deslocar em duas dimensões, no plano horizontal, tem-se certa limitação. Por isso, importantes projetos, como o apresentado em (12), mostram dispositivos, geralmente uma rede planar de antenas, capazes de apresentar a variação do feixe irradiado em duas direções (2D). O trabalho descrito em (12) apresenta capacidade de *beamforming* 2D com variação da direção de irradiação chegando a 150° (em dois planos) e ganho na direção de máxima irradiação de até 21 dBi, para operação em faixa de 5,8 GHz. Entretanto, assim como a maioria dos projetos de antenas com capacidade de *beamforming* 2D, tem-se um sistema complexo de alimentação, baseado em circuitos defasadores, para prover a mudança da direção de irradiação.

Em (7) tem-se um projeto em que é apresentada uma técnica relativamente simples para obter capacidade de *beamforming* 2D, operando na faixa de frequências de 28 GHz. O modelo é composto por uma rede planar 2×2 de antenas de microfita quadradas, que a partir de uma alimentação via acoplador em quadratura, apresenta a possibilidade de direcionar o feixe irradiado em dez diferentes configurações a partir da escolha de uma combinação de portas em que são inseridos os sinais a serem irradiados, como ilustra a Figura 1.3 (a). Dessa forma, a estrutura não demanda a complexidade de circuitos defasadores para gerar a variação do feixe irradiado, os quais na frequência de 26 GHz seria um grande desafio realizar. Por esse motivo, esse artigo (7) é a referência principal para o desenvolvimento desse trabalho de conclusão de curso.

1.3 Tema do projeto

Tendo em vista a importância de antenas com capacidade de prover *beamforming* 2D, o tema desse trabalho refere-se a uma rede de antenas com essa característica para operar na banda centrada em 26 GHz, que é uma faixa padronizada para o 5G no Brasil. Para tal, tem-se como referência principal o trabalho apresentado em (7). Além do reprojeto da estrutura para uma nova banda de operação (da faixa de 28 GHz, apresentada no artigo de referência, para 26 GHz), foi proposto a adição de uma técnica baseada na inserção de 4 pinos metálicos, posicionados simetricamente em cada um dos elementos ressonadores da rede (19), como representado na Figura 1.3 (b). Esses pinos atuam como um curto-circuito entre o ressonador e o plano terra da antena, causando uma perturbação na distribuição de campo e deslocando a frequência de ressonância da antena para frequências mais altas. Assim, a área efetiva da antena torna-se maior, de modo que se tem um aumento do ganho antena.

Figura 1.3 – Modelos de rede planar 2×2 de antenas de microfita para prover *beamforming* 2D.



(a) Geometria proposta em (7).

(b) Geometria proposta nesse trabalho.

Fonte: a autora.

1.4 Objetivos

Os objetivos desse trabalho são divididos em gerais e específicos. O objetivo geral relaciona o reprojeto da rede de antenas de microfita e a implementação de modificações no artigo de referência (7). Os objetivos específicos descrevem os processos envolvidos para realizar e analisar o projeto numérico da estrutura proposta na Figura 1.3 (b).

1.4.1 Objetivo geral

O objetivo geral desse trabalho é implementar em simulação o projeto da rede planar 2×2 de antenas de microfita alimentada via acoplador em quadratura e com pinos de curto no elemento ressonador.

1.4.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos desse trabalho são relacionados aos conceitos necessários para obter o objetivo geral e podem ser divididos em:

- (a) Estudar as características do 5G *New Radio* (5G NR);
- (b) Estudar as antenas de microfita e as técnicas de projeto que possibilite o dimensionamento geométrico para a faixa de frequência de 26 GHz;
- (c) Estudar as técnicas de projeto de rede planar de antenas de microfita com alimentação via acoplador em quadratura para prover *beamforming* 2D;
- (d) Estudar a técnica para aumento de ganho em antena de microfita a partir da inserção de quatro pinos de curto dispostos simetricamente no elemento ressonador;
- (e) Aprender a manusear o programa *Ansys Electronics Desktop* para executar o projeto numérico;
- (f) Projetar a geometria proposta na Figura 1.3 (b) na faixa de frequência de 26 GHz no simulador *Ansys Electronics Desktop*;
- (g) Analisar parâmetros que atestem a eficácia do projeto, tendo como base:
 - i. Resposta em frequência do coeficiente de reflexão: tendo em vista o artigo de referência (7), espera-se obter banda (definida para o coeficiente de reflexão menor ou igual a -10 dB) de no mínimo 14% da frequência central de operação (26 GHz);
 - ii. Ganho na direção de máxima irradiação: tendo em vista o artigo de referência (7) e a técnica de aumento de ganho (19), espera-se obter

nesse projeto o ganho na direção de máxima irradiação de aproximadamente 11 dBi;

iii. Ângulo de variação na direção de máxima irradiação no *beamforming*: tendo em vista o artigo de referência (7), espera-se obter nesse projeto uma variação de até 32° em um plano de análise.

1.5 Justificativas

O 5G, ainda está em fase de desenvolvimento e implementação no Brasil, assim como em diversas partes do mundo, apresenta diversos campos de pesquisa. Um campo que desperta importante atenção é o projeto de dispositivos como antenas, principalmente para as faixas de frequência mais elevadas, como é o caso de 26 GHz. Assim, esse trabalho contribui com os projetos de antenas aplicadas ao 5G no Brasil, principalmente com os conceitos de *beamforming* 2D. Por isso, além de um projeto, há a contribuição com uma metodologia que permite o reprojeto desta antena sob outras condições, como faixas de frequência e/ou materiais.

1.6 Considerações finais

Nesse capítulo apresentou-se conceitos introdutórios que motivam a estudar e projetar antenas com características aplicáveis às redes celulares 5G. Esse capítulo serve como base para o capítulo 2, onde é apresentado o referencial teórico do tema proposto.

Capítulo 2

REFERENCIAL TEÓRICO

Neste capítulo são apresentados os principais conceitos teóricos para o desenvolvimento da rede de antenas proposto nesse trabalho.

2.1 Considerações iniciais

Esse trabalho de conclusão de curso trata-se do projeto de um arranjo de antenas para prover *beamforming* 2D para redes celulares 5G operando na frequência de 26 GHz. Para tal, pode-se dividir o projeto em três partes:

- (a) Análise numérica da rede planar 2×2 de antenas de microfita apresentada (7);
- (b) Reprojetado da rede planar 2×2 de antenas de microfita apresentada (7) para operar com banda centrada em 26 GHz;
- (c) Aplicação da técnica para aumento de ganho apresentada em (19) da rede planar 2×2 de antenas de microfita reprojeta para 26 GHz.

Para que os projetos propostos nesse trabalho sejam desenvolvidos é necessário partir de uma fundamentação teórica sobre antenas de microfita, redes planares de antenas de microfita, acopladores em quadratura e aumento de ganho em antenas de microfita a partir da inserção de quatro pinos de curto simétricos. Por isso, neste capítulo são apresentados os conceitos teóricos necessários para cada etapa do desenvolvimento.

2.2 Antena de microfita quadrada alimentada por linha de microfita

As antenas de microfita consistem em estruturas planares que podem assumir diversas configurações. A mais simples e mais usada é denominada antena de microfita retangular, que basicamente é composta por três partes (como ilustrado na Figura 2.1): uma fita condutora fina retangular (com espessura muito inferior ao comprimento de onda no vácuo (λ_0)) que atua como elemento irradiador (em vermelho), um substrato ou laminado dielétrico (em cinza) e um plano de terra geralmente de mesma espessura do elemento irradiador (em preto). Essa antena pode ser alimentada de diversas formas, destacando a linha de transmissão impressa (ou linha de microfita), também por sonda coaxial, acoplamento por abertura e acoplamento por proximidade (14). A linha de microfita é uma das mais simples formas de alimentação e por ser

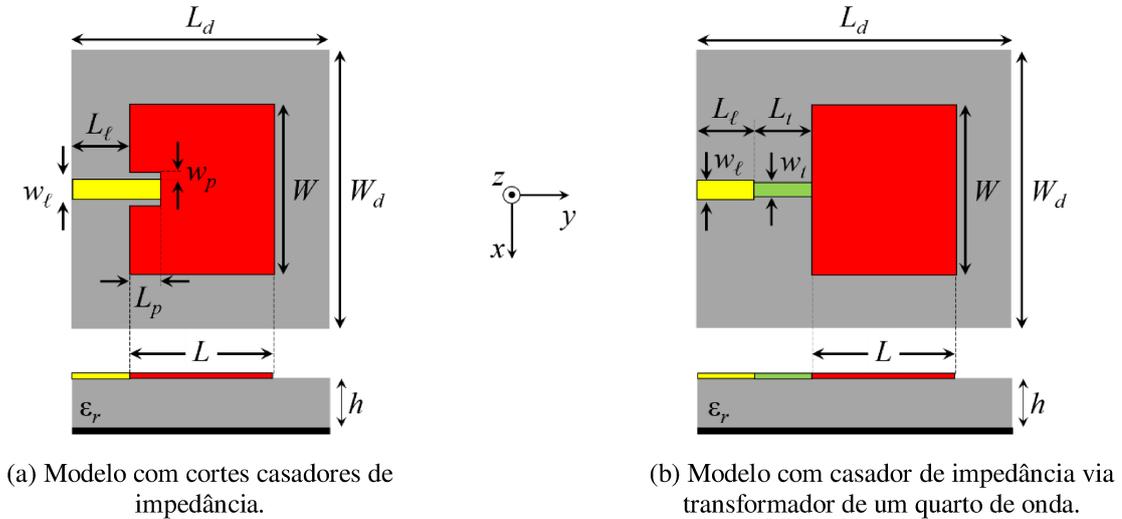
a estrutura usada no artigo de referência principal (7) será aplicada nesse trabalho. Assim, tem-se a sua estrutura ligada a antena conforme a ilustração em amarelo da Figura 2.1.

O dimensionamento da antena de microfita retangular é feito a partir de oito variáveis, entretanto, essas variáveis podem se diferir dependendo da forma em que se provê estruturas para casamento de impedâncias (cuja finalidade será melhor explicada posteriormente). Para a estrutura com casamento de impedâncias via cortes do elemento irradiador (ver na Figura 2.1 (a)) tem-se: comprimento e largura do elemento ressonador (L e W), comprimento e largura do dielétrico (L_d e W_d), comprimento e largura dos cortes casadores de impedância no elemento irradiador (L_p e w_p) e comprimento e largura da linha de alimentação (L_ℓ e w_ℓ). Para a estrutura com casamento de impedâncias via transformador de um quarto de comprimento de onda na linha de alimentação (ver na Figura 2.1 (b)) tem-se: comprimento e largura do elemento ressonador (L e W), comprimento e largura do dielétrico (L_d e W_d), comprimento e largura do trecho de linha casador de impedâncias (L_t e w_t) e comprimento e largura da linha de alimentação (L_ℓ e w_ℓ). Para esse dimensionamento, independente da estrutura de casamento de impedâncias, têm-se como parâmetros de entrada: a frequência em que se deseja projetar a antena para operar (f_0), a permissividade relativa (ϵ_r) e a altura (h) do laminado dielétrico.

A antena de microfita quadrada, que será desenvolvida como elemento base da rede de antenas proposta nesse trabalho, é um caso particular do modelo retangular. Nesse caso, tem-se a modificação da geometria do ressonador para $W = L$. Entretanto, para tal, geralmente dimensiona-se a estrutura retangular para as condições de projeto específicas e, posteriormente, faz-se a alteração para $W = L$. É importante destacar que ao fazer tal modificação, altera-se levemente a frequência de operação da antena, fato que, normalmente, é corrigido com simulações numéricas.

A formulação para cada uma das variáveis apresentadas na Figura 2.1 será apresentada nas subseções a seguir. Para tal, parte-se da modelagem aproximada proveniente dos métodos da linha de transmissão e da cavidade ressonante (14), entretanto, sempre buscando particularizar para as características do projeto apresentado em (7).

Figura 2.21 – Antena de microfita retangular alimentada por linha de microfita.



Fonte: a autora.

2.2.1 Comprimento e largura do elemento irradiador

Para a formulação matemática da largura e do comprimento do elemento irradiador das antenas de microfita retangulares pode-se aplicar dois métodos de aproximação, o da linha de transmissão impressa, que modela a antena como uma linha de microfita que irradia nas extremidades, e o da cavidade ressonante, que modela a antena como uma cavidade ressonante retangular delimitada pelas dimensões do ressonador (14). A partir das formulações abaixo chega-se à largura W e ao comprimento L :

$$W = \frac{3 \times 10^8}{2f_0 \sqrt{\left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)}} \quad (2.1)$$

$$L = \frac{3 \times 10^8}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{ef}}} - 2\Delta L, \quad (2.2)$$

sendo que ϵ_{ef} é a permissividade dielétrica relativa efetiva, que modela o laminado dielétrico e o ar no entorno da antena como um único material homogêneo, ΔL é um fator de correção do comprimento do elemento ressonador, proveniente de um efeito indesejado, denominado franjeamento, que leva o comprimento efetivo do ressonador ser maior que o geométrico, deslocando, portanto, a frequência de ressonância para valores menores que o esperado na frequência de operação (f_0), dados por:

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h}{W}}} \quad (a)$$

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

No artigo de referência (7) usou-se o laminado dielétrico Rogers 4003C ($\varepsilon_r = 3,55$ e $h = 0,203$ mm). Então, aplicando as equações (2.1) e (2.2), considerando a frequência de operação de 28 GHz, usada no artigo (7), chega-se a $L \cong 2,78$ mm e $W \cong 3,55$ mm. Apenas fazendo $W = L \cong 2,78$ mm, aplicando a formulação baseada no método da cavidade ressonante (14), nota-se que a frequência de operação é alterada para $f_o \cong 28,2$ GHz. Então, analisando detalhadamente a partir da formulação do comprimento (considerando $W = L$), chega-se que para manter a frequência de $f_o = 28$ GHz é necessário $W = L \cong 2,8$ mm. Isso remete a um valor de L calculado para uma antena de microfita retangular com $f_o \cong 27,8$ GHz (tal valor indica que a frequência real de projeto deve ser cerca de 99,28% da frequência desejada). Visto isso, é demonstrada a pequena alteração para modificar o modelo retangular para quadrado.

2.2.2 Comprimento e largura do laminado dielétrico

Para o comprimento (L_d) e a largura (W_d) do laminado dielétrico não há uma formulação específica na literatura. Essas dimensões podem ser maiores ou menores, principalmente em relação as limitações de dimensões que o projeto requer. Por esse motivo, para uma antena de microfita quadrada individual, definiu-se para esse trabalho, com base no artigo de referência (7), a formulação $L_d = W_d \cong 2,214L$.

2.2.3 Variáveis relacionadas à alimentação da antena

Nota-se a partir da análise pelo método da linha de transmissão que antena de microfita retangular apresenta duas regiões de irradiação, uma na entrada, onde é ligada a linha de alimentação, e outra na saída do ressonador (14). Essas regiões podem ser estudadas como fendas retangulares irradiantes. Assim, é possível modelar a antena como uma rede de duas aberturas retangulares irradiantes (com largura W e altura h). Desse modo, pode-se determinar a impedância de entrada da antena com uma analogia à associação dessas aberturas, chegando à impedância de entrada dessas antenas (Z_{en}) descrita como:

$$Z_{en} = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})}, \quad (2.4)$$

sendo que G_1 é a condutância apresentada pela abertura na entrada da antena e G_{12} é a condutância mútua entre as duas aberturas, podendo ser calculados como:

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left(1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right) \quad (a)$$

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\sin^2 \left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta) \right)}{\cos(\theta)} \right) J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin^3(\theta) d\theta, \quad (2.5) \quad (b)$$

visto que λ_0 e k_0 são, respectivamente, o comprimento de onda em metros e número de onda no vácuo em rad/m (nesse caso, também conhecido como fator de fase). Além disso, θ é o ângulo de elevação em coordenadas polares (medido de z para y conforme o sistema de coordenadas da Figura 2.1) e J_0 é a função de Bessel de primeira espécie de ordem zero.

Aplicando as formulações de (2.4) e (2.5) para os dados usados no artigo de referência (7) (com $\epsilon_r = 3,55$, $h = 0,203$ mm e $f_0 = 28$ GHz) chega-se a $Z_{en} \cong 204,75 \Omega$. Observa-se que para a frequência de ressonância f_0 tem-se o valor da impedância de entrada puramente real, com valores superiores a uma centena de Ohms. Isso é visto como um problema uma vez que a impedância característica dos equipamentos de telecomunicações, operando na faixa de radiofrequência e micro-ondas, geralmente é 50Ω . Assim, torna-se necessário aplicar uma técnica para realizar o casamento de impedância para evitar reflexões do sinal no terminal de entrada da antena. Para tal, conforme apresentado na Figura 2.1, existem duas técnicas muito simples e eficientes, uma é a inserção de cortes no elemento ressonador e a outra é a adição de um transformador de um quarto de comprimento de onda na linha de alimentação.

Para o método da inserção de cortes no elemento ressonador parte-se do conceito de que nas antenas de microfita retangulares ou quadradas operando no modo fundamental (TM_{010}), pode-se escrever a expressão da impedância de entrada conforme (14):

$$Z_{en}(L_p) \cong Z_{en} \cos^2 \left(\frac{\pi L_p}{L} \right) = \frac{1}{2(G_1 + G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi L_p}{L} \right), \quad (2.6)$$

sendo que L_p representa um deslocamento ao longo de L (partindo da borda de entrada do elemento ressonador) em que se prolonga a linha de alimentação por meio de dois cortes laterais que permite a impedância ser modificada para um valor desejado, por exemplo 50Ω . É importante destacar que para a largura desses cortes no elemento (w_p) ressonador também não

há uma formulação específica na literatura. Todavia, é possível concluir que ao inserir cortes tem-se o surgimento de um efeito capacitivo que influencia no valor da impedância de entrada da antena. Entretanto, um estudo sobre o tema demonstra que o efeito capacitivo pode ser minimizado quando $w_p \cong w_\ell/5$ (18).

Já para o método da adição de um transformador de um quarto de comprimento de onda na linha de alimentação tem-se o conceito da transformação de impedâncias a partir de uma linha de microfita com impedância característica Z_t , calculada como (14):

$$Z_t = \sqrt{Z_o Z_{en}}, \quad (2.7)$$

em que Z_o desejada na entrada da antena é geralmente 50Ω . Para que esse trecho de linha atue como transformador de impedâncias deve-se ter o comprimento $L_t = \lambda_g/4$, onde λ_g é o comprimento de onda guiado, dado por:

$$\lambda_g = \frac{3 \times 10^8}{f_o \sqrt{\epsilon_{ef}}}. \quad (2.8)$$

É importante destacar que para o cálculo de L_t a permissividade dielétrica relativa ϵ_{ef} é calculada a partir da equação 2.3 (a), alterando W por w_t .

As larguras das linhas (w_ℓ e w_t) apresentadas na Figura 2.1 podem ser calculadas a partir dos conceitos de linhas de microfita, em que (17):

$$w \cong \left(\frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \right) h \quad \text{(a) Para } Z_o \geq 40\Omega$$

$$w \cong \left(\frac{2}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \right) \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right) \right) h \quad \text{(b) Para } Z_o < 40\Omega$$
(2.9)

em que:

$$A = \frac{Z}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad \text{(a)}$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z\sqrt{\epsilon_r}}, \quad \text{(b)}$$
(2.10)

sendo que Z é a impedância característica desejada para o trecho da linha (Z_o para w_ℓ e Z_t para w_t). Além disso, para o comprimento da linha de alimentação (L_t) também não há uma formulação específica. Geralmente o valor está ligado às dimensões desejadas para o projeto, além da distância necessária para interligar outros dispositivos existentes no sistema. Isso pode ser visualizado na geometria da antena proposta nesse trabalho, conforme a Figura 1.3.

No artigo de referência (7), conforme apresentado na Figura 2.1 (b), é utilizando o método da adição de um transformador de um quarto de comprimento de onda na linha de alimentação para prover casamento de impedâncias. Dessa forma, transforma-se $Z_o = 50 \Omega$ em $Z_{en} \cong 204,75 \Omega$ com um trecho de linha de comprimento 1,7 mm (aproximadamente $\lambda_g/4$ no laminado dielétrico Rogers 4003C em 28 GHz) e largura 0,1 mm (largura aproximada para ter uma impedância característica de 100Ω para o laminado dielétrico Rogers 4003C).

2.3 Rede planar 2×2 de antenas de microfita quadradas

Uma rede de antenas é definida como a associação de vários elementos, antenas individuais, com objetivo de modificar as características como irradiação e/ou impedância, se comparado a uma única antena trabalhando de modo independente (14). As redes de antenas podem ser classificadas como linear, quando os elementos são dispostos sobre uma linha que representa o eixo da rede, planar, quando os elementos são dispostos em dois eixos que caracterizam um plano, ou mesmo tridimensional, quando os elementos são dispostos nas três dimensões do eixo de coordenadas.

Uma das grandes finalidades de se trabalhar com uma rede de antenas é obter maior diretividade (consequentemente maior ganho) se comparado com uma antena individual. Vale destacar que quanto maior o número de elementos da rede maior será o ganho. Além disso, controlando a diferença de fase das correntes de excitação de cada um dos elementos da rede é possível obter o *beamforming* no diagrama de irradiação. Se a rede for linear tem-se o *beamforming* em apenas uma dimensão (1D), já com a rede planar é possível obter o *beamforming* em duas dimensões (2D).

No artigo de referência principal (7) é apresentado o conceito de uma rede planar de antenas de microfita quadradas, criando uma matriz 2×2, como ilustra a Figura 2.2 (a). Nesse caso, tem-se uma geometria com dimensões simétricas, caracterizada pelas variáveis L , W , L_t , w_t , d_x e d_y . É importante destacar que d_x e d_y são distâncias de centro a centro dos elementos para, respectivamente, os eixos x e y .

Para o modelo da Figura 2.2 (a) tem-se quatro portas de excitação e define-se β_x e β_y como, respectivamente, a diferença de fase das correntes de excitação entre as portas 1 e 2 (na direção x) e entre as portas 3 e 4 (na direção y). Os ângulos teóricos para a direção de máxima irradiação no *beamforming* 2D são expressos em relação aos ângulos θ e φ do sistema de coordenadas esféricas, como ilustra a Figura 2.2 (b), e são equacionados da seguinte forma (14):

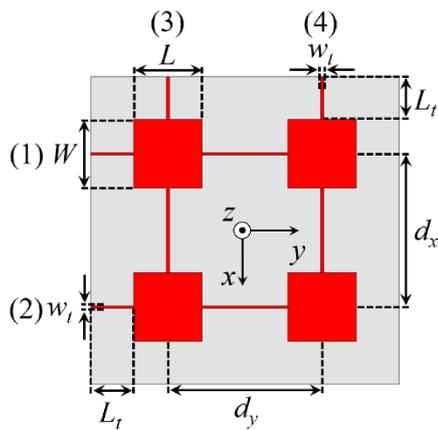
$$\theta = \arcsen \left(\sqrt{\left(\frac{\beta_x}{kd_x} \right)^2 + \left(\frac{\beta_y}{kd_y} \right)^2} \right) \quad (a)$$

(2.11)

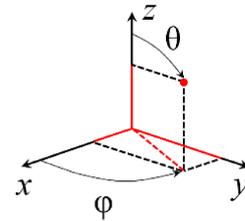
$$\varphi = \arctan \left(\frac{\beta_y d_x}{\beta_x d_y} \right), \quad (b)$$

sendo k o número de onda no espaço livre, descrito por $2\pi/\lambda_0$, em que λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre, que pode ser considerado igual ao vácuo.

Figura 2.2 – Rede 2×2 de antenas de microfita quadradas.



(a) Geometria.



(b) Sistema de coordenadas.

Fonte: a autora.

Para o artigo de referência (onde os autores consideram $\epsilon_r = 3,55$, $h = 0,203$ mm e $f_0 = 28$ GHz) observa-se que as variáveis assumem os valores $L \cong 2,71$ mm, $W \cong 2,71$ mm, $L_t \cong 1,7$ mm, $w_t \cong 0,1$ mm, $d_x \cong 6,11$ mm e $d_y \cong 6,11$ mm. Nota-se que os valores L e W são diferentes dos calculados na seção 2.2.1 ($W = L \cong 2,8$ mm). Isso se justifica devido ao acoplamento mútuo entre as antenas em uma rede que modifica, entre outros fatores, a frequência de ressonância. Assim, para a antena operar em 28 GHz na rede, deve-se projetar para 28,9 GHz, o que remete a uma frequência 1,032 vezes maior.

Da análise do artigo de referência (7), quando apenas as portas 1 e 2 são excitadas, com as portas 3 e 4 casadas com uma impedância de 50Ω , para 28 GHz:

- (a) Quando $\beta_x = 0^\circ$: Tem-se a direção de máxima irradiação em $\theta = 0^\circ$ e $\varphi = 0^\circ$;
- (b) Quando $\beta_x = +90^\circ$: Tem-se a direção de máxima irradiação em $\theta = +26^\circ$ e $\varphi = 0^\circ$;
- (c) Quando $\beta_x = -90^\circ$: Tem-se a direção de máxima irradiação em $\theta = -26^\circ$ e $\varphi = 0^\circ$.

De modo análogo, quando apenas as portas 3 e 4 são excitadas, com as portas 1 e 2 apenas casadas com uma impedância de 50Ω , para 28 GHz:

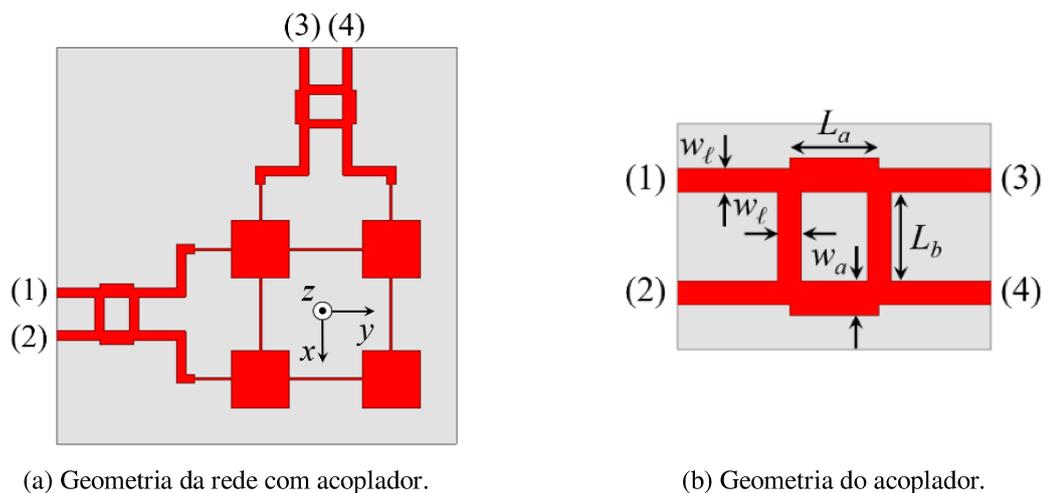
- (a) Quando $\beta_y = 0^\circ$: Tem-se a direção de máxima irradiação em $\theta = 0^\circ$ e $\varphi = 90^\circ$;
- (b) Quando $\beta_y = +90^\circ$: Tem-se a direção de máxima irradiação em $\theta = +26^\circ$ e $\varphi = 90^\circ$;
- (c) Quando $\beta_y = -90^\circ$: Tem-se a direção de máxima irradiação em $\theta = -26^\circ$ e $\varphi = 90^\circ$.

Assim, observa-se *beamforming* 2D nas direções x e y dependendo das portas excitadas, bem como a diferença de fase em cada direção, onde será melhor ilustrado no capítulo 4.

2.4 Rede planar 2×2 de antenas de microfita com acoplador em quadratura

O conceito do *beamforming* 2D, como mencionado na seção anterior, é interessante, porém, de difícil implementação, principalmente em frequências elevadas para o caso de produzir as diferenças de fase. Isso se dá, pois, construir um circuito defasador, por exemplo em 28 GHz, é algo muito complexo devido as características de componentes discretos. Por esse motivo, como proposto no artigo de referência (7), uma solução muito eficiente dá-se pela alimentação da rede a partir de dois acopladores em quadratura, como ilustra a Figura 2.3.

Figura 2.3 – Rede 2×2 de antenas de microfita quadradas com acoplador em quadratura.



Fonte: a autora.

O acoplador em quadratura é uma junção recíproca de micro-ondas com quatro portas, como ilustra a Figura 2.3 (b). Basicamente, para o modelo construído na topologia de microfita, como empregada no artigo de referência, a geometria é definida por quatro variáveis (17): os comprimentos (L_a) e (L_b) e as larguras (w_a) e (w_l). A largura w_a pode ser calculada de acordo

com as equações (2.9) e (2.10), tendo como impedância característica $Z_0/\sqrt{2}$, sendo geralmente $Z_0 = 50 \Omega$. A largura w_ℓ também pode ser calculada de acordo com as equações (2.9) e (2.10), entretanto, tendo como impedância característica Z_0 . Os comprimentos L_a e L_b são definidos como um quarto de comprimento de onda guiado, ou seja, $L_a = \lambda_g/4$ e $L_b = \lambda_g/4$ (conforme a equação 2.8), onde a permissividade dielétrica efetiva (ϵ_{ef}) pode ser calculada conforme a equação 2.3 (a), apenas substituindo W por w_a para L_a e W por w_ℓ para L_b . Devido ao comprimento $\lambda_g/4$ das linhas, na frequência de projeto, o acoplador apresenta uma matriz de parâmetros S onde há isolação entre as portas de mesmo lado (1 e 4; 2 e 3, conforme a Figura 2.3 (b)) e, além disso, para o comprimento $\lambda_g/4$, a fase do sinal é de -90° em um mesmo guia (por exemplo de 1 para 2) e de -180° para guias opostos (por exemplo de 1 para 3), ou seja, garante-se uma diferença de fase de $|90^\circ|$.

Com as características do acoplador, ao adicioná-lo na alimentação da rede planar 2×2 , obtém-se uma combinação de excitação com mesma amplitude e fase de $\pm 90^\circ$ em um mesmo eixo. Dessa forma, chega-se ao conceito desejado da seção 2.3. Ao combinar as quatro portas ligadas (com excitação de 1 W de potência) e desligadas (com excitação de 0 W de potência) o artigo de referência (7) chegou em dez possibilidades de direção do feixe irradiado, indicados pelos ângulos θ e ϕ de acordo com a Figura 2.3, conforme a Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Excitação da rede 2×2 de antenas microfita quadradas com acoplador em quadratura para produzir 10 combinações de direção de máxima irradiação.

Configuração	Acoplador 1		Acoplador 2		Direção	
	Porta 1	Porta 2	Porta 3	Porta 4	θ	ϕ
1	0W	1W	0W	0W	-18°	0°
2	1W	1W	0W	0W	0°	0°
3	1W	0W	0W	0W	18°	0°
4	0W	0W	1W	0W	18°	90°
5	0W	0W	1W	1W	0°	90°
6	0W	0W	0W	1W	-18°	90°
7	1W	0W	1W	0W	18°	45°
8	0W	1W	0W	1W	-18°	45°
9	1W	0W	0W	1W	-10°	135°
10	0W	1W	1W	0W	10°	135°

Fonte: Modificado de (7).

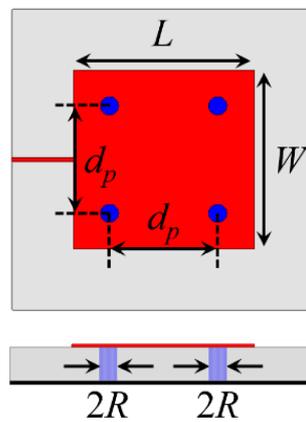
2.5 Rede planar 2×2 de antenas de microfita com acoplador em quadratura e pinos de curto nos elementos ressonadores

Conforme apresentado na Figura 1.2 (b), a antena base para o projeto da rede planar 2×2 é uma antena de microfita quadrada modificada pela inserção de quatro pinos de curto entre o elemento ressonador e o plano de terra. Esses pinos devem possuir um diâmetro $2R$ e são

igualmente espaçados por uma variável d_p , como ilustra a Figura 2.4. Nessa geometria, inicialmente apresentada em (19), a inserção dos quatro pinos metálicos altera o comportamento da antena de microfita quadrada convencional, introduzindo, em um circuito equivalente que representa as duas fendas irradiantes da antena, duas indutâncias L_{pi} paralelas às admitâncias das fendas de irradiação, conforme ilustra a Figura 2.5. Para o modelo com quatro pinos, L_{pi} é dada por:

$$L_{pi} = 10^{-7} h \ell n \left(\frac{h + \sqrt{h^2 + R^2}}{R} - \sqrt{h^2 + R^2} + \frac{h}{4} + R \right). \quad (2.12)$$

Figura 2.4 – Antena de microfita base para da rede 2×2 proposta.



Fonte: a autora.

Figura 2.5 – Representação circuitual da antena de microfita quadrada sem e com pinos de curto.



(a) Sem pinos de curto.

(b) Com pinos de curto.

Fonte: a autora.

O efeito indutivo proveniente causado pelos pinos desloca a frequência de ressonância da antena para frequências superiores às correspondentes ao projeto de uma antena quadrada sem pinos. Como apresentado em (19), a variação entre as frequências de ressonância com pinos e sem pinos é dependente, além do raio R , da distância d_p entre os pinos. Assim, após estudos realizados numericamente, os autores desse trabalho chegaram à conclusão de que os valores otimizados dessas variáveis devem ser $d_p = 0,6L$ e $R = 0,05L$. Desse modo, a frequência de ressonância é deslocada para uma frequência cerca de 1,77 vezes maior. Como a relação entre área efetiva (A_e) e diretividade, em escala linear, de uma antena é (14):

$$D = \frac{4\pi A_e}{(\lambda_r)^2}, \quad (2.14)$$

sendo λ_r o comprimento de onda na frequência de ressonância, ao passar a operar em uma frequência maior do que a de projeto sem pinos (sabendo que a área permanece a mesma), observa-se o aumento na diretividade e conseqüentemente no ganho da antena na presença dos pinos. Esse incremento no valor do ganho pode chegar a 3 dB.

Com base nesse conceito, espera-se ao adicionar a antena de microfita quadrada modificada pela inserção de quatro pinos de curto como elemento base para o projeto da rede planar 2×2, aumentar o ganho dessa estrutura. Desse modo, esse incremento no ganho do modelo final é uma das principais contribuições deste trabalho.

2.6 Considerações finais

Nesse capítulo discutiu-se sobre os conceitos teóricos necessários para o desenvolvimento da rede de antenas proposta nesse trabalho. Assim, de forma teórica compreende-se o caminho que deve ser tomado para o desenvolvimento do projeto. Com isso, é possível mencionar a metodologia e os recursos para o desenvolvimento do projeto.

Capítulo 3

MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo é apresentada a metodologia e os recursos de desenvolvimento do trabalho de conclusão de curso, mencionando as etapas para o desenvolvimento desse projeto.

3.1 Considerações iniciais

O objetivo desse trabalho é o projeto numérico de um arranjo de antenas de microfita com *beamforming* 2D atuando em redes celulares 5G na faixa de frequências de 26 GHz. Dessa forma, tem-se como base uma metodologia voltada aos estudos teóricos, principalmente do artigo de referência principal (7), e análises numéricas no simulador *Ansys Electronics Desktop*, principalmente o método dos elementos finitos.

3.2 Metodologia de desenvolvimento

Ao final de todo o trabalho, valida-se o modelo proposto que atende as especificações a partir de simulações numéricas. Desse modo, tem-se como métricas de desempenho o casamento de impedâncias, dado pelo estudo do coeficiente de reflexão, e a irradiação, dada pelo estudo da diretividade e do ganho. Sendo assim, a metodologia de desenvolvimento do projeto pode ser subdividida em três partes:

- (a) Simular a rede de antenas apresentada em (7). Nessa etapa tem como objetivo validar os resultados apresentados no artigo;
- (b) Reprojeter a rede de antenas apresentada em (7) para a faixa de frequência de 26 GHz. Nessa etapa tem como objetivo reproduzir a geometria para uma das faixas de frequências utilizadas para o 5G no Brasil;
- (c) Aplicar a técnica da inserção de quatro pinos de curto simétricos entre o ressonador e plano de terra na rede de antenas reprojeterada para a faixa de frequência de 26 GHz.

Além disso, em cada etapa da validação numérica lista-se os seguintes parâmetros de estudo:

- (a) Análise da resposta em frequência do coeficiente de reflexão. Nesse parâmetro quantifica-se a faixa de frequência de operação da estrutura, podendo assim definir a banda de operação;

- (b) Análise do ganho na direção máxima de irradiação. Nesse parâmetro quantifica-se a capacidade de concentração da energia irradiada em certa direção do espaço, que é a métrica a partir da qual a eficácia do método da inserção dos pinos de curto poderá ser analisada;
- (c) Análise do ângulo de variação da direção de irradiação no *beamforming*. Nesse parâmetro quantifica-se o quanto é possível variar a direção de máxima irradiação.

3.3 Recursos

O projeto da rede de antena de microfita proposta será executado em ambiente de simulação numérica no *software Ansys Electronics Desktop*. Atualmente, o curso de Eletrônica e de Telecomunicações do campus de Patos de Minas não possui a licença do *software*, por isso, as simulações serão realizadas com auxílio de uma parceria com o professor Rafael Abrantes Penchel do Departamento de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações da Universidade Estadual Paulista (Unesp). Assim, as simulações serão realizadas por meio de acesso remoto via plataforma *AnyDesk*.

3.4 Considerações finais

Nesse capítulo apresentou-se a metodologia para o desenvolvimento do projeto, bem como as métricas de análise e os recursos necessários para a execução desse trabalho. A partir dessas informações são levantados os resultados e são feitas as discussões e análises que serão descritas no capítulo 4.

Capítulo 4

RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo serão apresentados os resultados e discussões dos estudos teóricos e validação numérica do arranjo de antenas de microfita.

4.1 Considerações iniciais

A partir do levantamento teórico realizado neste trabalho de conclusão de curso, realizou-se o desenvolvimento das simulações propostas. Com isso, tem-se como objetivo nesse capítulo apresentar resultados e discussões que validam o projeto. Além disso, espera-se apresentar de forma didática uma metodologia de desenvolvimento que possa ser utilizada em outros trabalhos nessa área.

Para melhor compreensão as análises numéricas foram divididas em três partes. Primeiramente, tem-se a reprodução do trabalho apresentado em (7) com o objetivo de validar os resultados e compreender a dinâmica de execução. Na sequência, realiza-se o reprojeto da geometria para operar na frequência de 26GHz. Por fim, aplica-se na geometria reprojeta uma técnica de inserção de pinos de curto-circuito entre os ressonadores e o plano de terra com a finalidade de aumentar o ganho.

4.2 Rede 2×2 de antenas de microfita para 28 GHz

4.2.1 Rede 2×2 sem acoplador

O primeiro passo do projeto deste trabalho de conclusão de curso é a análise numérica da rede de antenas apresentada no artigo de referência principal (7). Entretanto, iniciou-se a análise da geometria sem os acopladores, seguindo o modelo apresentado na Figura 2.2 (a), cujos os valores apresentados no artigo de referência são $L \cong 2,71$ mm, $W \cong 2,71$ mm, $L_t \cong 1,7$ mm, $w_t \cong 0,1$ mm, $d_x \cong 6,11$ mm e $d_y \cong 6,11$ mm (onde os autores consideram $\epsilon_r = 3,55$, $h = 0,203$ mm e $f_o = 28$ GHz).

Os primeiros resultados analisados da reprodução dessa parte do artigo de referência foram os parâmetros de espalhamento (S). Em dispositivos de radiofrequência e micro-ondas, os parâmetros S são importantes ferramentas para quantificar o casamento de impedância nos

acessos (no caso da rede de antenas em questão tem-se, respectivamente, para os acessos 1, 2, 3 e 4 os coeficientes S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44}) e transmissão entre os acessos (no caso da rede de antenas em questão tem-se, respectivamente, para do acesso 1 para 2, do acesso 1 para 3, do acesso 1 para 4 e do acesso 4 para 2 os coeficientes S_{21} , S_{31} , S_{41} e S_{24}).

O coeficiente de reflexão, analisado por S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44} , (podendo genericamente ser chamados de S_{mm}) é um dos principais parâmetros usados para quantificar o grau de casamento de impedância de antenas (ou de qualquer dispositivo de radiofrequência e micro-ondas), sendo métrica para definir, entre outras coisas, a largura de banda de operação. Geralmente o valor do S_{mm} é quantificado em escala logarítmica, sendo calculado como (21):

$$S_{mm} [\text{dB}] = 20 \log \left(\frac{Z_{en} - Z_o}{Z_{en} + Z_o} \right), \quad (4.1)$$

sendo que Z_{en} é a impedância de entrada no respectivo acesso analisado e Z_o é a impedância característica utilizada na medição (que na maioria dos casos práticos é $Z_o = 50\Omega$, sendo esse valor adotado nesse projeto).

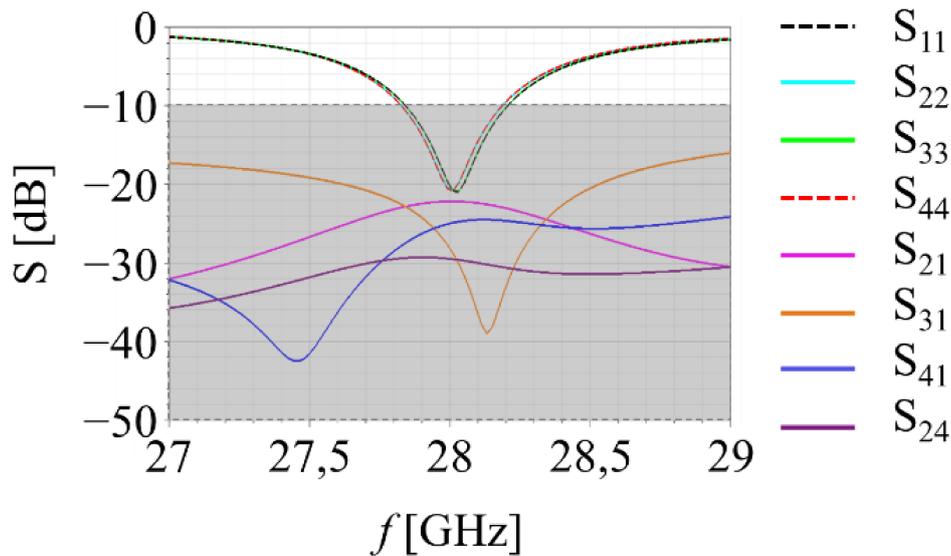
Tipicamente considera-se a banda de uma antena ($B_W = f_{m\acute{a}x} - f_{m\acute{i}n}$) para a faixa de frequências em $S_{mm}[\text{dB}] \leq -10$ dB (em escala linear $S_{mm} = 0,1$ para a relação entre potência incidente e refletida e $S_{mm} \cong 0,316$ para a relação entre tensão incidente e refletida) (20). Tal valor remete que ao menos 90% da potência vinda do circuito gerador (o circuito que está acoplado ao terminal de entrada da antena) seja entregue a antena, podendo, assim, ser convertida em onda eletromagnética.

O coeficiente de transmissão, analisado por S_{21} , S_{31} , S_{41} e S_{24} , (podendo genericamente ser chamados de S_{nm}) é um dos principais parâmetros usados para quantificar a perda de inserção ou o acoplamento entre acessos de um dispositivo de radiofrequência e micro-ondas que possui mais de um terminal. No caso das redes de antenas é um parâmetro usado para medir o quanto da energia irradiada proveniente de uma porta é acoplada nas outras portas. Por isso, em escala logarítmica espera-se que esses parâmetros sejam o mais negativo possível, resultando um acoplamento entre as portas muito pequeno.

A Figura 4.1 apresenta o resultado na simulação dos coeficientes de reflexão e de transmissão da rede de antenas apresentada em (7) ainda sem os acopladores. Pelos valores de S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44} nota-se a banda de operação de 27,8 GHz a 28,2 GHz com $S_{mm}[\text{dB}] \leq -10$ dB, o que leva a uma banda percentual de 1,4% da frequência central de operação, que nesse caso é 28 GHz. A partir dos valores de S_{21} , S_{31} , S_{41} e S_{24} observa-se o baixo acoplamento entre as

portas, com valores inferiores à -20 dB em praticamente toda a banda de operação, o que resulta menos de 1% da potência transmitida sendo acoplada nas demais portas. Sendo assim, os coeficientes de reflexão e de transmissão analisados possuem excelente concordância com o apresentado em (7).

Figura 4.1 – Resposta em frequência do coeficiente de reflexão e coeficientes de transmissão do projeto da rede de antenas em (7) sem acopladores.



Fonte: a autora.

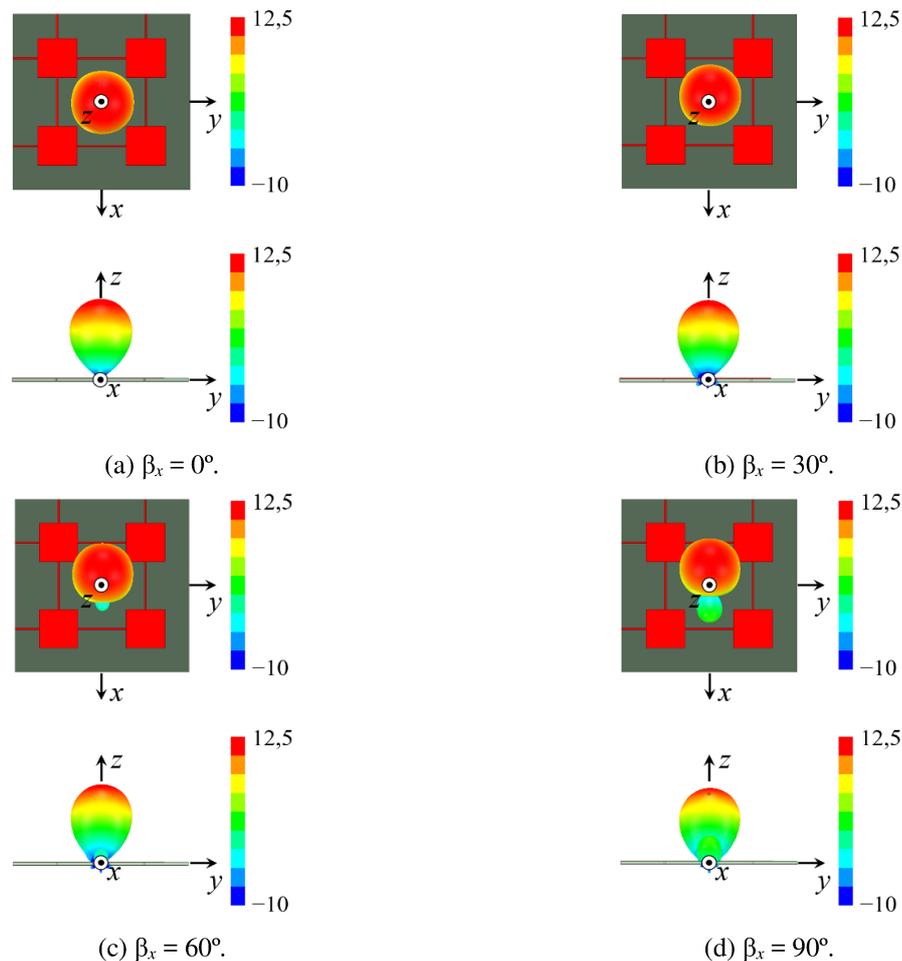
Após validar os parâmetros S analisou-se o comportamento da irradiação da rede de antenas apresentada em (7) ainda sem os acopladores, conforme ilustram as Figuras 4.2, 4.3 e 4.4. Tal comportamento é melhor visualizado na Figura 4.3 (a), onde observa-se o *beamforming* no diagrama de irradiação em 2D em função do ângulo θ fixando o $\varphi = 0^\circ$, assim como na Figura 4.3 (b) com o diagrama de irradiação em 2D em função do ângulo θ fixando o $\varphi = 90^\circ$.

Na Figura 4.4 tem-se o comportamento do *beamforming* no diagrama de irradiação em 3D na direção y a partir da variação das diferenças de fase β_y , como descrito no Capítulo 2. Observa-se que para $\beta_y = 0^\circ$ a irradiação é perpendicular a antena (com máximo em $\theta = 0^\circ$), diferente da condição descrita na Figura 4.2 (a), onde nesse caso a polarização está na direção x . Para $\beta_y = 30^\circ$, $\beta_y = 60^\circ$ e $\beta_y = 90^\circ$ nota-se o deslocamento progressivo da direção de máxima irradiação na direção negativa de y . Caso β_y assumia valores negativos nota-se o deslocamento progressivo da direção de máxima irradiação na direção positiva de y . Tal comportamento é melhor visualizado na Figura 4.3 (b), em que tem-se o comportamento do *beamforming* do diagrama de irradiação em 2D na direção y , em função do ângulo θ fixando o $\varphi = 90^\circ$. É importante mencionar que esse comportamento acontece analogamente na Figura 4.2, onde se

tem o comportamento do *beamforming* no diagrama de irradiação em 3D na direção x a partir da variação das diferenças de fase β_x .

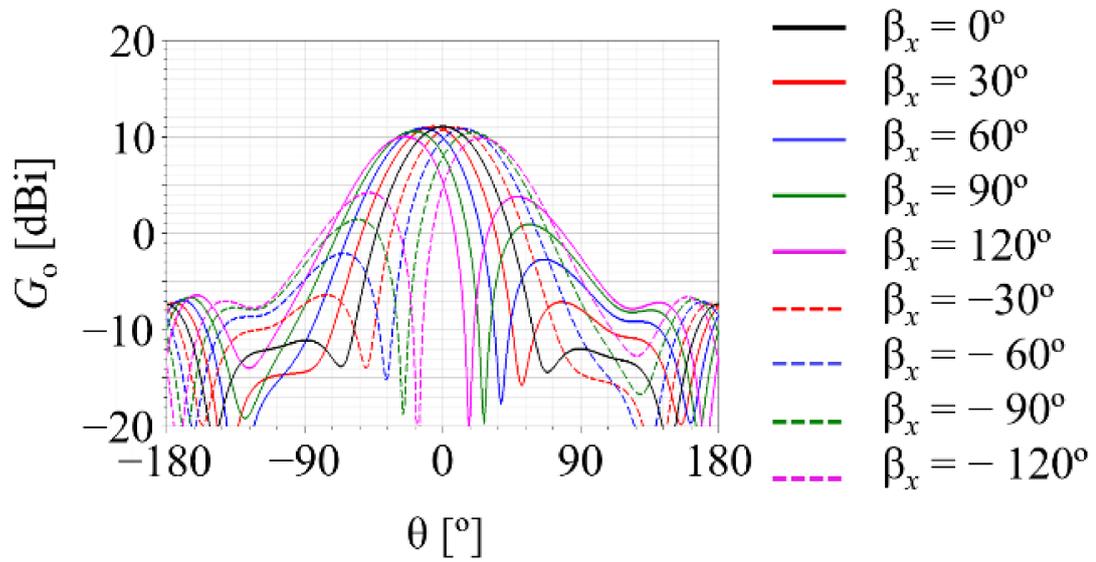
Analisando a Figura 4.3 valida-se o conceito do *beamforming* 2D para rede de antenas ainda sem os acopladores e, além disso, demonstra limites aceitáveis em que as progressões de fase (β_x e β_y) podem assumir. Nota-se que quanto maior os valores de β_x e β_y (negativos ou positivos) mais intensos ficam os lóbulos laterais do diagrama de irradiação, diminuindo assim a relação entre o lóbulo principal e o lóbulo secundário (SLL – *Sidelobe Level*). Por exemplo, para $\beta_x = 0^\circ$ (ou $\beta_y = 0^\circ$) tem-se SLL = 12 dB, para $\beta_x = 90^\circ$ (ou $\beta_y = 90^\circ$) tem-se SLL = 10 dB e $\beta_x = 120^\circ$ (ou $\beta_y = 120^\circ$) tem-se SLL = 6 dB. Assim, nota-se que para além de $\beta_x = 90^\circ$ (ou $\beta_y = 90^\circ$) tem-se valor de SLL menor que 10 dB, considerado um valor baixo de SLL, não sendo interessante trabalhar, devido possíveis desperdícios de energia ou interferências. Desse modo, obtém-se um *beamforming* 2D com variação da direção de máxima irradiação de $\theta \cong \pm 18^\circ$, em concordância com os resultados do artigo, como mostra a Tabela 2.1.

Figura 4.2 – *Beamforming* do diagrama de irradiação em 3D na direção x do projeto da rede de antenas em (7) sem acopladores.

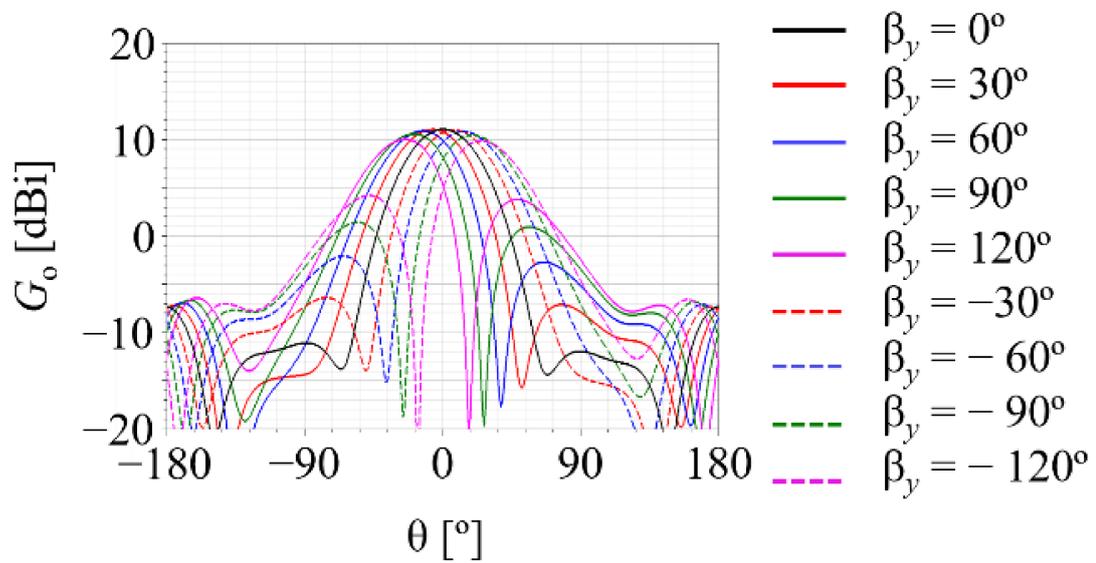


Fonte: a autora.

Figura 4.3 – *Beamforming* do diagrama de irradiação em 2D do projeto da rede de antenas em (7) sem acopladores.



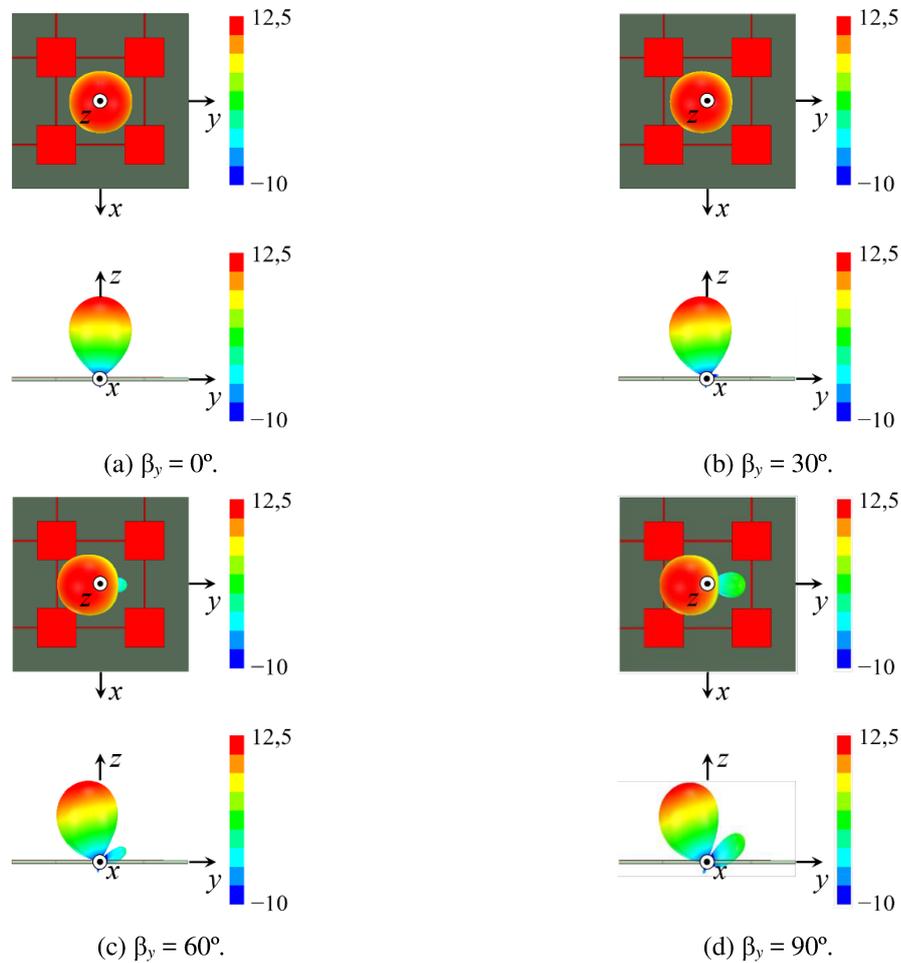
(a) Plano xz .



(b) Plano yz .

Fonte: a autora.

Figura 4.4 – *Beamforming* do diagrama de irradiação em 3D na direção y do projeto da rede de antenas em (7) sem acopladores.



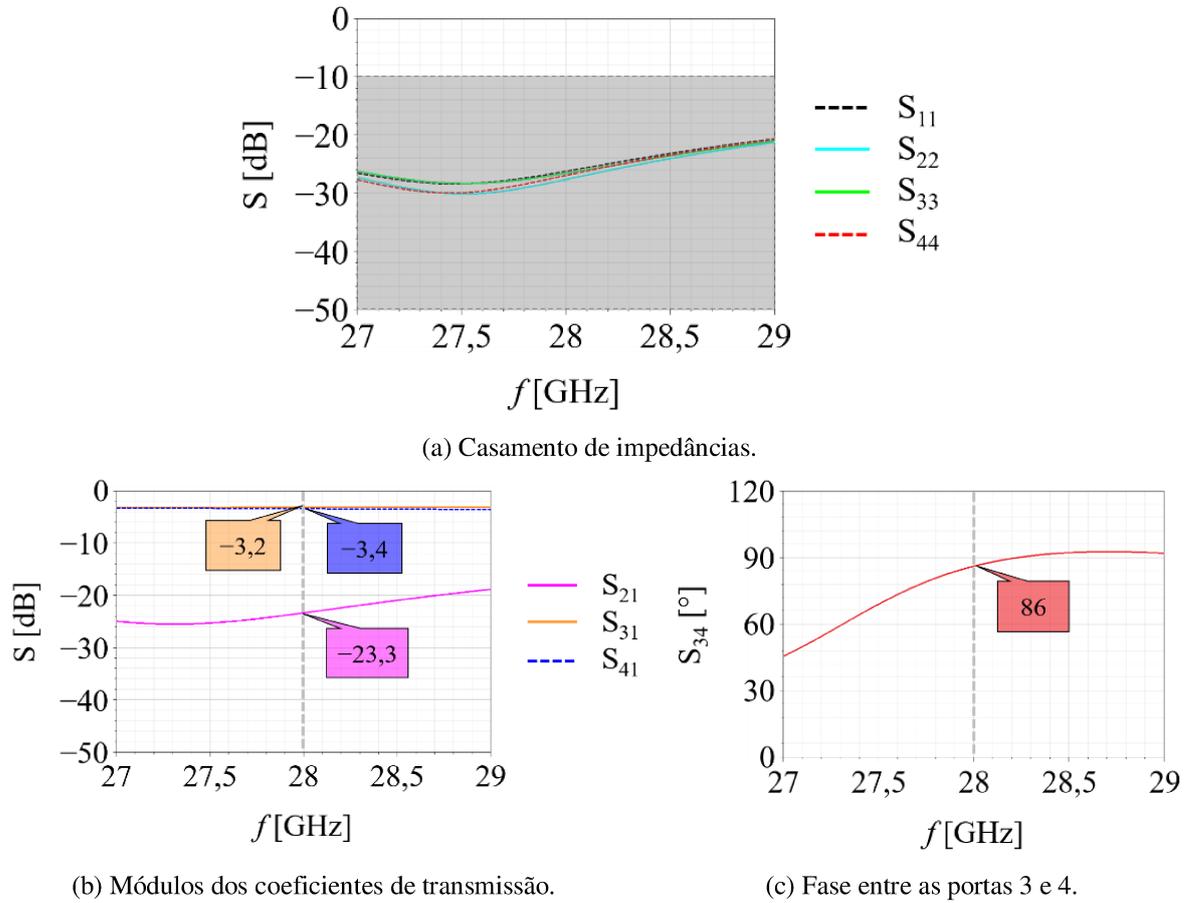
Fonte: a autora.

4.2.2 Acoplador

Após validar o funcionamento da rede de antenas apresentada no artigo de referência principal (7) sem os acopladores, o passo seguinte foi analisar numericamente o acoplador de modo isolado. Para tal, seguiu-se o modelo apresentado Figura 2.3 (b), cujos valores apresentados no artigo de referência são $w_\ell = 0,42$ mm, $w_a = 0,62$ mm, $L_a = 1,6$ mm e $L_b = 1,61$ mm (onde os autores consideram $\epsilon_r = 3,55$, $h = 0,203$ mm e $f_0 = 28$ GHz).

Para quantificar o funcionamento do acoplador analisou-se os parâmetros S. Nesse contexto, tem-se como métricas o casamento de impedâncias nos acessos, os módulos dos coeficientes de transmissão e a fase entre as portas 3 e 4 (que alimentam as duas antenas que estão em paralelo nos eixos x e y). Os resultados dessas análises são apresentados na Figura 4.5.

Figura 4.5 – Resposta em frequência dos parâmetros S do acoplador utilizado em (7).



Fonte: a autora.

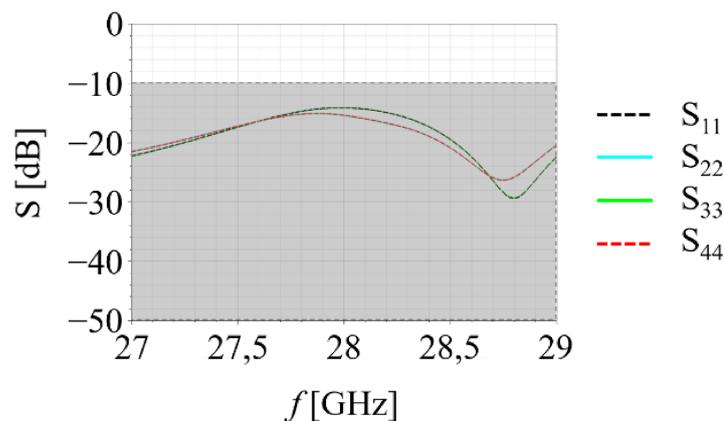
Para o casamento de impedâncias nos acessos espera-se que $S_{nm}[\text{dB}] \leq -10$ dB. Desse modo, conforme ilustra a Figura 4.5 (a), observa-se que nos quatro acessos (analisando S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44}) em toda a faixa analisada (de 27 GHz a 29 GHz) tal critério é atendido. Espera-se esse mesmo comportamento para o coeficiente de transmissão S_{21} , que possui resultado abaixo de -20 dB em quase toda a banda de operação, o que resulta em um baixo acoplamento entre essas portas, como mostra a Figura 4.5 (b). Para os módulos dos coeficientes de transmissão espera-se que a perda de inserção da porta 1 para a 3 (S_{31}) e da porta 1 para a 4 (S_{41}) sejam parecidos com valores próximos de -3 dB. Desse modo, conforme a Figura 4.5 (b), observa-se que para a frequência de projeto tal critério é atendido, significando a divisão quase que pela metade do sinal nessas portas. Para fase entre as portas 3 e 4 espera-se obter valores muito próximos de 90° , valor observado na seção 4.2.1 que leva à variação máxima aceitável para o *beamforming* em relação ao aumento dos lóbulos laterais. Desse modo, conforme a Figura 4.5 (c), observa-se que para a frequência de projeto tal critério é atendido, visto que a defasagem ficou em cerca de 86° , o que leva a um erro muito pequeno, que está dentro do esperado.

4.2.3 Rede 2×2 com acoplador

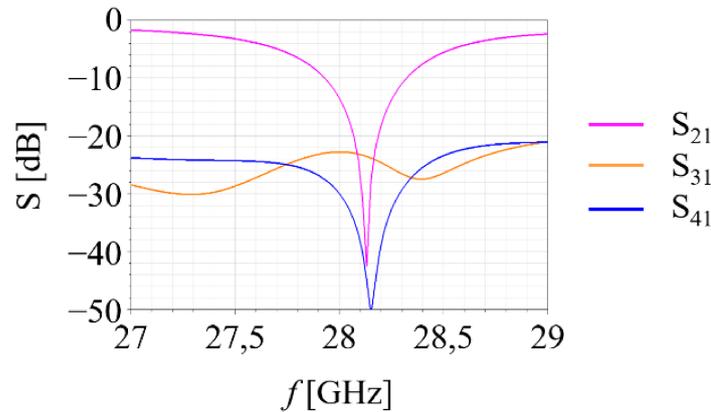
Após validar o funcionamento da rede 2×2 de antenas de microfita e do acoplador de forma isolada, o passo seguinte foi analisar numericamente a estrutura da rede alimentada pelo acoplador, onde seguiu-se o modelo apresentado na Figura 2.3 (a). Para quantificar o funcionamento da estrutura completa analisou-se os parâmetros S e o diagrama de irradiação.

A Figura 4.6 apresenta o resultado na simulação dos coeficientes de reflexão e de transmissão da rede de antenas apresentada em (7) com os acopladores. Pelos valores de coeficientes de reflexão S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44} (ilustrados na Figura 4.6 (a)) nota-se a banda de operação para $S_{nn}[\text{dB}] \leq -10$ dB que se inicia antes de 27 GHz e vai além 29 GHz, sendo maior que a da rede 2×2 de antenas sem o acoplado, resultando casamento de impedância em toda a banda de operação. Além disso, pelos valores de S_{31} e S_{41} , apresentados na Figura 4.6 (b), observa-se o baixo acoplamento entre as portas 1 e 3 e 1 e 4, com valores inferiores à -20 dB. Entretanto, para o valor do S_{21} (onde se tem o acoplamento entre as portas 1 e 2) observa-se que um valor mínimo aceitável de -10 dB (o que leva à menos de 10% da potência transmitida sendo acoplada) que ocorre de 27,9 GHz a 28,5 GHz, o que leva de fato uma banda percentual de 2,13% da frequência central de operação, que nesse caso é 28,2 GHz. Ainda assim, é importante destacar que os resultados dos coeficientes de reflexão e de transmissão analisados possuem excelente concordância com o apresentado em (7). Dessa forma, pode-se concluir que pelo quesito parâmetros S a reprodução da geometria do artigo de referência foi bem sucedida.

Figura 4.6 – Resposta em frequência dos parâmetros S do projeto da rede de antenas em (7) com acopladores.



(a) Casamento de impedâncias.



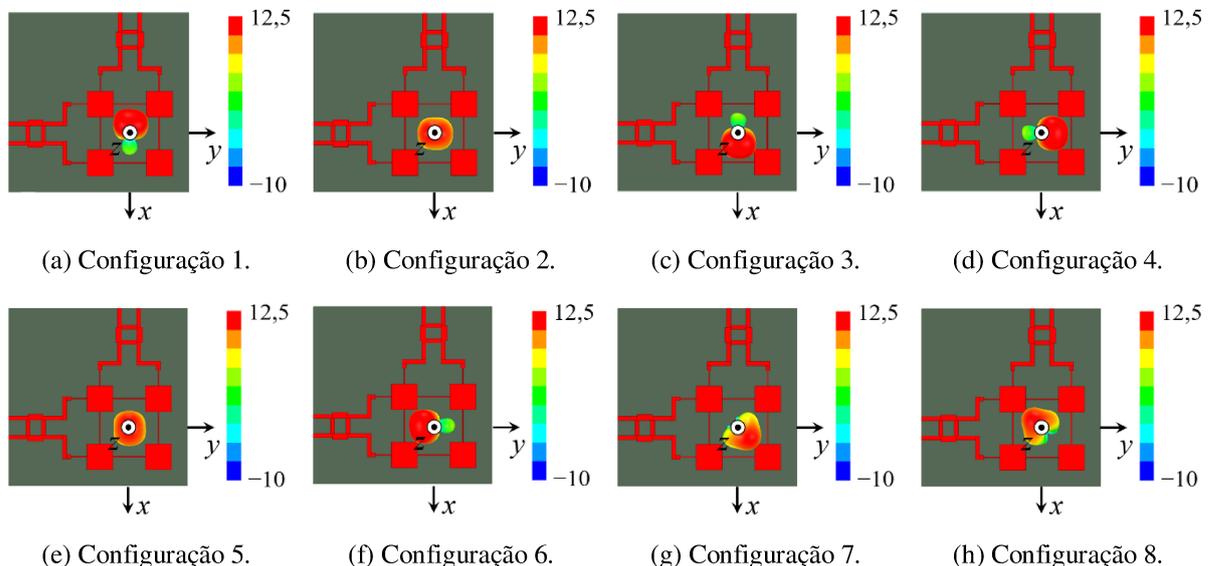
(b) Módulos dos coeficientes de transmissão.

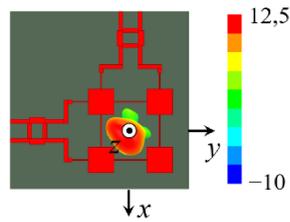
Fonte: a autora.

A Figura 4.7 apresenta a simulação do diagrama de irradiação de ganho (G_o) em 3D da rede de antenas apresentada em (7) com os acopladores. Para tal, tem-se o comportamento do *beamforming* descrito em dez possibilidades, conforme as configurações de portas apresentadas na Tabela 4.1 (seguindo o que já havia sido descrito na Tabela 2.1). É importante destacar que cada uma dessas configurações está ligada a potência de 0 W ou 1 W alimentada nas portas dos acopladores, sendo que todas as portas são excitadas em fase.

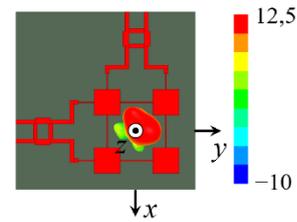
Nota-se, portanto, excelente concordância com o apresentado no artigo de referência principal (7) em termos de direção de máxima irradiação (quantificados em relação aos ângulos de coordenadas esféricas θ e φ), da diretividade e do ganho (nas coordenadas de máxima irradiação). Dessa forma, pode-se concluir que, pelo quesito irradiação, a reprodução da geometria do artigo de referência também foi bem sucedida.

Figura 4.7 – *Beamforming* do diagrama de irradiação em 3D do projeto da rede de antenas apresentada em (7) com acopladores.





(i) Configuração 9.



(j) Configuração 10.

Fonte: a autora.

Tabela 4.1 – Resultados do *beamforming* 3D para a rede de antenas apresentada em (7) com acopladores.

Configuração	Acoplador 1		Acoplador 2		Direção		D	G_o
	Porta 1	Porta 2	Porta 3	Porta 4	θ	ϕ		
1	0W	1W	0W	0W	-18°	0°	11,3 dB	9,9 dBi
2	1W	1W	0W	0W	0°	0°	11,8 dB	10,3 dBi
3	1W	0W	0W	0W	18°	0°	11,3 dB	9,7 dBi
4	0W	0W	1W	0W	18°	90°	11,3 dB	9,7 dBi
5	0W	0W	1W	1W	0°	90°	11,8 dB	10,3 dBi
6	0W	0W	0W	1W	-18°	90°	11,5 dB	9,9 dBi
7	1W	0W	1W	0W	18°	45°	11,6 dB	10,2 dBi
8	0W	1W	0W	1W	-18°	45°	11,6 dB	10,2 dBi
9	1W	0W	0W	1W	-10°	135°	9,7 dB	8,0 dBi
10	0W	1W	1W	0W	10°	135°	9,7 dB	8,0 dBi

Fonte: Modificado de (7).

4.3 Rede 2×2 de antenas de microfita para 26 GHz

4.3.1 Acoplador

Após validar em simulação os resultados apresentados no artigo de referência principal em (7), o passo seguinte foi analisar numericamente o acoplador de modo isolado para o seu dimensionamento no reprojeto em 26 GHz. Para tal, seguiu-se o modelo apresentado na Figura 2.3 (b) e definiu-se uma parametrização para as variáveis de projeto em função de L , que é a variável que controla a frequência de ressonância do modo fundamental das antenas de microfita. Essa estratégia visa manter a proporcionalidade da geometria, com base nos valores originais do artigo, de modo que tem-se $w_\ell = 0,155L$, $w_a = 0,228L$, $L_a = 0,590L$ e $L_b = 0,650L$. Então, mantendo as características definidas pelos autores em (7) para o laminado dielétrico, sendo $\epsilon_r = 3,55$ e $h = 0,203$ mm, e considerando agora a frequência de ressonância $f_o = 26$ GHz, a partir da fundamentação teórica do Capítulo 2 calculou-se $L = 2,925$ mm, chegando às seguintes dimensões do acoplador $w_\ell \cong 0,45$ mm, $w_a \cong 0,67$ mm, $L_a \cong 1,73$ mm e $L_b \cong 1,90$ mm.

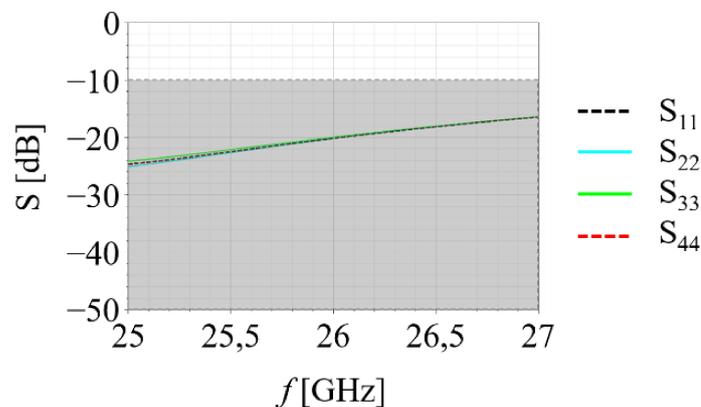
Com as dimensões definidas para o reprojeto em 26 GHz, analisou-se os parâmetros S dessa geometria, conforme apresentado na Figura 4.8, com o objetivo de validar o

funcionamento do acoplador. Os resultados analisados em simulação foram os módulos dos coeficientes de reflexão nos acessos e os módulos dos coeficientes de transmissão entre as portas com relação à resposta em frequência dos parâmetros S. Como já mencionado em análises anteriores, para o casamento de impedâncias nos acessos espera-se $S_{nn}[\text{dB}] \leq -10$ dB. Desse modo, conforme a Figura 4.8 (a), observa-se que nos quatro acessos (S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44}) em toda a faixa analisada (de 25 GHz a 27 GHz) tal critério é atendido. Espera-se esse mesmo comportamento para o coeficiente de transmissão S_{21} , que possui resultado abaixo de -10 dB em toda a banda de operação, o que resulta em um baixo acoplamento entre essas portas, resultado também satisfatório e desejado.

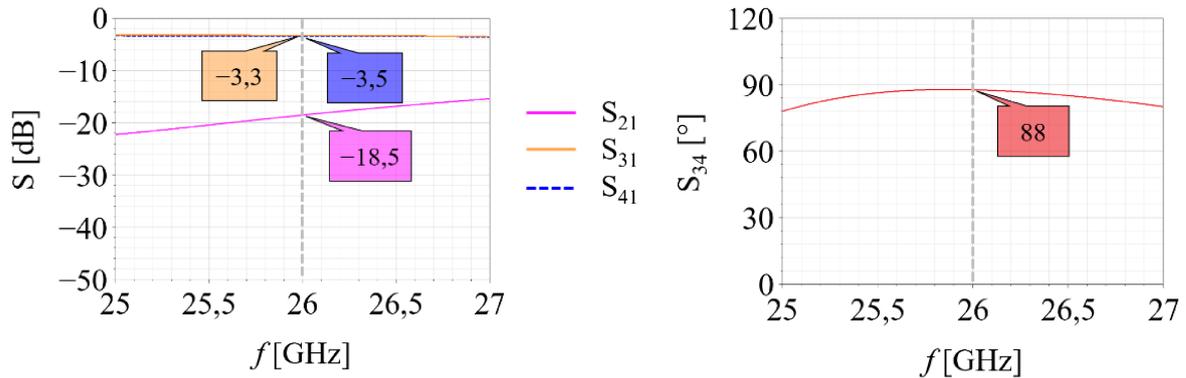
Além disso, para os módulos dos coeficientes de transmissão espera-se que a perda de inserção da porta 1 para a 3 (S_{31}) e da porta 1 para a 4 (S_{41}) sejam muito próximas, especificamente com valores próximos de -3 dB, significando metade do sinal sendo distribuído para cada porta. Desse modo, conforme a Figura 4.8 (b), observa-se que para a frequência de projeto ($f_0 = 26$ GHz) tal critério também é atendido. Já para fase entre as portas 3 e 4 espera-se obter valores muito próximos a 90° , valor que possui a variação máxima aceitável para o *beamforming* em relação ao aumento dos lóbulos laterais. Desse modo, conforme a Figura 4.8 (c), observa-se que para a frequência de projeto tal critério é atendido, visto que a defasagem ficou em cerca de 88° , valor muito próximo de 90° .

Com isso, tendo como base os resultados apresentados na Figura 4.8 pode-se concluir que o reprojeito do acoplador para operar na frequência central de 26 GHz foi bem sucedido. Assim, tem-se a estrutura de alimentação para a rede 2×2 com as características desejadas, sendo importante mencionar que as dimensões do acoplador são definidas e mantidas para as etapas a seguir do projeto.

Figura 4.8 – Resposta em frequência dos parâmetros S do acoplador no reprojeito em 26GHz.



(a) Casamento de impedâncias.



(b) Módulos dos coeficientes de transmissão.

(c) Fase entre as portas 3 e 4.

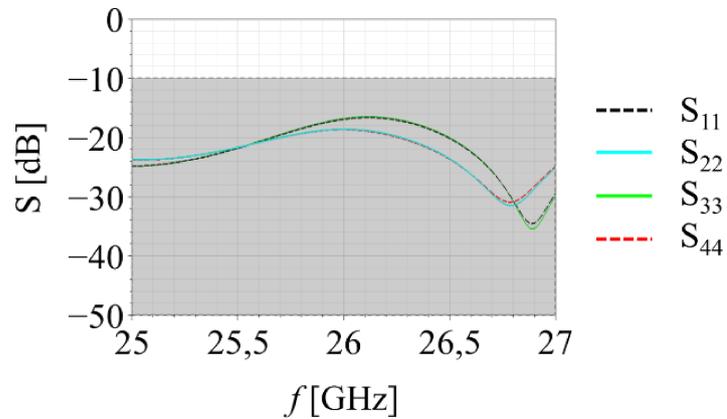
Fonte: a autora.

4.3.2 Rede 2×2 com acoplador

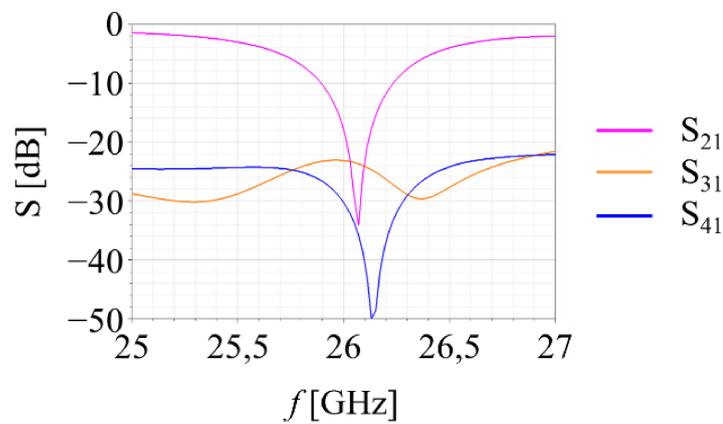
Após dimensionar e validar o funcionamento do acoplador de forma isolada atuando na frequência de 26 GHz, o passo seguinte foi analisar numericamente a estrutura da rede de antenas alimentada pelo acoplador. Para isso, seguiu-se o modelo apresentado Figura 2.3 (a) e definiu-se a parametrização para as demais variáveis de projeto em função de L , além do acoplador que foi parametrizado anteriormente. Assim, com base nos valores originais do artigo, considerando o laminado dielétrico com $\epsilon_r = 3,55$ e $h = 0,203$ mm e a frequência de projeto $f_o = 26$ GHz, chegou-se a $L \cong 2,925$ mm, $W \cong 2,925$ mm, $L_t \cong 0,627L \cong 1,835$ mm, $w_t \cong 0,037L \cong 0,108$ mm, $d_x \cong 2,255L \cong 6,595$ mm e $d_y \cong 2,255L \cong 6,595$ mm. Logo, para quantificar o funcionamento da estrutura completa analisou-se os parâmetros S e o diagrama de irradiação em 3D.

A Figura 4.9 apresenta o resultado da análise numérica dos coeficientes de reflexão e de transmissão do reprojeto da rede de antenas em 26 GHz com os acopladores. A partir das curvas de S_{11} , S_{22} , S_{33} e S_{44} ilustrados na Figura 4.9 (a), nota-se que a banda de operação para $S_{mn}[\text{dB}] \leq -10$ dB inicia-se antes de 25 GHz e vai além de 27 GHz, validando o casamento de impedância em toda a banda de operação. Além disso, conforme a Figura 4.9 (b), a partir dos valores de S_{31} e S_{41} observa-se o baixo acoplamento entre as portas, com valores inferiores à -20 dB. Contudo, para o valor do S_{21} observa-se que o valor mínimo aceitável de -10 dB ocorre de 25,9 GHz a 26,2 GHz, o que leva de fato em uma banda percentual de 1,15% da frequência central de operação, que nesse caso é 26,1 GHz. Mas ainda assim, os resultados dos coeficientes de reflexão e de transmissão analisados possuem excelente concordância com o que foi apresentado em (7), além de que há o funcionamento esperado na frequência central de 26 GHz.

Figura 4.9 – Resposta em frequência dos parâmetros S do reprojeto da rede de antenas com acopladores.



(a) Casamento de impedâncias.



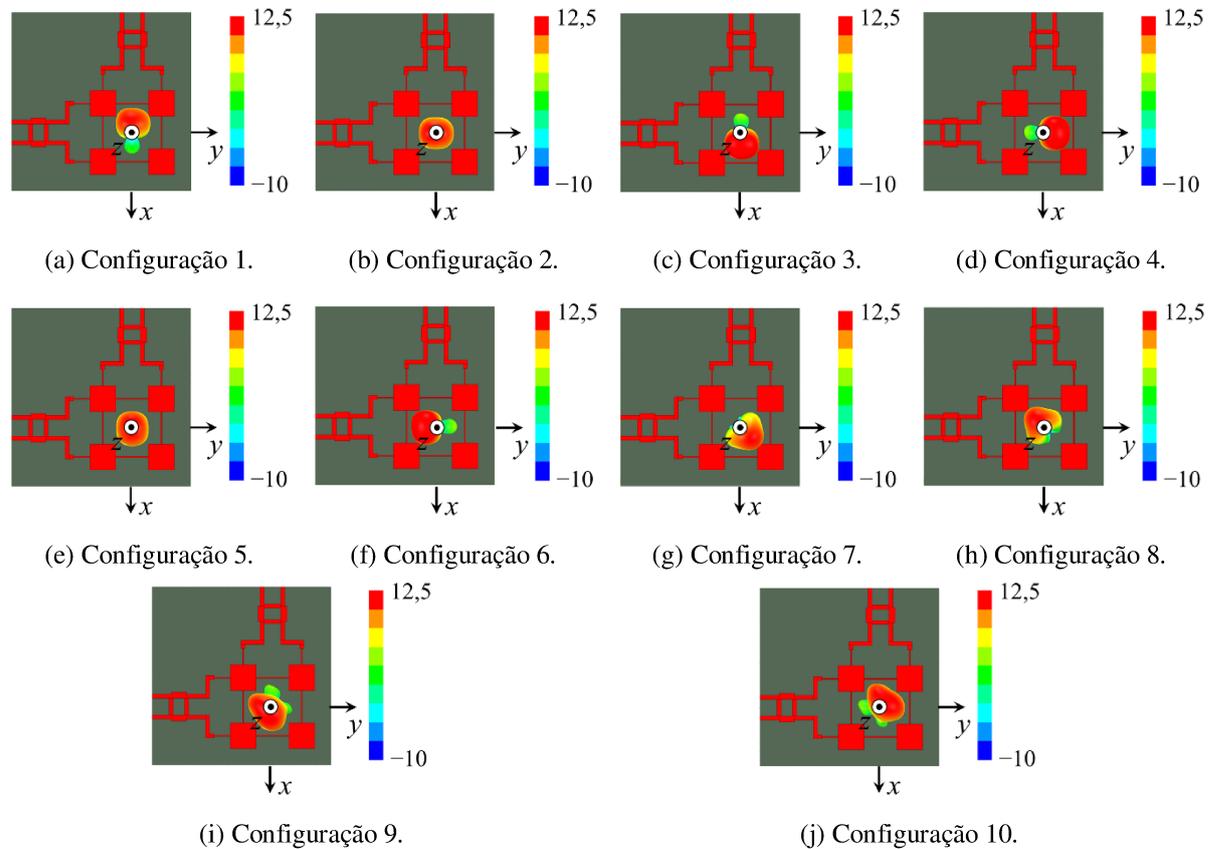
(b) Módulos dos coeficientes de transmissão.

Fonte: a autora.

A Figura 4.10 apresenta a simulação do diagrama de irradiação de ganho (G_o) em 3D da rede de antenas em 26 GHz com os acopladores. Para tal, tem-se o comportamento do *beamforming* descrito em dez possibilidades conforme as configurações de portas apresentadas na Tabela 4.2. Nota-se que os resultados no reprojeto para 26 GHz possui ótima concordância com o apresentado no artigo de referência principal (7) em termos de direção de máxima irradiação, da diretividade e ganho nas coordenadas de máxima irradiação.

Ademais, com base nos resultados apresentados na Tabela 4.2, e seu funcionamento ilustrado na Figura 4.10 pode-se concluir que o reprojeto da rede 2×2 com acoplador para operar na frequência central de 26 GHz foi bem sucedido. Assim, entende-se previamente que esse trabalho de conclusão de curso apresentou uma importante contribuição para a literatura, mas com o objetivo de propor um engrandecimento ao trabalho, torna-se possível posteriormente aplicar ao projeto a técnica de pinos de curto-circuito para aumentar os valores de ganho na direção de máxima irradiação.

Figura 4.10 – *Beamforming* do diagrama de irradiação em 3D do projeto da rede de antenas operando em 26GHz com acopladores.



Fonte: a autora.

Tabela 4.2 – Resultados do *beamforming* 3D para a rede de antenas em 26 GHz com acopladores.

Configuração	Acoplador 1		Acoplador 2		Direção		D	G_o
	Porta 1	Porta 2	Porta 3	Porta 4	θ	ϕ		
1	0W	1W	0W	0W	-18°	0°	11,6 dB	10,0 dBi
2	1W	1W	0W	0W	0°	0°	11,9 dB	10,4 dBi
3	1W	0W	0W	0W	18°	0°	11,4 dB	9,8 dBi
4	0W	0W	1W	0W	18°	90°	11,4 dB	9,8 dBi
5	0W	0W	1W	1W	0°	90°	11,9 dB	10,4 dBi
6	0W	0W	0W	1W	-18°	90°	11,6 dB	10,0 dBi
7	1W	0W	1W	0W	18°	45°	11,5 dB	10,1 dBi
8	0W	1W	0W	1W	-18°	45°	11,6 dB	10,2 dBi
9	1W	0W	0W	1W	-10°	135°	9,9 dB	8,2 dBi
10	0W	1W	1W	0W	10°	135°	9,9 dB	8,2 dBi

Fonte: a autora.

4.4 Rede 2×2 de antenas de microfita com pinos de curto-circuito para 26 GHz

Com a validação do reprojeto da rede 2×2 de antenas de microfita em 26 GHz e com o objetivo de aumentar o ganho na direção de máxima irradiação, aplicou-se a técnica de inserção de quatro pinos de curto-circuito simétricos em cada um dos quatro ressonadores na configuração anterior, conforme a estrutura da Figura 1.3 (b). Os acopladores mantiveram as

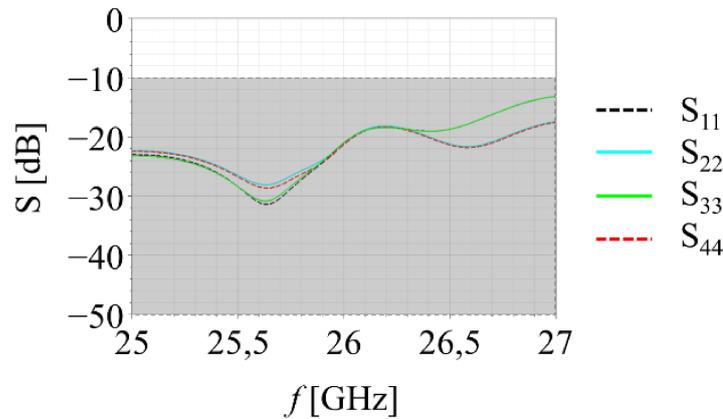
mesmas dimensões da configuração anterior, $w_\ell \cong 0,45$ mm, $w_a \cong 0,67$ mm, $L_a \cong 1,73$ mm e $L_b \cong 1,90$ mm. Isso se dá pelo fato de que a rede de antenas deve continuar operando em 26 GHz para essa configuração. Assim, a técnica de inserção de quatro pinos de curto-circuito modifica apenas as dimensões dos elementos ressonadores (valores de L e W), visto que os efeitos dos pinos interferem na frequência de operação.

De mesmo modo que foram dimensionados os elementos ressonadores em função de L nas estruturas anteriores, devido a frequência de ressonância ser inversamente proporcional ao comprimento do elemento ressonador, também foram realizados os dimensionamentos para a estrutura com os pinos de curto-circuito. Como descrito em teoria no Capítulo 2, os curtos possuem diâmetro $2R$, sendo $R = 0,05L$, e são igualmente espaçados por $d_p = 0,6L$.

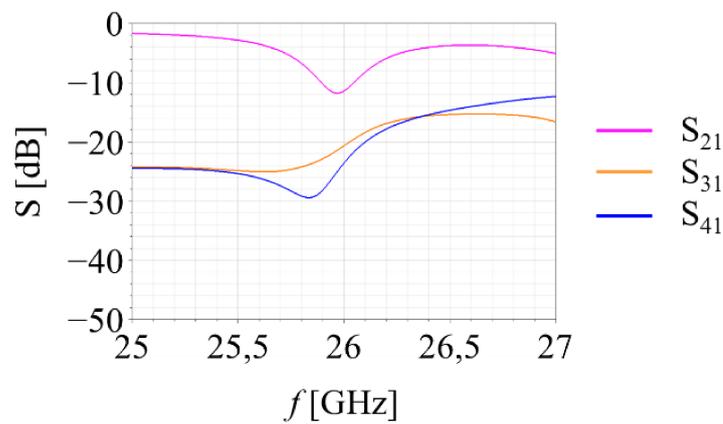
Da mesma forma, como mencionado em teoria no Capítulo 2, a técnica de inserção de pinos de curto-circuito, apresentada em maiores detalhes em (19), desloca a frequência de ressonância da antena sem pinos (f_0) para frequências superiores (f_r). Com isso, para $R = 0,05L$ e $d_p = 0,6L$ tal deslocamento leva a $f_r/f_0 \cong 1,78$. Seguindo esse raciocínio, a frequência de operação desejada para a antena proposta neste trabalho sem os pinos de curto-circuito (para que ao inserir os pinos tenha-se $f_r \cong 26$ GHz) foi determinada ao dividir a frequência de 26 GHz por 1,78, resultando em uma frequência aproximada de 14,60 GHz. Com base nessa frequência, as dimensões da antena foram calculadas considerando o substrato dielétrico com $\epsilon_r = 3,55$ e $h = 0,203$ mm, em que foi obtido um valor aproximado de $L \cong 5,44$ mm, de modo que se tem $W \cong 5,44$ mm, $d_p \cong 3,264$ mm e $R \cong 0,272$ mm.

Com os valores calculados para a geometria na presença dos pinos de curto-circuito, foi possível analisar os parâmetros S e o diagrama de irradiação em 3D. Na Figura 4.11 (a) tem-se os coeficientes de reflexão para a rede de antena dos pinos de curto-circuito. Nota-se que houve casamento de impedância em toda a faixa de frequência nos quatro acessos, pois se tem $S_{nn}[\text{dB}] \leq -10$ dB em toda a faixa analisada, que se inicia antes de 25 GHz e vai além de 27 GHz. Além disso, conforme a Figura 4.11 (b), a partir dos valores de S_{31} e S_{41} observa-se o baixo acoplamento entre as portas 1 e 3 e 1 e 4, com valores inferiores à -20 dB. Todavia, para o valor do S_{21} observa-se que um valor mínimo aceitável de -10 dB ocorre de 25,9 GHz a 26,15 GHz, o que resulta uma banda percentual de 0,96% da frequência central de operação, que nesse caso é 25,95 GHz. Ainda assim, é importante destacar que pelos parâmetros S a rede 2×2 de antenas de microfita com pinos de curto-circuito atende os requisitos especificados no projeto. Entretanto, o comportamento do S_{21} pode e deve ser melhorado, sendo uma indicação para estudos futuros desse trabalho.

Figura 4.11 – Resposta em frequência dos parâmetros S da rede de antenas com pinos de curto em 26 GHz.



(a) Casamento de impedâncias.



(b) Módulos dos coeficientes de transmissão.

Fonte: a autora.

Na Figura 4.12 tem-se o comportamento do *beamforming* a partir do diagrama de irradiação de ganho em 3D da rede de antenas em 26 GHz com acopladores e pinos de curto-circuito. Para tal, o comportamento do *beamforming* é descrito em dez possibilidades conforme as configurações de portas apresentadas na Tabela 4.3, mantendo as mesmas configurações do artigo de referência principal (7). Nota-se que os resultados são válidos, visto que devido aos fenômenos provocados pelos pinos de curto-circuito permite um incremento no ganho na direção de máxima irradiação. Para a configuração sem os pinos de curto-circuito o ganho se manteve maior que 8,2 dBi, enquanto para a configuração com os pinos de curto-circuito o ganho se manteve maior que 10,2 dBi, levando a um incremento mínimo de 2 dB. Entretanto, é importante destacar que a perturbação causada pelos pinos de curto-circuito modifica o fator de propagação no laminado dielétrico, o que afeta os ângulos onde ocorrem a máxima irradiação em coordenadas esféricas θ e φ , o qual para a configuração sem os pinos de curto-circuito o ângulo de *beamforming* 2D no plano vertical é $\theta \cong \pm 18^\circ$, enquanto para a configuração com os pinos de curto-circuito o ângulo de *beamforming* 2D no plano vertical é $\theta \cong \pm 16^\circ$. Todavia,

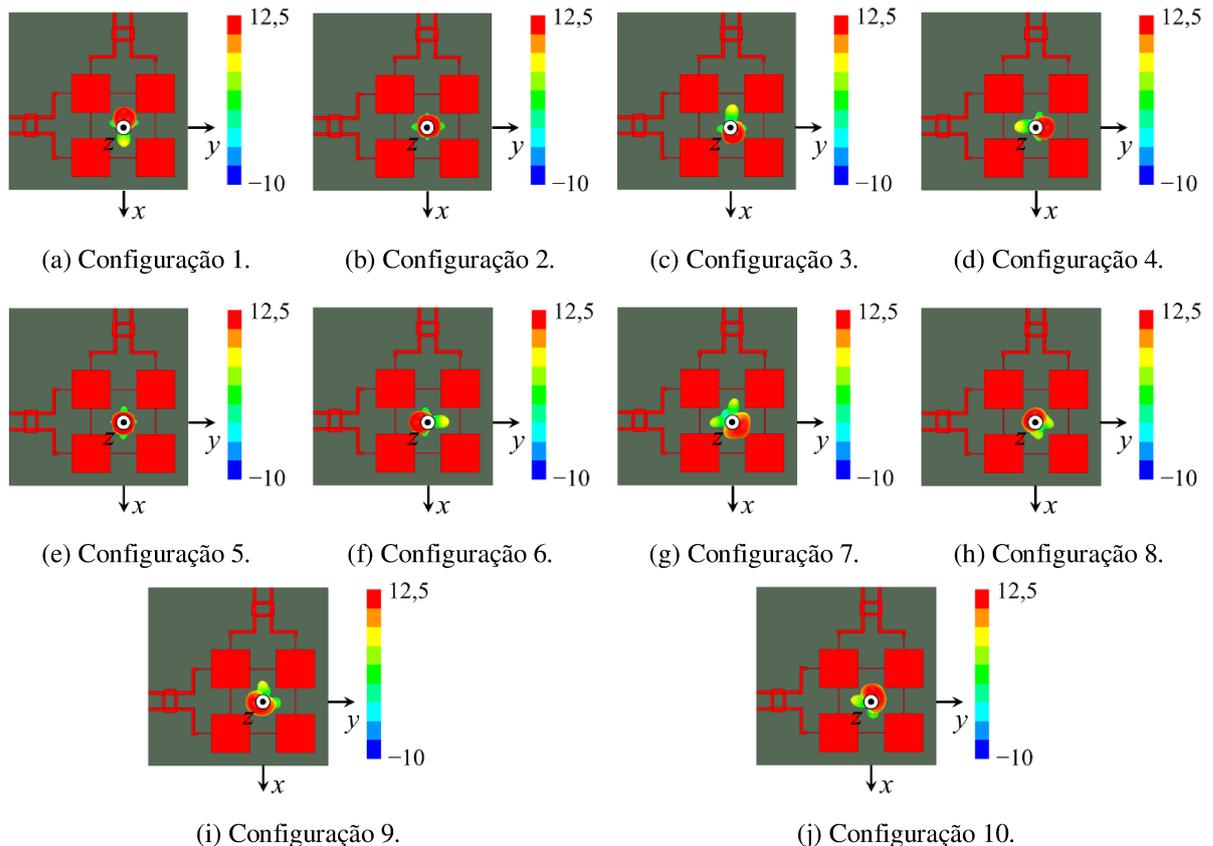
mesmo com essa redução na variação em θ , pode-se concluir que a inserção dos pinos de curto-circuito trouxe contribuição importante ao trabalho.

Tabela 4.3 – Resultados do *beamforming* 3D para a rede de antenas em 26 GHz com pinos de curto.

Configuração	Acoplador 1		Acoplador 2		Direção		D	G_o
	Porta 1	Porta 2	Porta 3	Porta 4	θ	ϕ		
1	0W	1W	0W	0W	-13°	0°	13,9 dB	11,9 dBi
2	1W	1W	0W	0W	0°	0°	14,4 dB	12,5 dBi
3	1W	0W	0W	0W	13°	0°	13,8 dB	11,7 dBi
4	0W	0W	1W	0W	13°	90°	13,8 dB	11,7 dBi
5	0W	0W	1W	1W	0°	90°	14,4 dB	12,5 dBi
6	0W	0W	0W	1W	-13°	90°	13,9 dB	11,9 dBi
7	1W	0W	1W	0W	16°	45°	12,3 dB	11,9 dBi
8	0W	1W	0W	1W	-16°	45°	13,8 dB	11,9 dBi
9	1W	0W	0W	1W	-9°	135°	12,8 dB	10,2 dBi
10	0W	1W	1W	0W	9°	135°	12,9 dB	11 dBi

Fonte: a autora.

Figura 4.12 – *Beamforming* do diagrama de irradiação em 3D do projeto da rede de antenas operando em 26GHz com acopladores e pinos de curto.



Fonte: a autora.

Com isso, a partir dos resultados apresentados nas Figura 4.11 e 4.12 e na Tabela 4.3 pode-se concluir que o projeto da rede 2×2 de antenas de microfita com acoplador e pinos de curto-circuito operando na frequência central de 26 GHz foi bem sucedido.

4.5 Considerações finais

Nesse capítulo apresentou-se os resultados e discussões esperados para a realização deste trabalho de conclusão de curso. Assim, foram descritos os resultados que validam a proposta do trabalho em concordância com o que foi visto na metodologia de projeto, e utilizando os recursos mencionados. Tais resultados possibilitam aprimoramentos futuros, visto a sua funcionalidade de acordo com o que foi proposto.

Capítulo 5

CONCLUSÃO, CONTRIBUIÇÃO E TRABALHOS FUTUROS

Neste capítulo é apresentada a conclusão deste trabalho, citando sobre a sua contribuição para trabalhos futuros.

5.1 Conclusões

Este trabalho de conclusão de curso abrangeu embasamento teórico e o conhecimento da metodologia para realizar o projeto de um arranjo de antenas de microfita com a técnica de *beamforming* 2D para redes celulares 5G, atuando em uma frequência de 26 GHz. Sendo assim, a partir dos resultados obtidos destaca-se a efetividade do projeto baseado em (7), além dos acréscimos feitos.

Apresentou-se nos conceitos introdutórios (Capítulo 1) os principais temas de estudo para alcançar os objetivos propostos, focando principalmente em redes celulares de quinta geração, visto a demanda de complexa infraestrutura em conjunto com novos componentes e técnicas para obter os resultados esperados dessa geração. No referencial teórico (Capítulo 2), as técnicas de projeto foram apresentadas com base em teoria, descrevendo principalmente sobre redes planares de antenas de microfita, acopladores em quadratura e aumento de ganho em antenas de microfita a partir da inserção de quatro pinos de curto-circuito simétricos. Além de que, em materiais e métodos (Capítulo 3) foi mencionado sobre os recursos de desenvolvimento do trabalho de conclusão de curso e as etapas para o desenvolvimento do projeto, citando o *software* que foi desenvolvido o projeto numérico.

Tendo em vista o estudo teórico, foram feitos os estudos numéricos do projeto pelo *Ansys Electronics Desktop* (Capítulo 4). Primeiramente, foi reproduzido o projeto descrito em (7) e obtiveram-se os resultados esperados, validando também os estudos teóricos. Para melhor entendimento, na reprodução do projeto, foi estudado o acoplador de forma isolada, validando também o seu funcionamento e suas características, assim como a rede de antenas, para em seguida realizar a simulação da rede de antenas completa, onde se obteve os resultados descritos no artigo (7). Em sequência, foi feito o reprojeito da rede de antenas em (7) para 26 GHz,

analisando primeiramente o acoplador e logo depois a rede de antenas completa, isso devido ao fato de que em simulação os parâmetros foram determinados em função do comprimento do ressonador, pela dependência com a frequência de ressonância, como visto em teoria, para que o projeto fosse redimensionado proporcionalmente. Sendo assim, os resultados obtidos a partir do reprojeto em 26 GHz foram satisfatórios, visto a resposta em frequência do coeficiente de reflexão, resultando em casamento de impedância em toda a banda, já que $S_{nn}[\text{dB}] \leq -10$ dB, além do ganho na direção de máxima irradiação, que manteve fidelidade com resultados do projeto em (7), o qual o valor máximo de ganho atingido foi de 10,2 dBi, assim como o ângulo de variação do *beamforming*, que possui variação da direção de máxima irradiação de até 36°. Logo depois, foi feito o projeto da rede de antenas em 26 GHz com a implementação dos pinos de curto-circuito. Com isso, apenas os ressonadores foram redimensionados e obteve-se resultados satisfatórios visto que o fator principal de análise foi o aumento do ganho. Da mesma forma, analisou-se a resposta em frequência do coeficiente de reflexão, onde se observou o casamento de impedância em toda a banda já que $S_{nn}[\text{dB}] \leq -10$ dB. Além disso, analisou-se o máximo ganho obtido na direção de máxima irradiação de 12,5 dBi, mas também, outra possível análise seria de forma comparativa com os resultados obtidos a partir da estrutura do reprojeto que aumentou aproximadamente em 3 dBi, já que na configuração 10 a variação de ganho foi de 2,8 dBi. Ademais, analisou-se o ângulo de variação do *beamforming*, que possui variação da direção de máxima irradiação de até 32°. Visto isso, os resultados estão condizentes com os estudos em teoria, além de que foram satisfatórios numericamente.

Conclui-se que a partir da fundamentação apresentada, foram atendidos os critérios esperados para o trabalho de conclusão de curso. Assim, tem-se a proposta de uma rede de antenas que engloba vários conceitos de curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações, além do trabalho possibilitar conhecimentos de diversos novos conceitos. Por fim, o projeto proposto representa uma contribuição significativa em termos de rede de antenas aplicadas ao futuro das comunicações sem fio.

5.2 Propostas para a continuação do trabalho

Acredita-se que o trabalho atingiu os objetivos propostos, e, sendo possível, para enriquecer ainda mais a proposta, novas contribuições podem ser obtidas em trabalhos futuros. Uma sugestão para continuação do trabalho seria aumentar a banda do coeficiente de transmissão S_{21} do projeto final com os pinos de curto-circuito, sendo que uma possível maneira seria realizando o reprojeto com os pinos de curto para a estrutura da rede de antenas de forma

a redimensionar o elemento ressonador considerando apenas os efeitos dos pinos, sem os acopladores, para logo depois inserir o acoplador no projeto já redimensionado para atuar na frequência desejada, possivelmente assim aumenta-se a banda de operação com baixo acoplamento entre as portas 1 e 2, analisando em $S_{21}[\text{dB}] \leq -10 \text{ dB}$. Ademais, para uma possível continuação desse trabalho de conclusão de curso podem ser realizadas modificações nas simulações numéricas dos modelos propostos, de acordo com o que foi visto em teoria e analisando os resultados práticos, com intuito de obter melhorias nos resultados ou possíveis modificações na estrutura e/ou materiais utilizados.

REFERÊNCIAS

- 1 RODRIGUEZ, J. **Fundamentals of 5G Mobile Networks**. United Kingdom: John Wiley and Sons, 2015.
- 2 STALLINGS, W. **5G Wireless: A Comprehensive Introduction**. Pearson Education Inc, 2021.
- 3 **3rd GENERATION Partnership Project**. Disponível em: <https://www.3gpp.org/>. Acesso em: 11 out. 2022.
- 4 **INTERNATIONAL Telecommunication Union**. Disponível em: <https://www.itu.int/>. Acesso em: 11 out. 2022.
- 5 Ministério das Comunicações. **Agência Nacional de Telecomunicações**. Disponível em: <https://www.gov.br/anatel/>. Acesso em: 11 out. 2022.
- 6 DAHLMAN, E.; PARKVALL, S.; SKOLD, J. **5G NR: The Next Generation Wireless Access Technology**. 2. ed., Elsevier Ltd, 2021.
- 7 GHANI, F. A.; NAJAFABADI, A. M. A.; SALEH, H.; YAPICI, M. K.; TEKIN, I. A **28 GHz 2x2 Antenna Array with 10 Beams Using Passive SPDT Switch Beamforming Network**, *Sensors*, v. 21, 2021.
- 8 MENDES, L. L. *et al.* **Enhanced Remote Areas Communications: The Missing Scenario for 5G and Beyond 5G Networks**. *in IEEE Access*, v. 8, 2020.
- 9 BRASIL. Ministério das Comunicações. **Resolução ANATEL nº 742, de 1 de março de 2021. Regulamento sobre Condições de Uso da Faixa de Radiofrequências de 3,5 GHz, bem como aprova o Regulamento sobre Condições de Uso da Faixa de Radiofrequências de 24,25 GHz a 27,90 GHz**. Diário Oficial da União: seção 1, Brasília, DF, nº 40, 2 de março de 2021.
- 10 SHANNON, C. E. **A Mathematical Theory of Communication**. *in The Bell System Technical Journal*, v. 27, n. 3, p. 379-423, julho, 1948.
- 11 FABIANI, B. M.; SILVEIRA, E. S.; PINA, M. V. P.; NASCIMENTO, D. C. **Nonlinear Constrained Beamforming Algorithm for Circularly Polarized Phased Arrays**. *in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, v. 17, n. 9, p. 1692-1696, setembro, 2018.
- 12 KIM Y. B.; LIM S.; LEE H. L. **Electrically Conformal Antenna Array With Planar Multipole Structure for 2-D Wide Angle Beam Steering**. *in IEEE Access*, v. 8, p. 157261-157269, 2020.

- 13 **Ansys Electronics Desktop Student.** Disponível em: <https://www.ansys.com/academic/students/ansys-electronics-desktop-student>. Acesso em: 25 out. 2022.
- 14 BALANIS, C. A. **Antenna Theory: Analysis and Design.** 3. ed., New York: John Wiley and Sons, 2005.
- 15 **IEEE Standard for Definitions of Terms for Antennas.** *IEEE*, IEEE Std 145-2013, p. 1-50, março, 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6758443.
- 16 DAS, A.; DAS, S. K. **Microwave Engineering.** 3. ed., McGraw Hill Education, New Delhi, 2015.
- 17 POZAR, D. M. **Microwave Engineering.** 4. ed., JohnWiley and Sons, New York, 2012.
- 18 SANTOS, R. A. **Antenas em Lente Aplicadas em Tecnologias Que Visam Altas Taxas De Transmissão.** Dissertação (Tese de Doutorado no Programa de Pós-Graduação) - Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Itajubá. Itajubá, Minas Gerais, 2019.
- 19 Zhang, X.; Zhu, L. **Gain-Enhanced Patch Antennas with Loading of Shorting Pins.** *in IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 64, n. 8, p. 3310-3318, agosto, 2016.
- 20 T. S. Bird. **Definition and Misuse of Return Loss [Report of the Transactions Editor-in-Chief].** *in IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, no. 2, pp. 166-167, abril, 2009.